

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

**DIODOS EMISSORES DE LUZ INTEGRADOS DE ALTA CORRENTE  
(EHC COB LEDS): CARACTERIZAÇÃO E CIRCUITOS DE ACIONAMENTO**

Tese de Doutorado

Dênis de Castro Pereira

Juiz de Fora, MG, Brasil

2019

Dênis de Castro Pereira

**DIODOS EMISSORES DE LUZ INTEGRADOS DE ALTA CORRENTE  
(EHC COB LEDS): CARACTERIZAÇÃO E CIRCUITOS DE ACIONAMENTO**

Tese de doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora, área de concentração em Sistemas Eletrônicos, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Henrique Antônio Carvalho Braga, D. Sc.

Co-orientador: Prof. Fernando Lessa Tofoli, D. Sc.

Juiz de Fora, MG, Brasil

2019

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

de Castro Pereira, Dênis.

Diodos Emissores de Luz Integrados de Alta Corrente (EHC COB LEDs): Caracterização e Circuitos de Acionamento / Dênis de Castro Pereira. -- 2019.

212 p.

Orientador: Henrique Antônio Carvalho Braga

Coorientador: Fernando Lessa Tofoli

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2019.

1. Circuitos de acionamento (drivers) de LEDs. 2. Iluminação de exteriores. 3. LEDs COB de extra-alta corrente. 4. Modelagem fotoeletrotérmica aprimorada. I. Antônio Carvalho Braga, Henrique, orient. II. Lessa Tofoli, Fernando, coorient. III. Título.

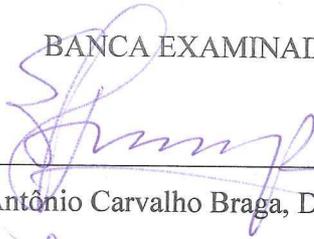
Dênis de Castro Pereira

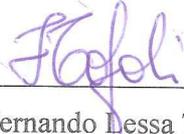
**DIODOS EMISSORES DE LUZ INTEGRADOS DE ALTA CORRENTE  
(EHC COB LEDS): CARACTERIZAÇÃO E CIRCUITOS DE ACIONAMENTO**

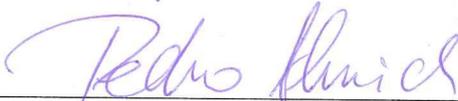
Tese de doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora, área de concentração em Sistemas Eletrônicos, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 28 de Março de 2019.

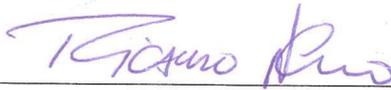
BANCA EXAMINADORA:

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Henrique Antônio Carvalho Braga, Doutor – Orientador – UFJF

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Fernando Lessa Tofoli, Doutor – Co-orientador – UFSJ

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Pedro Santos Almeida, Doutor – UFJF

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Guilherme Marcio Soares, Doutor – UFJF

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Ricardo Nederson do Prado, Doutor – UFSM

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Heverton Augusto Pereira, Doutor – UFV

## **AGRADECIMENTOS**

Ao término desta tese, agradeço a Deus, acima de tudo, por me proporcionar a saúde e sabedoria necessária para poder estar melhorando a cada dia.

Agradeço ao indispensável apoio da minha família, o qual me proporcionou a base emocional necessária para chegar até este momento. Agradeço especialmente ao amor e carinho da minha esposa Claudiana Cardoso de Castro, a qual me cuidou e incentivou diariamente para que eu pudesse alcançar mais este objetivo acadêmico tão importante.

Agradeço ao meu orientador, Prof. Henrique Braga, por me abrir as portas do grupo em 2015 e pela oportunidade única de fazer parte do Núcleo de Iluminação Moderna (NIMO), fato este que me permitiu um enorme amadurecimento pessoal e profissional. Agradeço também ao importante apoio do meu co-orientador, Prof. Fernando Lessa Tofoli, o qual exerceu papel fundamental neste percurso, prestando distintas contribuições durante os questionamentos que surgiam ao longo das pesquisas.

Agradeço ao Prof. Pedro Santos Almeida, Prof. Guilherme Márcio Soares, Prof. Ricardo Nederson do Prado e Prof. Heverton Augusto Pereira, os quais aceitaram participar da banca examinadora e dedicaram parte do seu tempo a esta avaliação, prestando, assim, notáveis contribuições e ensinamentos.

Agradeço também aos colegas de convivência do NIMO, com os quais tive a oportunidade de compartilhar incontáveis momentos durante os últimos quatro anos. Em especial, agradeço ao Eng. Wesley Josias de Paula, Eng. Pedro Laguardia, Eng. Ruan Ferraz, Eng. Lucas Resende, Eng. Bruno Tavares, Eng. Eric Pusiol e Eng. Vinicius Albuquerque, os quais se tornaram importantes amigos e companheiros de colaboração laboratorial durante os experimentos conduzidos.

Finalmente, agradeço às agências de fomento à pesquisa (FAPEMIG e CAPES) por proporcionar todo o apoio financeiro essencial para a realização deste trabalho.

*“Para mudar o mundo,  
é preciso mudar a si mesmo.  
Mude, mas comece devagar.  
A direção de suas atitudes  
é mais importante do que a velocidade”*

Adaptado do poema “Mude” de Edson Marques

## RESUMO

O presente trabalho tem como principal objetivo a avaliação teórica e experimental de diodos emissores de luz (LEDs, do inglês *Light Emitting Diodes*) integrados do tipo COB (do inglês, *chip-on-board*) de extra-alta corrente (EHC, do inglês *extra-high current*), da ordem de 12 A, e elevado fluxo luminoso, bem como a concepção de controladores dedicados comutados em alta frequência. Esta tese de doutorado propõe uma abordagem específica aplicada à avaliação de EHC COB LEDs, à concepção de sua modelagem fotoeletrotérmica e ao estudo de circuitos de acionamento dedicados a tais aplicações. O trabalho apresenta, inicialmente, uma introdução geral sobre o cenário atual de LEDs em aplicações que requerem altas potências e, conseqüentemente, elevados níveis de fluxo luminoso. Assim, uma abrangente revisão bibliográfica sobre os COB LEDs é apresentada e contextualizada. Na seqüência, uma caracterização fotoeletrotérmica (ou PET, do inglês *photoelectrothermal*) aprimorada, específica para EHC COB LEDs, é devidamente avaliada considerando variações nos principais parâmetros térmicos do dispositivo aliadas às suas modelagens estática e dinâmica. Metodologias de projeto são apresentadas e aplicadas a uma luminária de 600 W, sendo este um nível típico da potência empregada em iluminação de ambientes exteriores extensos, tais como estádios, quadras esportivas, faróis marítimos, mineração e aplicações industriais específicas. São apresentados, então, alguns circuitos de acionamento dedicados às aplicações nas quais altas correntes são necessárias. Devido às limitações associadas aos circuitos de acionamento de estágio único, tais como grande processamento de energia e baixa eficiência, conversores de dois estágios são propostos como alternativas dedicadas aos EHC COB LEDs. Topologias para controle de potência baseadas em conexões entrelaçadas são, então, avaliadas visando maior eficiência e controlabilidade. Os resultados obtidos para o circuito de acionamento em malha fechada mostram elevado fator de potência (0,99), reduzida taxa de distorção harmônica da corrente de entrada, rendimento elevado (acima de 90%) para altos níveis de corrente, longa vida útil e controle da corrente de saída com capacidade de controle de intensidade luminosa.

**PALAVRAS CHAVE:** Circuitos de acionamento de LEDs, Iluminação de exteriores (*Floodlighting*), LEDs *chip-on-board* (COB) de extra-alta corrente (EHC), Modelagem Fotoeletrotérmica Aprimorada (IPET).

## ABSTRACT

This work is focused on the theoretical and experimental evaluation of extra-high current (EHC) chip-on-board (COB) light emitting diodes (LEDs), which feature extra-high luminous flux (up to 60 klm). The conception of high-frequency power electronic converters for this extra-high current application is also proposed. This thesis aims to propose a specific approach for EHC COB LEDs and, consequently, the investigation of two-stage drivers for the accurate operation at extra-high current and high power levels. Initially, the study presents a general introduction concerning the actual scenario and applications of solid-state lighting (SSL) based on high power levels and high luminous flux. In this context, an extensive literature technical review on the COB LED technology is carried out. An Improved Photoelectrothermal (IPET) modeling, which considers some key thermal parameters variations, *i.e.*, the heat dissipation factor and the device junction resistance, is also evaluated concerning an EHC COB LED specific model that significantly modifies and improves the luminous flux prediction. The design methodologies are presented and applied to a 600-W EHC COB LED luminaire, which presents a typical power level required in wide outdoor environments such as sport stadiums and courts, airport highways, marine beacons, mining, and specific industrial applications. Some particular drivers are then presented for EHC COB LED applications, while the limitations of single-stage topologies as high energy reprocessing and poor efficiency for high current levels are addressed and properly referenced. In order to overcome such limitations, two-stage driving alternatives are proposed as reliable approaches for EHC COB LEDs. Besides, topologies with power control capability based on the interleaving technique are analyzed aiming at improved efficiency and controllability. Experimental results show high power factor (0.99), reduced total current harmonic distortion (in compliance with international power quality standards), high efficiency (over 90%), long lifespan due to the use of only film capacitors, and good output current control with dimming capability.

**KEYWORDS:** High current LED drivers, Outdoor floodlighting, Extra-high current (EHC) chip-on-board (COB) LEDs, Improved Photoelectrothermal (IPET) modeling.

## SUMÁRIO

<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>22</b>
<b>1. ILUMINAÇÃO DE ESTADO SÓLIDO E ILUMINAÇÃO DE ELEVADO FLUXO LUMINOSO.....</b>	<b>27</b>
1.1 DIODOS EMISSORES DE LUZ: CARACTERÍSTICAS GERAIS .....	27
1.2 APLICAÇÕES DE INTERIORES E ILUMINAÇÃO PÚBLICA .....	31
1.3 APLICAÇÕES DE ELEVADO FLUXO LUMINOSO .....	33
1.4 CONCLUSÕES PARCIAIS .....	39
<b>2. DIODOS EMISSORES DE LUZ INTEGRADOS (COB LEDS).....</b>	<b>40</b>
2.1. BREVE HISTÓRICO E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA DE COB LEDS .....	40
2.2. COB LEDS DE EXTRA-ALTA CORRENTE (EHC COB LEDs) E ELEVADO FLUXO LUMINOSO.....	49
2.3. CONCLUSÕES PARCIAIS .....	52
<b>3. EHC COB LED: CARACTERIZAÇÃO FOTOELETROTÉRMICA APRIMORADA COM VARIAÇÕES DE PARÂMETROS TÉRMICOS .....</b>	<b>53</b>
3.1 INTRODUÇÃO .....	53
3.2. ANÁLISE FOTOELETROTÉRMICA ESTÁTICA .....	54
3.2.1. CONCEITOS ELÉTRICOS E TÉRMICOS .....	54
3.2.2. ANÁLISE DAS VARIAÇÕES NOS PARÂMETROS TÉRMICOS DO EHC COB LED.....	62
3.2.3. OBTENÇÃO DE UM MODELO PET APRIMORADO .....	68
3.2.4. VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS.....	73
3.3. ANÁLISE DO IMPACTO DA ONDULAÇÃO DE CORRENTE E MODELO IPET DINÂMICO DE BAIXA FREQUÊNCIA .....	78
3.3.1. ONDULAÇÃO DE CORRENTE DE BAIXA FREQUÊNCIA E DEGRADAÇÃO DE FLUXO LUMINOSO.....	78
3.3.2. ONDULAÇÃO DE CORRENTE DE BAIXA FREQUÊNCIA E ANÁLISE DA MODULAÇÃO DE ILUMINÂNCIA .....	81
3.3.3. MODELO IPET DINÂMICO DE BAIXA FREQUÊNCIA.....	85
3.4. CONCLUSÕES PARCIAIS .....	86

<b>4. ACIONAMENTO DE EHC COB LEDS A PARTIR DA REDE CA .....</b>	<b>89</b>
4.1. CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA E CONTROLE DA CORRENTE DE SAÍDA.....	90
4.2. LIMITAÇÕES DOS CONVERSORES DE ESTÁGIO ÚNICO PARA O ACIONAMENTO DE EHC COB LEDS.....	94
4.3. CONVERSORES DE DOIS ESTÁGIOS PARA O ACIONAMENTO DE EHC COB LEDS.....	99
4.3.1. TOPOLOGIAS PARA O ESTÁGIO PFC.....	100
4.3.2. TÉCNICAS DE CONTROLE PARA A CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA.....	104
4.3.3. TOPOLOGIAS PARA O ESTÁGIO DE CONTROLE DE POTÊNCIA .....	108
4.3.4. ESTÁGIO DE ISOLAMENTO BASEADO NO CONVERSOR EGIBC.....	111
4.4. CONCLUSÕES PARCIAIS .....	112
<b>5. PROPOSTA DE MODELAGEM MÉDIA DE UM PRÉ-REGULADOR <i>BOOST</i> EM CCM E VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL COM UM CONVERSOR DE DOIS ESTÁGIOS.....</b>	<b>115</b>
5.1. PRÉ-REGULADOR <i>BOOST</i> PFC COM CONTROLE CICLO A CICLO .....	116
5.1.1. ANÁLISE DE UM BARRAMENTO CC DE ALTA TENSÃO PARA MINIMIZAÇÃO DA CAPACITÂNCIA DE BAIXA FREQUÊNCIA .....	120
5.1.2. PROPOSTA DE UMA METODOLOGIA CCM PARA MODELAGEM DINÂMICA POR ANÁLISE MÉDIA DE PEQUENOS SINAIS .....	124
5.1.3. VALIDAÇÃO DO MODELO DINÂMICO DA MALHA DE TENSÃO .....	130
5.1.4. PROJETO DO COMPENSADOR DA MALHA DE TENSÃO .....	131
5.2. CONVERSOR <i>BUCK</i> ENTRELAÇADO COMO ESTÁGIO DE CONTROLE DE POTÊNCIA .....	135
5.2.1. DEFINIÇÃO DO NÚMERO DE CÉLULAS ENTRELAÇADAS.....	137
5.3. VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL UTILIZANDO UM <i>DRIVER</i> DE DOIS ESTÁGIOS PARA EHC COB LEDS .....	139
5.3.1. ESTÁGIO PFC COM CONTROLE CICLO A CICLO .....	141
5.3.2. RESULTADOS DE RESPOSTA DINÂMICA COM CARGA RESISTIVA..	143
5.3.3. ESTÁGIO PC BASEADO NOS CONVERSORES IBC DE DUAS E TRÊS CÉLULAS E RESPOSTA DINÂMICA DO EHC COB LED .....	144

5.4. CONCLUSÕES PARCIAIS .....	153
<b>6. DRIVER DE DOIS ESTÁGIOS ALIMENTADO A PARTIR DA REDE CA COM CONTROLE ANALÓGICO DO BARRAMENTO DE TENSÃO E CONTROLE DIGITAL DA CORRENTE DE SAÍDA .....</b>	<b>155</b>
6.1. PRÉ-REGULADOR <i>BOOST</i> PFC COM CONTROLE POR CORRENTE MÉDIA ..	155
6.1.1. PROJETO DO COMPENSADOR DA MALHA DE CORRENTE .....	157
6.1.2. PROJETO DO COMPENSADOR DA MALHA DE TENSÃO .....	160
6.1.3. MALHA DE <i>FEEDFORWARD</i> .....	163
6.2. CONVERSOR <i>BUCK</i> ENTRELAÇADO COM RAZÃO CÍCLICA ESTENDIDA ...	164
6.3. MODELAGEM DINÂMICA POR ESPAÇO DE ESTADOS DO CONVERSOR EGIBC E PROJETO DE CONTROLE DIGITAL .....	168
6.4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....	173
6.5. CONCLUSÕES PARCIAIS .....	183
<b>CONCLUSÕES FINAIS E PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS.....</b>	<b>185</b>
<b>ANEXOS .....</b>	<b>188</b>
ANEXO 1: Comparação de resultados teóricos para os conversores básicos não-isolados de único estágio. ....	188
ANEXO 2: Código implementado em C para utilização no microcontrolador TIVA aplicável ao controle da corrente de saída no conversor EGIBC.....	189
<b>PRODUÇÃO BIBLIOGRÁFICA DO AUTOR.....</b>	<b>193</b>
<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>195</b>

## LISTA DE FIGURAS

Fig. 1.1. Evolução paralela da eficácia luminosa de diversas tecnologias de iluminação (DOE, 2016).....	29
Fig. 1.2. Representação do comportamento físico de um LED (Adaptado de ALMEIDA, 2012a).....	30
Fig. 1.3. Tipos de LEDs: (a) HB-LED, (b) HP-LED e (c) COB LED. ....	30
Fig. 1.4. Esquemático de um LED HP e seus respectivos detalhes construtivos (adaptado de ALMEIDA, 2014). ....	31
Fig. 1.5. Ambientes para a aplicação de luminárias LED de elevado fluxo luminoso.....	34
Fig. 1.6. Philips BVP651 LED500-4S-740. Luminária de alta potência e elevado fluxo que utiliza associações discretas de LEDs. ....	35
Fig. 1.7. Osram Floodlight 20 maxi LED 5XA7693F1G1DB. Luminária de maior potência e elevado fluxo que utiliza associações discretas de LEDs.....	35
Fig. 1.8. Dois modelos comerciais de COB LEDs: (a) Luxeon COB 1208 do fabricante Lumileds e (b) Décor Vero 29 do fabricante Bridgelux.....	36
Fig. 2.1. Linha do tempo de evolução técnico-científica da tecnologia COB LED baseada nas referências bibliográficas produzidas na última década. ....	40
Fig. 2.2. Métodos de disposição do elemento LED discreto na estrutura COB (Adaptado de LI et al. 2013). ....	43
Fig. 2.3. Conexão convencional e conexão <i>3-pad</i> da pastilha semicondutora com a MCPCB. ....	50
Fig. 2.4. EHC COB LED Apollo 600 da <i>FCOpto</i> assentado em um dissipador de alumínio aletado de 600W. ....	51
Fig. 3.1. Interações entre as grandezas elétricas, térmicas e fotométricas de um sistema de iluminação a LEDs (adaptado de BENDER, 2012). ....	53
Fig. 3.2 – Características de um LED de potência. (a) Modelo elétrico e (b) Exemplo de curva $I \times V$ teórica, experimental e regressão linear para obtenção dos parâmetros elétricos (adaptado de ALMEIDA, 2014).....	55
Fig. 3.3. Diagrama esquemático do circuito utilizado na obtenção experimental dos parâmetros elétricos do EHC COB LED. (a) $T_j$ aproximadamente constante e (b) $T_j$ incrementado com o aumento da corrente. ....	56

Fig. 3.4. Curvas $I \times V$ do EHC COB LED Apollo 600 obtidas experimentalmente. (a) Com temperatura ambiente aproximadamente constante (25°C) e (b) com variação da temperatura de junção.....	57
Fig. 3.5. Efeito da temperatura na característica tensão versus corrente de um LED. ....	58
Fig. 3.6. Imagem real do EHC COB LED Apollo 600 dentro da câmara climática WEISS WKL-100 para a caracterização eletrotérmica. ....	59
Fig. 3.7. Curvas características do EHC COB LED Apollo 600 (obtidas experimentalmente). (a) Curva eletrotérmica e (b) curva de variação da resistência dinâmica com a temperatura de junção. ....	59
Fig. 3.8. Modelo térmico simplificado de um EHC COB LED. ....	60
Fig. 3.9. Modelo eletrotérmico completo aproximado para um EHC COB LED assentado em um dissipador.....	62
Fig. 3.10. Teste experimental controlado termicamente para a medição aproximada da temperatura de junção.....	64
Fig. 3.11. Capturas em escala térmica com o termovisor para a extração da temperatura de junção do EHC COB LED. (a) $I_{COB} = 6$ A, (b) $I_{COB} = 10$ A e (c) $I_{COB} = 12$ A.....	64
Fig. 3.12. Curvas obtidas para o método de cálculo indireto por (3.7) e por medição aproximada da temperatura de junção do EHC COB LED utilizando a câmera térmica.....	64
Fig. 3.13. Arranjo experimental utilizado na extração da eficiência radiante e na validação experimental do modelo PET estático. (a) Circuito esquemático e (b) imagem parcial do experimento. ....	65
Fig. 3.14. Característica de variação do coeficiente de dissipação de calor em função da potência dissipada para o EHC COB LED Apollo 600.....	65
Fig. 3.15. Característica de variação da resistência de junção em função da potência dissipada para o EHC COB LED Apollo 600. ....	66
Fig. 3.16. Temperaturas de invólucro, ambiente e junção calculada em função da corrente de operação: curvas experimentais e teóricas para o EHC COB LED Apollo 600.....	68
Fig. 3.17. Diagrama esquemático do experimento realizado para a obtenção das caracterizações fotométricas do EHC COB LED Apollo 600. Curva fotoelétrica: utilização da caixa preta (1 m <sup>3</sup> ), e curva fototérmica: utilização da câmara climática WEISS WKL-100. ..	70
Fig. 3.18. Pulso de tensão medido pelo fotodiodo (CH1 – 600 mV/div.) após a aplicação de um pulso de corrente no valor de referência (6 A) (CH2 – 1,6 A/div.) do EHC COB LED	

Apollo 600 com a leitura em regime permanente por meio dos cursores. Escala de tempo: 400 $\mu\text{s}/\text{div}$ .	70
Fig. 3.19. Curvas características de fluxo normalizado para o EHC COB LED Apollo 600. (a) Curva fotoelétrica (temperatura constante) e (b) curva fototérmica (corrente constante).	71
Fig. 3.20. Curvas características idealizadas. (a) Curva fotoelétrica e (b) curva fototérmica.	72
Fig. 3.21. Curvas teóricas e experimentais de fluxo luminoso para o EHC COB LED Apollo 600. (a) Fluxo luminoso por corrente direta e (b) respectiva curva de erro instantâneo.	75
Fig. 3.22. Curvas teóricas e experimentais de eficácia luminosa para o EHC COB LED Apollo 600. (a) Eficácia luminosa por corrente direta e (b) respectiva curva de erro instantâneo.	75
Fig. 3.23. Níveis de ondulação na corrente (de baixa frequência) empregados na caracterização PET dinâmica: (a) 0%, (b) 100% e (c) 200%.	79
Fig. 3.24. Resultados de degradação fotométrica no EHC COB LED Apollo 600 considerando diversos níveis de ondulação de baixa frequência de corrente.	79
Fig. 3.25. Resultados de evolução cromática das coordenadas xy considerando diversos níveis de ondulação de baixa frequência de corrente para o EHC COB LED Apollo 600.	80
Fig. 3.26. Relação teórica entre a corrente medida e a modulação de iluminância aferida.	82
Fig. 3.27. Formas de onda obtidas para três níveis de ondulação de baixa frequência da corrente no EHC COB LED (CH2 – 2,5 A/div.) e respectivas tensões medidas no fotodiodo (CH1 – 2 V/div.). (a) 50%, (b) 100% e (c) 160%. Escala de tempo: 4 ms/div.	84
Fig. 3.28. <i>Flicker</i> para o EHC COB LED Apollo 600 em função da ondulação percentual de corrente.	84
Fig. 3.29. Resultados experimentais (por meio da eq. de Michelson) e de previsão teórica de <i>flicker</i> (por meio do modelo IPET dinâmico) para o EHC COB LED Apollo 600 considerando uma ondulação de corrente de baixa frequência de 1,8 A.	86
Fig. 4.1. Estrutura básica de um <i>driver</i> ativo de alta frequência para acionamento de LEDs.	92
Fig. 4.2. Conversores abaixadores básicos não-isolados para o acionamento em estágio único de EHC COB LEDs. (a) <i>Buck</i> PFC convencional e (b) <i>buck-boost</i> PFC convencional.	95
Fig. 4.3. Conversores abaixadores entrelaçados para o acionamento em estágio único de EHC COB LEDs. (a) <i>Buck</i> PFC entrelaçado e (b) <i>buck-boost</i> PFC entrelaçado.	95
Fig. 4.4. Concepção de <i>drivers</i> para EHC COB LEDs baseados no conversor NCNI multinível em corrente: (a) uma célula, (b) duas células, (c) três células e (d) $n$ células.	97
Fig. 4.5. Conversor <i>boost</i> convencional como estágio pré-regulador de fator de potência.	100

Fig. 4.6. Conversores <i>boost bridgeless</i> como estágios pré-reguladores de fator de potência. (a) Topologia <i>dual-boost</i> e (b) topologia <i>totem-pole</i> .....	101
Fig. 4.7. Principais formas de onda em baixa frequência obtidas por simulação para os conversores: (a) <i>boost</i> convencional e (b) <i>boost bridgeless</i> simétrico ( <i>dual-boost</i> ) operando em modo de condução contínua. ....	102
Fig. 4.8. Conversores <i>boost</i> trifásicos como estágios pré-reguladores de fator de potência. (a) Topologia controlada e (b) topologia semicontrolada ( <i>bridgeless</i> ).....	103
Fig. 4.9. Principais formas de onda obtidas por simulação para o conversor <i>boost</i> trifásico controlado operando em modo de condução contínua. ....	103
Fig. 4.10. Diagrama esquemático do controle por histerese aplicado a um conversor <i>boost</i> .	105
Fig. 4.11. Diagrama esquemático do controle por corrente média aplicado a um conversor <i>boost</i> . ....	105
Fig. 4.12. Diagrama esquemático do controle por pico de corrente aplicado a um conversor <i>boost</i> . ....	106
Fig. 4.13. Esquemático de controle ciclo a ciclo aplicado a um conversor <i>boost</i> . ....	107
Fig. 4.14. Esquemático da técnica de autocontrole aplicado a um conversor <i>boost</i> . ....	108
Fig. 4.15. Conversores <i>buck</i> entrelaçados de $n$ células como estágios reguladores da potência de saída. (a) Topologia convencional e (b) topologia síncrona.....	109
Fig. 4.16. Principais formas de onda obtidas por simulação para o conversor <i>buck</i> entrelaçado de três células operando em CCM. (a) Visualização em baixa frequência e (b) em alta frequência. ....	110
Fig. 4.17. Conversor <i>buck</i> entrelaçado de duas células com razão cíclica estendida (EGIBC). ....	110
Fig. 4.18. Principais formas de onda obtidas por simulação para o conversor EGIBC de duas células operando em modo de condução contínua. (a) Visualização em baixa frequência e (b) em alta frequência.....	111
Fig. 4.19. Estrutura isolada baseada no conversor EGIBC. ....	112
Fig. 4.20. Principais formas de onda obtidas por simulação para o conversor EGIBC isolado operando em modo de condução contínua. (a) Visualização em baixa frequência e (b) em alta frequência. ....	112
Fig. 5.1. Conversor de dois estágios direcionado ao acionamento do EHC COB LED Apollo 600. ....	116

Fig. 5.2. Retificador <i>boost</i> monofásico como estágio PFC e barramento de alta tensão com controle ciclo a ciclo pelo circuito integrado IR1150.....	119
Fig. 5.3. Diagrama de blocos do circuito de controle PFC com a técnica ciclo a ciclo característica do IR1150.....	119
Fig. 5.4. Gráfico de superfície da tensão de barramento, ondulação de tensão e valores de capacitância.....	121
Fig. 5.5. Variação dos valores de capacitância com relação à ondulação de tensão considerando um barramento CC de 400 V.....	122
Fig. 5.6. Gráfico de superfície da relação entre tensão, capacitância e volume em um capacitor de placas paralelas.....	124
Fig. 5.7. Formas de onda em baixa e em alta frequência para a obtenção do modelo médio do estágio PFC.....	126
Fig. 5.8. Circuito equivalente para análise de pequenos sinais do conversor <i>boost</i> PFC operando em CCM.....	128
Fig. 5.9. Validação do modelo médio para o conversor <i>boost</i> PFC operando em CCM. Tensão de barramento e resposta do modelo para variações de pequenos sinais na tensão de entrada.....	131
Fig. 5.10. Validação do modelo médio para o conversor <i>boost</i> PFC operando em CCM. Tensão de barramento e resposta do modelo para variações de pequenos sinais no sinal de controle.....	131
Fig. 5.11. Esquemático do compensador com amplificador operacional do tipo transcondutância.....	133
Fig. 5.12. Análise da resposta em frequência do conversor <i>boost</i> CCM PFC em OCC. (a) Gráficos de Bode para a malha externa não compensada (planta) e compensada, e (b) lugar das raízes com controlador projetado.....	134
Fig. 5.13. Variação teórica das perdas por condução nos elementos semicondutores de um conversor <i>buck</i> entrelaçado de $n$ células: (a) MOSFETs e (b) diodos.....	138
Fig. 5.14. Foto do protótipo do <i>driver</i> de dois estágios utilizado na validação experimental. Retificador <i>boost</i> CCM PFC e conversor IBC de duas células.....	140
Fig. 5.15. Foto do protótipo do conversor IBC de três células também avaliado como segundo estágio do <i>driver</i> .....	140

Fig. 5.16. Formas de onda experimentais para o <i>driver</i> PFC de dois estágios: tensão CA de entrada (V) (CH1 – 250 V/div.), corrente de entrada (A) (CH2 – 5 A/div.) e corrente no indutor <i>boost</i> (A) (CH4 – 2,5 A/div.). Escala de tempo: 10 ms/div.....	141
Fig. 5.17. Análise harmônica da corrente de entrada do estágio PFC para as 39 primeiras harmônicas em comparação com os limites impostos pela norma IEC 61000-3-2 classe C..	142
Fig. 5.18. Formas de onda experimentais para o conversor <i>boost</i> CCM PFC. Tensão no barramento intermediário (V) (CH3 – 100 V/div.) com detalhamento para a análise da respectiva ondulação de tensão de baixa frequência. Escala de tempo: 10 ms/div.....	142
Fig. 5.19. Degraus da tensão de entrada no estágio PFC com carga resistiva. Afundamento de 14% e incremento de 7% na tensão da rede CA. Tensão de entrada (V) (CH1), corrente de entrada (A) (CH2), tensão de saída (V) (CH3) e corrente no barramento (A) (CH4). Escala de tempo: 40 ms/div.....	144
Fig. 5.20. Degraus da potência de saída (carga) no estágio PFC com carga resistiva. (a) Diminuição de 8% na potência de saída e (b) elevação de 8% na potência de saída. Tensão de entrada (V) (CH1), corrente de entrada (A) (CH2), tensão de saída (V) (CH3) e corrente no barramento (A) (CH4). Escala de tempo: 40 ms/div.....	144
Fig. 5.21. Formas de onda da corrente nos indutores para o conversor IBC de duas células do estágio PC em comparação com os pulsos de acionamento dos MOSFETs: Correntes em $L_1$ (CH1 – 1 A/div.) e em $L_2$ (CH2 – 1 A/div.); e tensões $V_{gs1}$ (CH3 – 10 V/div.) e $V_{gs2}$ (CH4 – 10 V/div.). Escala de tempo: 10 $\mu$ s/div.....	145
Fig. 5.22. Formas de onda da corrente nos indutores para o conversor IBC de três células do estágio PC em comparação com os pulsos de acionamento dos MOSFETs: Correntes em $L_1$ (CH1 – 1 A/div.), em $L_2$ (CH2 – 1 A/div.) e em $L_3$ (CH3 – 1 A/div.); e tensões $V_{gs1}$ (CH4 – 10 V/div.), $V_{gs2}$ (CH1 – 10 V/div.) e $V_{gs3}$ (CH2 – 10 V/div.). Escala de tempo: 10 $\mu$ s/div.....	146
Fig. 5.23. Formas de onda nos MOSFETs $S_1$ e $S_2$ do conversor IBC de duas células como estágio PC: Correntes $I_{ds1}$ (CH1 – 2,5 A/div.), e $I_{ds2}$ (CH2 – 2,5 A/div.); e tensões $V_{ds1}$ (CH3 – 200 V/div.) e $V_{ds2}$ (CH4 – 200 V/div.). Escala de tempo: 10 $\mu$ s/div.....	147
Fig. 5.24. Formas de onda nos MOSFETs $S_1$ , $S_2$ e $S_3$ do conversor IBC de três células como estágio PC: Correntes $I_{ds1}$ (CH1 – 2,5 A/div.), $I_{ds2}$ (CH2 – 2,5 A/div.), e $I_{ds3}$ (CH3 – 2,5 A/div.); e tensões $V_{ds1}$ (CH4 – 200 V/div.), $V_{ds2}$ (CH1 – 200 V/div.), e $V_{ds3}$ (CH2 – 200 V/div.). Escala de tempo: 10 $\mu$ s/div.....	147

Fig. 5.25. Formas de onda nos diodos $D_1$ e $D_2$ do conversor IBC de duas células como estágio PC: Correntes $I_{D1}$ (CH1 – 2,5 A/div.), e $I_{D2}$ (CH2 – 2,5 A/div.); e tensões $V_{D1}$ (CH3 – 200 V/div.) e $V_{D2}$ (CH4 – 200 V/div.). Escala de tempo: 10 $\mu$ s/div.....	148
Fig. 5.26. Formas de onda nos diodos $D_1$ , $D_2$ e $D_3$ do conversor IBC de três células como estágio PC: Correntes $I_{D1}$ (CH1 – 2,5 A/div.), $I_{D2}$ (CHR2 – 2,5 A/div.), e $I_{D3}$ (CH2 – 2,5 A/div.); e tensões $V_{D1}$ (CH3 – 200 V/div.), $V_{D2}$ (CHR1 – 200 V/div.), e $V_{D3}$ (CH4 – 200 V/div.). Escala de tempo: 10 $\mu$ s/div. ....	149
Fig. 5.27. Formas de onda da tensão e corrente no EHC COB LED e detalhamento da corrente para análise do <i>ripple</i> de baixa frequência de saída para o conversor IBC de duas células: tensão de saída $V_{COB}$ (CH1 – 10 V/div.) e corrente de saída $I_{COB}$ (CH2 – 2,5 A/div.). Escala de tempo: 4 ms/div. ....	150
Fig. 5.28. Formas de onda da tensão e corrente no EHC COB LED e detalhamento da corrente para análise do <i>ripple</i> de baixa frequência de saída para o conversor IBC de três células: tensão de saída $V_{COB}$ (CH1 – 10 V/div.) e corrente de saída $I_{COB}$ (CH2 – 2,5 A/div.). Escala de tempo: 4 ms/div. ....	150
Fig. 5.29. Resposta dinâmica do <i>driver</i> de dois estágios ao se variar a tensão CA de entrada com afundamento de 14% e incremento de 7%, respectivamente. Tensão de entrada (CH1 – 170 V/div.), corrente de entrada (CH2 – 3,5 A/div.), tensão CC de barramento (CH3 – 50 V/div) e corrente no EHC COB LED (CH4 – 2,5 A/div.). Escala de tempo: 40 ms/div. ....	152
Fig. 5.30. Perdas experimentais medidas no <i>driver</i> de dois estágios empregado na validação. ....	152
Fig. 6.1. Circuito de potência do conversor de dois estágios controlado proposto direcionado ao acionamento do EHC COB LED: Pré-regulador <i>boost</i> como estágio PFC e conversor EGIBC como estágio PC. ....	155
Fig. 6.2. Retificador <i>boost</i> CCM monofásico como estágio PFC com controle por corrente média pelo circuito integrado UC3854.....	156
Fig. 6.3. Diagrama em blocos do circuito de controle PFC com a técnica ACM do UC3854. ....	157
Fig. 6.4. Gráficos de Bode da resposta em frequência da malha interna do conversor <i>boost</i> CCM PFC operando por ACM: malha não compensada (planta) e malha compensada.....	160
Fig. 6.5. Gráficos de Bode da resposta em frequência da malha externa do conversor <i>boost</i> CCM PFC operando por ACM: malha não compensada (planta) e malha compensada.....	163
Fig. 6.6. Conversor <i>buck</i> entrelaçado com razão cíclica estendida (EGIBC). ....	165

Fig. 6.7. Análise das etapas de operação do conversor EGIBC considerando $D < 0.5$ . (a) Intervalo $t_0$ a $t_1$ , (b) intervalos $t_1$ a $t_2$ e $t_3$ a $t_4$ , (c) intervalo $t_2$ a $t_3$ e (d) formas de onda teóricas para cada intervalo.....	166
Fig. 6.8. Circuito equivalente do conversor EGIBC para aplicação na modelagem por espaço de estados.....	168
Fig. 6.9. Validação do modelo dinâmico do conversor EGIBC considerando distúrbios na tensão de barramento (entrada) e na razão cíclica.....	170
Fig. 6.10. Circuito de sensoriamento de corrente utilizado no protótipo para aplicações de conversão A-D.....	171
Fig. 6.11. Curva de calibração obtida em 120 Hz para o sensor de corrente ACS-712-20A.	171
Fig. 6.12. Características do sistema de controle do estágio PC. Gráficos de Bode para amplitude e fase da planta e FTLA (com compensador).....	172
Fig. 6.13. Esquemático dos circuitos de potência e controle do conversor de dois estágios controlado.....	175
Fig. 6.14. Foto do protótipo do <i>driver</i> de dois estágios com controle digital da corrente de saída.....	175
Fig. 6.15. Formas de onda de entrada para o <i>driver</i> PFC de dois estágios operando com controle por corrente média: tensão CA de entrada (V) (CH1 – 100 V/div.) e corrente de entrada (A) (CH2 – 2,5 A/div.). Escala de tempo: 4 ms/div. ....	176
Fig. 6.16. Análise harmônica da corrente de entrada do estágio PFC por corrente média para as 39 primeiras harmônicas em comparação com os limites impostos pela norma IEC 61000-3-2 classe C.....	176
Fig. 6.17. Formas de onda experimentais para o conversor <i>boost</i> CCM PFC. Tensão no barramento de saída (V) (CH1 – 50 V/div.) e corrente no indutor <i>boost</i> (A) (CH2 – 2,5 A/div.). Escala de tempo: 4ms/div. ....	177
Fig. 6.18. Formas de onda para as correntes nos indutores do conversor EGIBC em comparação com os pulsos de acionamento do interruptor principal: correntes em $L_1$ (CH2 – 1 A/div.) e $L_2$ (CH4 – 1 A/div.); e tensões <i>gate-source</i> $V_{gs1}$ (CH1 – 10 V/div.) e $V_{gs2}$ (CH3 – 10 V/div.). Escala de tempo: 8 $\mu$ s/div. ....	177
Fig. 6.19. Formas de onda para as tensões e correntes nos MOSFETs $S_1$ e $S_2$ do conversor EGIBC: correntes de dreno $I_{ds1}$ (CH2 – 4 A/div.) e $I_{ds2}$ (CH4 – 4 A/div.); e tensões $V_{ds1}$ (CH1 – 200 V/div.) e $V_{ds2}$ (CH3 – 200 V/div.). Escala de tempo: 8 $\mu$ s/div. ....	178

Fig. 6.20. Formas de onda para as tensões e correntes nos diodos $D_1$ e $D_2$ do conversor EGIBC: correntes $I_{D1}$ (CH2 – 4 A/div.) e $I_{D2}$ (CH4 – 4 A/div.); e tensões reversas $V_{D1}$ (CH1 – 200 V/div.) e $V_{D2}$ (CH3 – 200 V/div.). Escala de tempo: 8 $\mu$ s/div.....	179
Fig. 6.21. Formas de onda de saída no EHC COB LED para o <i>driver</i> de dois estágios controlado: tensão de saída $V_{COB}$ (CH1 – 10 V/div.) e corrente de saída $I_{COB}$ (CH4 – 2,5 A/div.) com detalhamento da ondulação de baixa frequência. Escala de tempo: 4 ms/div....	179
Fig. 6.22. Resposta dinâmica para degraus da tensão de entrada: afundamento de 10% e incremento de 10% na tensão da rede CA, respectivamente. Corrente de entrada (CH2 – 2,5 A/div.), tensão de barramento (CH3 – 100 V/div.), tensão do EHC COB LED (CH1 – 10 V/div.) e corrente do EHC COB LED (CH4 – 2,5 A/div.). Escala de tempo: 100 ms/div. ...	180
Fig. 6.23. Degraus de corrente de saída ( <i>dimming</i> ) no estágio PFC com variação da corrente de referência do circuito de controle. Corrente de entrada (CH2 – 2,5 A/div.), tensão de barramento (CH3 – 100 V/div.), tensão do EHC COB LED (CH1 – 10 V/div.) e corrente do EHC COB LED (CH4 – 2,5 A/div.). Escala de tempo: 2 s/div.....	181
Fig. 6.24. Detalhamento da forma de onda de degrau de corrente de saída ( <i>dimming</i> ) no estágio PFC com variação da corrente de referência do circuito de controle. Corrente de entrada (CH2 – 2,5 A/div.), tensão de barramento (CH3 – 100 V/div.), tensão do EHC COB LED (CH1 – 10 V/div.) e corrente do EHC COB LED (CH4 – 2,5 A/div.). Escala de tempo: 100 ms/div. ....	181
Fig. 6.25. Resultados de eficiência do <i>driver</i> de dois estágios controlado: (a) Curva de eficiência obtida para a faixa de <i>dimming</i> e (b) distribuição das perdas medidas nos componentes do protótipo para a condição nominal. ....	183

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1. Parâmetros elétricos e fotométricos do modelo Apollo 600 da <i>Flip Chip Opto.</i> ...	51
Tabela 3.1. Parâmetros PET obtidos experimentalmente para o EHC COB LED Apollo 600. .....	73
Tabela 3.2. Análise comparativa entre dissipadores empregados em EHC COB LEDs.....	77
Tabela 3.3. Resultados extraídos do experimento realizado na esfera integradora: fluxo, eficácia e desvio de cromaticidade considerando elevados níveis de ondulação de corrente para o modelo Apollo 600. ....	81
Tabela 4.1. Especificações de projeto para os conversores de único estágio simulados e aplicados como <i>driver</i> do EHC COB LED. ....	97
Tabela 4.2. Parâmetros de projeto de simulação para os retificadores <i>boost</i> CCM como estágios PFC. ....	100
Tabela 4.3. Parâmetros de projeto de simulação para os conversores IBC e EGIBC como estágios PC. ....	109
Tabela 5.1. Parâmetros de projeto do retificador <i>boost</i> como estágio PFC com controle ciclo a ciclo. ....	117
Tabela 5.2. Componentes calculados para o conversor <i>boost</i> CCM PFC, com controle ciclo a ciclo, como primeiro estágio do <i>driver</i> . ....	120
Tabela 5.3. Parâmetros de projeto do conversor <i>buck</i> entrelaçado como estágio PC. ....	135
Tabela 5.4. Análise teórica da dissipação de potência por condução em modelos comerciais de MOSFETs que podem ser empregados no circuito de potência do conversor <i>buck</i> entrelaçado. .....	138
Tabela 6.1. Componentes calculados para o conversor <i>boost</i> CCM PFC operando por ACM como primeiro estágio do <i>driver</i> . ....	157
Tabela 6.2 - Parâmetros de projeto para o pré-regulador <i>boost</i> CCM PFC com controle por corrente média. ....	173
Tabela 6.3 - Parâmetros de projeto para o conversor EGIBC como estágio PC. ....	174
Tabela 6.4 – Componentes empregados no protótipo do conversor controlado de dois estágios. .....	174

Tabela 6.5 – Detalhamento das condições de fator de potência, distorção harmônica da corrente de entrada e nível de eficiência obtidos experimentalmente em diversas condições de corrente no EHC COB LED. ....	182
---	-----

## LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

- ABNT. Associação Brasileira de Normas Técnicas
- ACM. Modo de controle por corrente média (do inglês, *Average Current Mode*)
- ADC. Conversor analógico-digital (do inglês, *Analog to Digital Converter*)
- AM. Modulação por amplitude (do inglês, *Amplitude Modulation*)
- CA. Corrente Alternada
- CC. Corrente Contínua
- CCM. Modo de condução contínua (do inglês, *Continuous Conduction Mode*)
- CFD. *Computational Fluid Dynamics*
- CI. Circuito integrado
- CIE. Comissão Internacional em Iluminação (do francês, *Commission Internationale de L'éclairage*)
- COB. *Chip-on-board*
- DCM. Modo de condução descontínua (do inglês, *Discontinuous Conduction Mode*)
- DLC. *Diamond-like Carbon*
- EGIBC. Conversor *buck* entrelaçado com razão cíclica estendida (do inglês, *Extended Gain Interleaved Buck Converter*)
- EHC. Extra-alta corrente (do inglês, *Extra-high current*)
- EMI. Interferência eletromagnética (do inglês, *Electromagnetic Interference*)
- ESR. Resistência série equivalente (do inglês, *Equivalent series resistance*)
- FCOpto. *Flip-Chip Opto*
- FP. Fator de potência
- FTLA. Função de transferência de laço aberto
- GaN. Nitreto de Gálio
- GBC-CFP. *Glass-bubble caps chemical foaming process*
- HB LED. Diodo emissor de luz de alto brilho (do inglês, *High-Brightness Light Emitting Diode*)
- HP-LED. Diodo emissor de luz de potência (do inglês, *High-Power Light-Emitting Diode*)
- IBC. Conversor *buck* entrelaçado (do inglês, *Interleaved Buck Converter*)
- IEEE. *Institute of Electrical and Electronics Engineers*
- InGaN. Nitreto de Índio-Gálio

IPET. *Improved Photo-Electro-Thermal*

IR. *International Rectifier*

IRC. Índice de reprodução de cores

LED. Diodo emissor de luz (do inglês, *Light-Emitting Diode*)

LMS. *Light Measurement Sphere*

LTBT. *Low-Temperature Bonding Technology*

MCPCB. *Metal Core Printed Circuit Board*

NCNI. *n-cells n-inductors*

OCC. Mode de controle ciclo a ciclo (do inglês, *one-cycle control*)

OPF. *Oblique-plate fin heatsink*

PC. Controle de potência (do inglês, *Power Control*)

PCB. Placa de circuit impresso (do inglês, *Printed Circuit Board*)

PC-LED. *Phosphor Converted Light-Emitting Diode*

PET. Fotoeletrotérmico (do inglês, *Photo-Electro-Thermal*)

PFC. Correção do fator de potência (do inglês, *Power Factor Correction*)

PI. Proporcional-integral

PLS. *Patterned Leadframe Substrate*

PPF. *Pin-plate fin heatsink*

PWM. Modulação por largura de pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation*)

RGB. Vermelho, verde e azul (do inglês, *Red, Green and Blue*)

SEPIC. *Single-Ended Primary-Inductance Converter*)

SiC. Carboneto de Silício

SPWM. Modulação por largura de pulso senoidal (do inglês, *Sinusoidal Pulse-Width Modulation*)

SSL. Iluminação de estado sólido (do inglês, *Solid-State Lighting*)

TCC. Temperatura de cor correlata

TEC. *Thermoelectric cooler*

THD. Taxa de distorção harmônica total (do inglês, *Total Harmonic Distortion*)

TI. *Texas Instruments*

WL-COB. *Wafer-level Chip-on-board*

## INTRODUÇÃO

Assuntos relacionados à eficiência energética são temas cada vez mais recorrentes no cenário mundial, de forma que a busca por processos e tecnologias mais eficientes em termos de utilização da energia tem sido incentivada por questões econômicas e ambientais. Além disso, as pesquisas científicas estão sempre visando ao aperfeiçoamento de eficiência no processamento da energia, sendo que os sistemas de iluminação artificial representam grande potencial de economia da energia elétrica. Neste contexto, a concepção de alternativas e soluções para a redução do consumo de energia elétrica em sistemas de iluminação é de suma importância, gerando significativos impactos econômicos em cenário mundial.

Historicamente, observa-se uma evolução característica do desenvolvimento e utilização de fontes de iluminação artificiais mais eficientes. O surgimento de novas tecnologias em iluminação representa um vasto campo de estudo, o qual envolve desde o desenvolvimento e aspectos construtivos dessas tecnologias, até o seu desempenho no que tange à eficiência energética, qualidade de energia elétrica, conforto visual, reprodução de cores e vida útil total do sistema de iluminação.

Nas últimas duas décadas, o uso dos diodos emissores de luz (LEDs, do inglês, *light emitting diodes*) na iluminação tem representado significativo avanço tecnológico nesta área. Considerando estudos passados como Polonskii & Seidel (2008), aproximadamente 30% de toda a energia elétrica gerada no mundo no ano de 2008 era utilizada na produção de iluminação artificial. Contrastando deste valor, um levantamento mais recente conduzido por Dreyfus & Gallinat (2015), mostrou que, apesar de a demanda de iluminação estar aumentando, este percentual foi reduzido à metade (isto é, 15%) nos últimos anos. Isto é explicado pelo baixíssimo consumo de energia dos LEDs em equivalência à mesma intensidade luminosa de outras fontes de luz artificiais.

Inicialmente, os LEDs eram usados apenas para sinalização. Com o passar do tempo, tiveram rápido desenvolvimento com o advento do LED de potência de luz branca, fato este que possibilitou sua utilização na iluminação de ambientes internos e externos. Diante disso, diversos estudos recentes apontam para a utilização dos LEDs na iluminação de ambientes interiores e exteriores (RODRIGUES, 2012a; SALES, 2011; SCHUCH, 2011; ALMEIDA, 2011; NOGUEIRA, 2013).

Os principais fatores que contribuem para a aplicação e desenvolvimento da iluminação de estado sólido são, basicamente, a elevada eficácia luminosa, longa vida útil, maior

resistência mecânica, fácil controle sobre a intensidade luminosa (dimerização), capacidade de emissão de luz branca e ótimo índice de reprodução de cores dos LEDs. Espera-se que uma das vantagens mais significativas que poderá decorrer da utilização em larga escala de LEDs para a iluminação, em geral, seja a diminuição do consumo de energia. Segundo Tsao (2004), sendo reforçado no estudo recente de Dreyfus e Gallinat (2015), cerca de 50% da energia consumida com iluminação artificial em todo o mundo poderia ser poupada com a utilização da iluminação de estado sólido (SSL, do inglês, *solid-state lighting*). Além disso, esse tipo de tecnologia causa menos danos ao meio ambiente, pois os LEDs não apresentam metais pesados e gases tóxicos em seu interior como aqueles encontrados em alguns modelos de lâmpadas de descarga.

Por outro lado, a principal desvantagem da tecnologia LED ainda é o seu alto custo de implantação. Outro ponto que deve ser destacado é que o bom funcionamento de um sistema de iluminação de estado sólido não depende apenas do dispositivo semicondutor, mas também de diversos outros fatores, os quais podem causar falhas prematuras da luminária. O dispositivo eletrônico de acionamento, conhecido na literatura técnica como controlador (ou *driver*), bem como o sistema de dissipação térmica dos LEDs são igualmente de extrema importância, e se não forem devidamente projetados, podem fazer com que o sistema como um todo não possua a eficiência e durabilidade esperadas.

Recentemente, um campo de estudo específico em iluminação de estado sólido considerando aplicações em ambientes exteriores de maior extensão tem despertado grande interesse da comunidade científica e industrial: os LEDs baseados na tecnologia COB (do inglês, *chip-on-board*). Essa tecnologia de disposição de LEDs em arranjos matriciais de substrato único possui algumas vantagens interessantes ao se trabalhar com níveis mais elevados de corrente e potência. As principais características dos COB LEDs residem na miniaturização da fonte de luz e na facilidade de concepção de placas de interface com dissipadores para a obtenção de melhores arranjos térmicos. Sendo assim, um dos objetivos gerais deste trabalho é o de investigar e avaliar parâmetros relativos a esses benefícios.

O estudo dos COB LEDs em iluminação de ambientes exteriores que necessitam elevado fluxo luminoso, tanto na avaliação do seu desempenho quanto no desenvolvimento de controladores necessários para o seu correto funcionamento, é um campo fértil de pesquisa acadêmica com inúmeras questões ainda a serem discutidas. É desejável que os circuitos de acionamento de luminárias COB, além de elevada eficiência, possam apresentar elevado fator de potência, baixa distorção harmônica da corrente de entrada e longa vida útil. Nesse

contexto, essa tese tem como principal contribuição a avaliação geral de COB LEDs de extra-alta corrente (EHC, do inglês *extra-high current*) e elevado fluxo luminoso, bem como a proposição de topologias de conversores estáticos que sejam adequadas para o seu acionamento em altos níveis de corrente (da ordem de 10 A) e de potência em iluminação (da ordem de 500 W). De forma mais específica, as contribuições desta tese podem ser sumarizadas como:

- Descrição de uma revisão bibliográfica atualizada sobre a tecnologia COB, a qual vem crescendo recentemente em número de pesquisas;
- Realização da caracterização e modelagem fotoeletrotérmica específica (com variação de parâmetros térmicos) a um tipo de carga ainda não explorada na literatura técnica, ou seja, o EHC COB LED;
- Descrição das modelagens estática e dinâmica de circuitos de acionamento adequados ao EHC COB LED, operando em elevados níveis de corrente e potência em iluminação;
- Proposição de topologias de dois estágios com controle da corrente de saída no dispositivo, de forma que todas as premissas de projeto para o circuito de acionamento sejam alcançadas neste caso específico.

Deste modo, o trabalho está estruturado como se segue.

O capítulo 1 traz aspectos gerais da iluminação a LEDs de baixa e alta potência, bem como os princípios que regem a produção de luz com elementos semicondutores. As aplicações dos LEDs em sistemas de iluminação em ambientes interiores e exteriores também são abordadas. É realizada a introdução referente à iluminação de ambientes que necessitam de elevado fluxo luminoso, avaliando-se as formas que podem ser utilizadas para obtenção de alta potência nesses tipos de aplicações.

O capítulo 2 trata da revisão bibliográfica acerca dos COB LEDs. Neste ponto, discute-se como essa tecnologia se tornou atrativa ao mercado e como ela traz vantagens no acionamento de sistemas de iluminação utilizando altos níveis de corrente e potência. Além disso, o EHC COB LED utilizado no desenvolvimento deste trabalho é apresentado, sendo que o modelo escolhido é devidamente introduzido e avaliado considerando os seus principais aspectos.

O capítulo 3 apresenta e desenvolve uma caracterização fotoeletrotérmica aprimorada e específica para EHC COB LEDs. São descritos os ensaios que foram realizados para a obtenção do modelo estático (isto é, alimentado por uma corrente CC aproximadamente constante) e do modelo dinâmico (isto é, alimentado por um nível de corrente CA somado à

componente CC). Mediante análise bibliográfica e técnica, constata-se que os principais parâmetros dos EHC COB LEDs não são encontrados nas folhas de dados dos fabricantes. Assim, é mostrado também o procedimento correto para se estabelecer uma relação estática que preveja o fluxo luminoso e a resistência térmica do dissipador para determinado ponto de operação. Valores extremamente pequenos da resistência térmica de junção são características únicas dos EHC COB LEDs. Assim, a caracterização estudada visa à incorporação de variações térmicas no modelo estático do dispositivo para operação em altas correntes, de forma que um novo modelo fotoeletrotérmico aprimorado seja obtido e validado experimentalmente. Além disso, experimentos de modelagem dinâmica também são conduzidos e avaliados no que tange as principais diferenças com os LEDs discretos de baixa corrente já amplamente abordados na literatura técnica recente.

O capítulo 4 apresenta uma avaliação teórica geral sobre topologias básicas de múltiplos estágios quando utilizadas no acionamento de cargas de alta corrente. Inicialmente, topologias básicas de um estágio são avaliadas de forma a estabelecer as suas limitações quando operando em altas correntes nominais. Posteriormente, topologias de dois estágios são avaliadas no que tange importantes parâmetros tais como eficiência, fator de potência e capacitância para filtragem de baixa frequência. Tais parâmetros são estudados de modo a viabilizar a aplicação de algumas topologias em dois estágios de conversão, as quais são escolhidas baseando-se no tipo de carga a ser atendida, ou seja, o EHC COB LED.

O capítulo 5 trata de uma nova abordagem acerca da modelagem média de um pré-regulador de fator de potência com barramento de alta tensão, projetado como estágio PFC (do inglês, *Power Factor Correction*) do circuito de acionamento do EHC COB LED. Adicionalmente, este capítulo mostra o projeto do controle e respectiva validação experimental com um protótipo de 500 W. Considerando a malha externa de controle do estágio PFC, a qual possui dinâmica lenta e, se mal projetada, pode distorcer a corrente de entrada, uma modelagem dinâmica de pequenos sinais específica para o modo de condução contínua (CCM, do inglês, *Continuous Conduction Mode*) é proposta. Para a validação de tal modelagem e controle, um conversor de dois estágios para o acionamento do EHC COB LED é, então, projetado e implementado. Neste caso, o estágio PFC emprega um conversor CA-CC *boost* em CCM com controle ciclo a ciclo, enquanto o segundo estágio (em malha aberta) utiliza conversores *buck* entrelaçados de duas e três células, visando uma maior eficiência global de conversão devido à divisão de esforços de corrente em seus respectivos componentes. Os resultados experimentais são então apresentados e avaliados segundo o fator

de potência, conteúdo harmônico da corrente de entrada, controle do barramento intermediário de tensão e observância às principais normas internacionais.

O capítulo 6 trata do projeto e implementação prática de um circuito de acionamento de dois estágios com controle de tensão no barramento aliado ao controle de corrente na carga para o acionamento EHC COB LED a partir da rede elétrica CA. É apresentado o estudo de cada estágio do conversor, bem como as expressões de projeto correspondentes a cada etapa de operação. Para a concepção de um circuito de acionamento confiável e que incorpore as características necessárias a tal aplicação, o estágio PFC é projetado baseando-se no conversor *boost* com controle por corrente média, enquanto que o estágio de controle de potência é implementado considerando o conversor *buck* entrelaçado com razão cíclica estendida (EGIBC, do inglês *extended gain interleaved buck converter*). É mostrado que o conversor EGIBC, o qual foi proposto em um período relativamente recente na literatura técnica, permite melhor controlabilidade da corrente de saída devido às suas características de ganho estático. Deste modo, a modelagem dinâmica do EGIBC, com respectivo projeto de controle digital, é apresentada e validada mediante simulações computacionais. Os resultados experimentais obtidos são apresentados de forma a demonstrar a ótima aplicabilidade do conversor ao acionamento de EHC COB LEDs, caracterizando elevado fator de potência, baixa distorção harmônica da corrente de entrada, longa vida útil, e elevada eficiência total considerando os dois estágios de conversão.

Finalmente, as conclusões trazem uma análise do trabalho como um todo, juntamente às principais contribuições e possíveis desdobramentos futuros da tese de doutorado.

# 1. ILUMINAÇÃO DE ESTADO SÓLIDO E ILUMINAÇÃO DE ELEVADO FLUXO LUMINOSO

Este capítulo tem por objetivo realizar uma introdução sobre os aspectos gerais de um sistema de iluminação a LEDs. Posteriormente, é mostrada a situação atual referente à iluminação de estado sólido e a sua aplicabilidade em ambientes que requerem elevado fluxo luminoso. Finalmente, tem-se uma discussão sobre o emprego da tecnologia LED na iluminação desses ambientes exteriores.

## 1.1 DIODOS EMISSORES DE LUZ: CARACTERÍSTICAS GERAIS

Os diodos emissores de luz são dispositivos semicondutores de única junção P-N que quando percorridos por uma corrente elétrica emitem fótons a partir da recombinação de portadores de carga na junção semicondutora. Esse fenômeno é conhecido na literatura técnica como eletroluminescência e foi descrito pela primeira vez por Henry Joseph Round em 1907 para um cristal de carboneto de silício (SiC), o qual emitiu luz amarelo-esverdeada ao ser exposto a uma diferença de potencial elétrico (SCHUBERT, 2006, p. 2).

Durante muito tempo, desde sua introdução como componentes eletrônicos práticos na década de 1960, esses dispositivos foram empregados com a principal função de serem indicadores luminosos em equipamentos eletroeletrônicos, sendo que os primeiros LEDs apresentaram baixa intensidade luminosa e baixa potência. Mais recentemente, devido à introdução na década de 1990 dos LEDs de alta intensidade ou de alto brilho (HB LEDs, do inglês, *high-brightness LEDs*), esses componentes começaram a ter aplicabilidade em iluminação de semáforos, luzes indicadoras externas em veículos e em iluminação de emergência (DUPUIS & KRAMES, 2008).

Em meados da década de 1990, os LEDs de luz branca se tornaram realidade prática e comercial, tendo sido desenvolvidos a partir de filmes de GaN (Nitreto de Gálio) crescidos em substratos de safira, os quais eram também utilizados na produção de LEDs azuis e verdes. Com a aplicação de uma camada adequada de fósforo sobre a pastilha, foi descoberto que era possível criar LEDs que emitiam luz branca. Ao fim da década de 1990, então, surgem os primeiros LEDs de potência brancos, baseados em *chips* constituídos de InGaN (Nitreto de Índio-Gálio). Desta forma, esses dispositivos podiam ser aplicados em sistemas de iluminação

de estado sólido (SSL), isto é, em iluminação empregando dispositivos semicondutores emissores de luz (DUPUIS & KRAMES, 2008).

A obtenção de luz branca nos LEDs pode ser feita basicamente de duas formas: utilizando combinação de cores primárias com LEDs RGB (do inglês, *Red, Green and Blue*), ou por meio de LEDs azuis revestidos com uma camada de fósforo amarelo. A primeira forma consiste em utilizar um LED RGB individual que emita as três cores primárias (verde, vermelho e azul) e a luz branca por meio da mistura destas cores. Por outro lado, a segunda maneira de se obter luz branca nos LEDs 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-converted light emitting diodes*). Dentre os LEDs, esse é o tipo mais aplicado atualmente em iluminação pública (RODRIGUES, 2011a). A luz branca produzida por esses dispositivos possui índice de reprodução de cores que varia entre 70% e 90%. As TCCs (temperaturas de cor correlata) podem variar bastante entre os diferentes dispositivos, dos mais quentes, os quais possuem melhores IRC (índice de reprodução de cor), aos modelos mais frios. A temperatura de cor do LED pode ser controlada no momento da fabricação pela quantidade de fósforo que é utilizada em sua concepção.

Os LEDs, em geral, possuem características desejáveis em um sistema de iluminação. A sua eficácia luminosa é uma propriedade que vale ser destacada, sendo que nos últimos anos, com as inúmeras pesquisas realizadas na área, a eficácia luminosa do LED tem aumentado consideravelmente, chegando a atingir a marca de 150 lm/W (DUPUIS & KRAMES, 2008). 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), sendo que o restante é convertido em forma de calor (SÁ JÚNIOR, 2010). A Fig. 1.1 mostra a evolução atualizada da eficácia luminosa dos LEDs em comparação com outras fontes de luz, sendo este gráfico adaptado de DOE (2016). Segundo a referência de junho de 2016 do Departamento de Energia dos Estados Unidos, os LEDs têm capacidade prática de atingir um nível de eficácia luminosa de 250 lm/W até o ano de 2030.

Uma particularidade dos LEDs refere-se à sua longa vida útil, que atualmente é de mais de 50.000 horas e com projeções de chegar até 100.000 horas, reduzindo assim, os gastos com a sua manutenção (KRAMES, 2007; LAUBSCH, 2010; ISHIZAKI, 2007). 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, o que pode variar para cada tipo de LED em função das características do encapsulamento e das condições em que estiver operando.

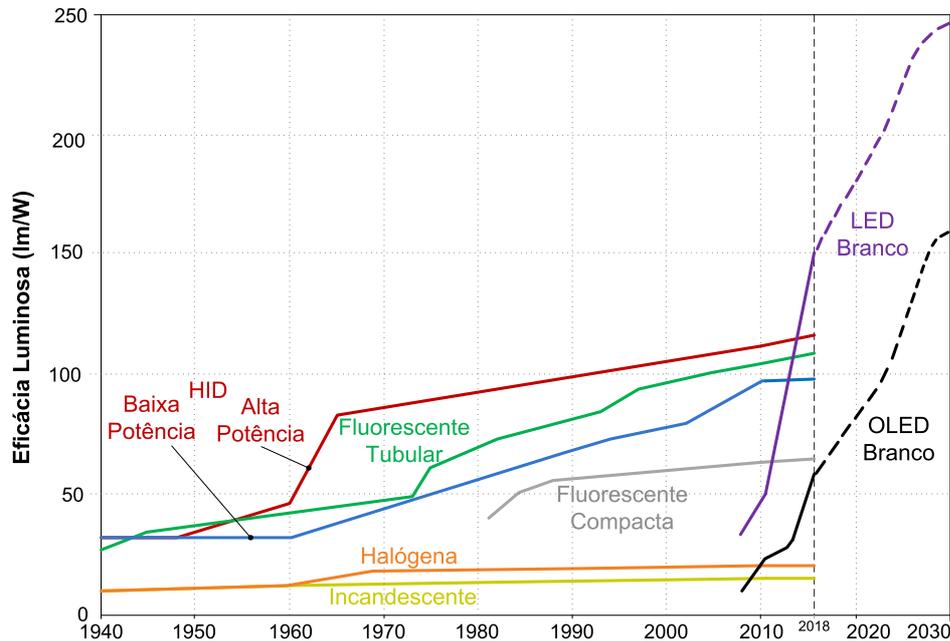


Fig. 1.1. Evolução paralela da eficácia luminosa de diversas tecnologias de iluminação (DOE, 2016).

O fluxo luminoso de um LED não é irradiado em todas as direções como ocorre nas lâmpadas convencionais, sendo que ele possui característica direcional. Isso se deve ao fato dos LEDs apresentarem um ângulo de abertura estreito para a emissão do fluxo luminoso. Com angulação estreita, os LEDs proporcionam melhor aproveitamento do fluxo, 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.

Considerando aspectos construtivos, o LED possui dois materiais diferentes, que formam a junção P-N e permitem o fluxo de corrente em apenas uma direção. Se a junção P-N 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 Fig. 1.2 mostra uma representação simplificada da estrutura física e do processo de emissão de luz em um LED.

Os LEDs aplicados atualmente em iluminação de diversos ambientes podem ser divididos em três grupos: LEDs de alto brilho, LEDs de potência convencionais e COB LEDs de alta potência. Os LEDs de alto brilho (ou HB-LEDs) são aqueles que operam em baixos níveis de potência (correntes nominais típicas de 20 mA). Os LEDs de potência convencionais, conhecidos como HP-LEDs (do inglês, *High-Power LEDs*), são aqueles que

operam em níveis mais elevados de potência (correntes nominais típicas de 300 mA até 1,5A). Os HP-LEDs possuem maior fluxo luminoso e eficácia luminosa do que os HB-LEDs (RODRIGUES, 2011a), sendo indicados para aplicação em iluminação pública. Finalmente, os COB LEDs são utilizados quando altas potências (com correntes nominais maiores que 1,5 A) e elevados níveis de fluxo luminoso são solicitados em determinadas aplicações para ambientes exteriores. Estes três tipos de LEDs são mostrados na Fig. 1.3.

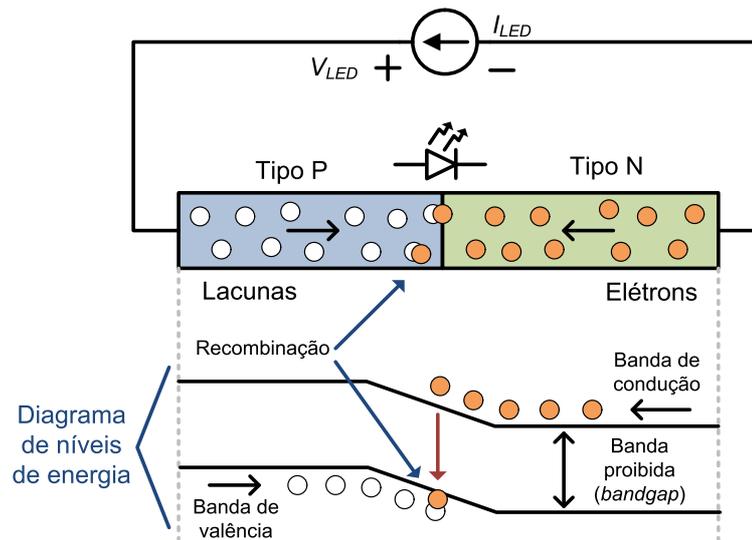


Fig. 1.2. Representação do comportamento físico de um LED (Adaptado de ALMEIDA, 2012a).

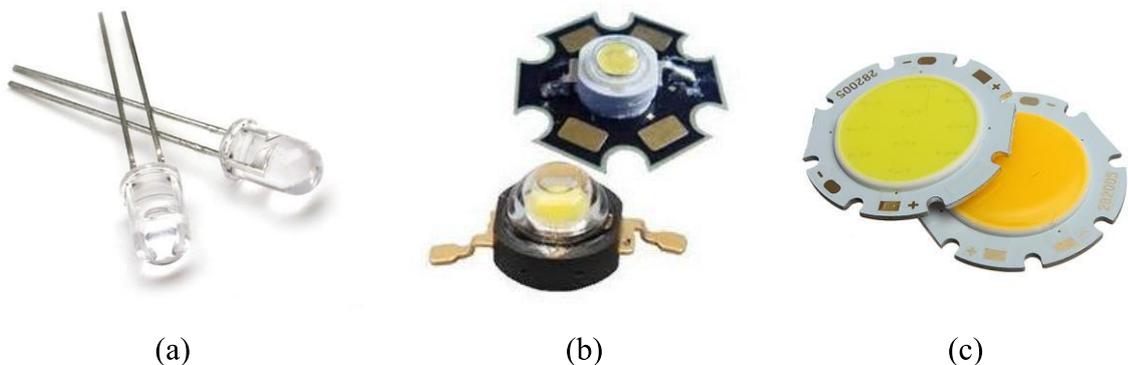


Fig. 1.3. Tipos de LEDs: (a) HB-LED, (b) HP-LED e (c) COB LED.

Os LEDs, de modo geral, possuem alta resistência mecânica, sendo que as principais diferenças construtivas entre os modelos HB e HP são o encapsulamento, o tamanho da pastilha semicondutora, 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 HP-LEDs possuem um elemento dissipador térmico sob a pastilha. A estrutura de dissipação é essencial para o bom funcionamento de um dispositivo empregando LEDs por dois principais fatores, isto é: a manutenção dos níveis de fluxo luminoso (e conseqüentemente, de eficácia luminosa) que é necessária devido ao aumento da

temperatura da junção semicondutora; e a prevenção da degradação geral do dispositivo quando operado em temperaturas elevadas, implicando no aumento da sua vida útil (SONG, 2010; NOGUEIRA, 2012a). O esquemático descritivo das partes constituintes de um HP-LED é apresentado na Fig. 1.4, sendo que uma visão detalhada da pastilha semicondutora também é apresentada.

Mais recentemente, empresas especializadas na integração de LEDs miniaturizados estão desenvolvendo suas pesquisas visando à produção de LEDs baseados na tecnologia COB. Esses dispositivos possuem as características necessárias para aplicações em altas potências, altas correntes e elevados níveis de fluxo luminoso. Os COB LEDs representam atualmente um campo fértil de pesquisa, de modo que a sua caracterização e o estudo de controladores eletrônicos dedicados ao seu acionamento são os principais temas avaliados nesta tese, os quais serão detalhados nos demais capítulos.

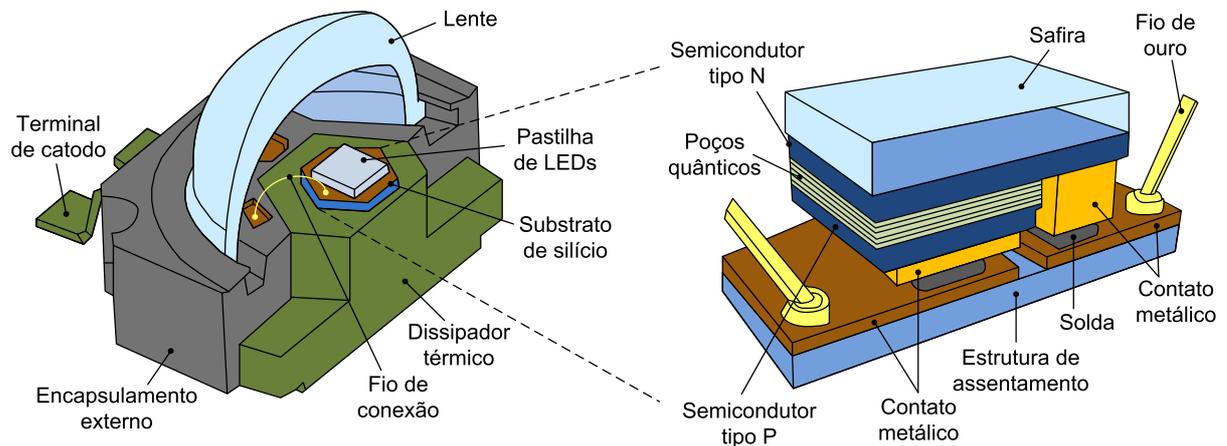


Fig. 1.4. Esquemático de um LED HP e seus respectivos detalhes construtivos (adaptado de ALMEIDA, 2014).

## 1.2 APLICAÇÕES DE INTERIORES E ILUMINAÇÃO PÚBLICA

O estudo da iluminação de estado sólido para aplicação em ambientes interiores já é bastante abordado na literatura técnica, sendo que a iluminação à base de LEDs causa mudanças no conceito de iluminação (PINTO, 2008). 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. Além disso, ao se considerar a resposta dinâmica do olho humano, a luz branca

emitida por luminárias LED produz melhor sensação de luminosidade em condições de baixa luminância, situação comum em iluminação pública (CASAGRANDE, 2013).

A aplicação de LEDs em iluminação pública também tem sido amplamente considerada, de forma que vários trabalhos recentes têm abordado esse assunto (MAGGI, 2013; MARCHESAN, 2007; NOVAK & POLLHAMMER, 2015; PINTO, 2012; SILVA, 2006). 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 para fins de iluminação decorativa foi a Torre Alta Vila, localizada na cidade de Belo Horizonte, Minas Gerais, no ano de 2005 (PHILIPS BRASIL, 2005).

As vantagens das luminárias LED, considerando especificamente os ambientes de iluminação pública, segundo Rodrigues (2012a) e Sales (2011), são: o elevado índice de reprodução de cores; o projeto livre adaptado para diferentes ambientes; a longa vida útil; a redução dos custos de manutenção; a partida e comando instantâneos, sem afetar a vida útil dos LEDs; a possibilidade de controle da intensidade luminosa e telegerenciamento; a maior eficiência luminosa (relação entre o fluxo luminoso gerado e o fluxo luminoso emitido da luminária); a estreita faixa de emissão de luz (não produz radiação infravermelha e ultravioleta, que podem causar degradação dos componentes da luminária); e ser uma tecnologia não saturada, com grande potencial de desenvolvimento (SANTOS, 2011; SOARES, 2014; NOGUEIRA, 2014c).

Uma luminária LED de qualidade possui eficácia global em torno de 75 a 80 lm/W e depreciação do fluxo luminoso entre 15% e 30% no final de sua vida útil de 50.000 horas (OSRAM, 2014). Porém, é possível encontrar luminárias de diferentes níveis de qualidade no mercado nacional e internacional. Também deve ser ressaltado que a tecnologia de iluminação empregando LEDs possui 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, 2011b; NOGUEIRA, 2014a). Isso ocorre devido à maior sensibilidade do olho humano quando submetido à baixa luminosidade, fazendo com que ele passe a trabalhar em condição de visão mesópica.

Os LEDs possuem, então, um grande potencial para dominar o mercado de iluminação. A economia de energia que pode ser proporcionada e a melhoria na qualidade da iluminação devido a seu alto índice de reprodução de cores já podem ser percebidas nas diversas instalações existentes ao redor do mundo. Entretanto, há que se considerar que ainda existem alguns desafios para que essa tecnologia venha a se tornar uma realidade viável, uma vez que sua aplicação em iluminação pública ainda é considerada recente (RODRIGUES, 2012a). O atual desafio dos fabricantes consiste em 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, ou seja, a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão.

Os circuitos eletrônicos utilizados no acionamento dos LEDs devem possuir vida útil compatível, a fim de manter o funcionamento adequado da luminária. Diversos estudos como os de Almeida (2012b); Soares (2012) e Sá Júnior (2010) abordam circuitos de acionamento com elevado fator de potência, eficiência e vida útil. Além disso, o circuito de acionamento deve prover uma corrente bem regulada e adequada aos LEDs para não provocar redução acelerada do fluxo luminoso. Outro ponto importante de uma luminária LED, que também deve ser cuidadosamente considerado no projeto, é o seu gerenciamento térmico. Os LEDs não devem operar com temperatura de junção elevada, de modo que um projeto de dissipação de calor deve ser feito de maneira adequada para garantir o bom funcionamento de todo o sistema (SCHUBERT, 2006). Por outro lado, a principal desvantagem das luminárias LED é o seu elevado custo em comparação com luminárias que empregam a lâmpada de vapor de sódio em alta pressão, fato esse que leva a luminária LED a ter longo tempo de retorno financeiro, algumas vezes maior que a própria vida útil da luminária (SALES, 2011).

### **1.3 APLICAÇÕES DE ELEVADO FLUXO LUMINOSO**

Ambientes que requerem níveis mais altos do que aqueles empregados em iluminação pública são chamadas, nesta tese, de aplicações de elevado fluxo luminoso. Exemplos dessas aplicações são áreas mais extensas, tais como estádios e quadras esportivas, iluminação marítima, pistas de aeroportos, hangares, pátios de mineração e algumas aplicações industriais específicas. A Fig. 1.5 exemplifica alguns ambientes interessantes para a instalação de LEDs de alta potência e elevado fluxo luminoso.

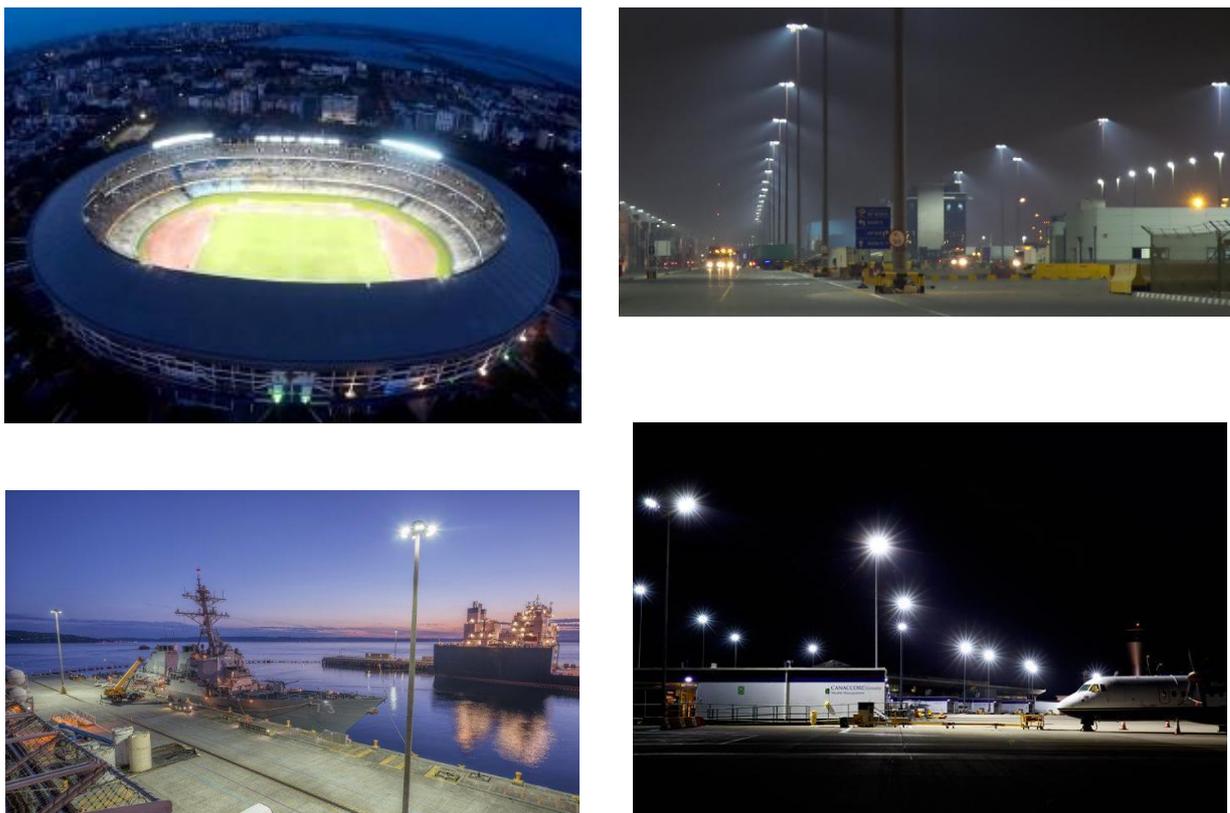


Fig. 1.5. Ambientes para a aplicação de luminárias LED de elevado fluxo luminoso.

Devido às diversas vantagens inerentes supracitadas, os LEDs podem trazer grandes benefícios se empregados para iluminação de vias extensas. Essas melhorias ocorreriam principalmente na redução da potência instalada, reduzindo a demanda no sistema de energia elétrica; melhoria na qualidade de iluminação, com melhor índice de reprodução de cores e menor poluição luminosa; além de melhorias na qualidade de energia, devido ao alto fator de potência que pode ser obtido com o uso de circuitos de acionamento dedicados, fato este que reduz a injeção de correntes harmônicas na rede elétrica.

Atualmente, lâmpadas de descarga ainda são aplicadas em grande parte da iluminação desses ambientes. Frente a isso e, considerando as vantagens já abordadas anteriormente, associações discretas de LEDs também podem ser aplicadas para a obtenção de potências e fluxos mais elevados. Um exemplo de associação discreta de LEDs para a obtenção de níveis mais elevados de potência pode ser visto na Fig. 1.6, sendo este o modelo Philips BVP651 LED500-4S-740 (PHILIPS, 2016), que pode chegar até 50.000 lm de fluxo luminoso. Outro modelo recente de luminária que utiliza associação discreta de LEDs é apresentado na Fig. 1.7, sendo este o modelo Osram *Floodlight 20 maxi LED 5XA7693F1G1DB* (OSRAM, 2018). Esse tipo de associação resulta em um barramento de elevada tensão e pequena corrente direta, e em termos físicos, apresenta o consequente aumento do volume global da

luminária, pois um elevado número de LEDs com seus respectivos invólucros são associados externamente, no local onde os LEDs são assentados. Segundo a folha de dados da Philips, a sua luminária possui dimensões de  $81,7 \times 59,7 \times 8$  cm e peso de 23,27 kg. De modo semelhante, segundo a folha de dados da Osram, a luminária possui dimensões de  $100,5 \times 77,8 \times 12$  cm e peso de 38,3 kg. Pode-se perceber então que o comprimento da luminária é bem elevado, chegando a um metro de extensão no caso da luminária *20 maxi* da Osram.



Fig. 1.6. Philips BVP651 LED500-4S-740. Luminária de alta potência e elevado fluxo que utiliza associações discretas de LEDs.



Fig. 1.7. Osram Floodlight 20 maxi LED 5XA7693F1G1DB. Luminária de maior potência e elevado fluxo que utiliza associações discretas de LEDs.

Destoando das grandes dimensões e do elevado peso caracterizados pelas luminárias que utilizam associações discretas de LEDs de baixa corrente, outra concepção tem sido igualmente estudada mais recentemente: a utilização da tecnologia COB para a obtenção de luminárias de alta corrente e elevado fluxo luminoso. Nesse tipo de luminária, a corrente direta tende a apresentar valores bem mais elevados enquanto o nível da tensão de acionamento é reduzido. Além disso, como principal vantagem, as suas dimensões são

significativamente reduzidas nesse caso, já que LEDs miniaturizados são assentados em um determinado substrato (de invólucro único), de forma que o produto final caracteriza um módulo luminoso compacto e de fluxo direcional. Por exemplo, os modelos Luxeon 1216 (LUMILEDS, 2018) e Décor Vero 29 30E10K0L (BRIDGELUX, 2018), das fabricantes *Lumileds* e *Bridgelux*, respectivamente, são apresentados na Fig. 1.8, nos quais a compactação da fonte de luz é devidamente obtida por meio da integração de LEDs em um substrato único. O modelo da *Lumileds* na Fig. 1.8 (a), possui fluxo luminoso de 8294 lm na corrente de referência de 1,6 A, dimensões de 28×28 mm e dimensão LES (do inglês, *Light Emitting Surface*) de 23 mm (LUMILEDS, 2018). Por outro lado, o modelo da *Bridgelux* da Fig. 1.8 (b), possui fluxo luminoso de 8830 lm na corrente de referência de 2.1 A, dimensão máxima de 49.2 mm (diâmetro) e dimensão LES de 29.2 mm (BRIDGELUX, 2018).



Fig. 1.8. Dois modelos comerciais de COB LEDs: (a) Luxeon COB 1208 do fabricante Lumileds e (b) Décor Vero 29 do fabricante Bridgelux.

De acordo com Lopes (2002), as luminárias e seu formato exercem três funções básicas para o sistema de iluminação: prover meios para instalação da própria luminária e dos componentes elétricos; manter as condições ambientais adequadas para operação dos componentes; e distribuir o fluxo luminoso proveniente da lâmpada sobre a área de trabalho. Nesse contexto, a luminária de um COB LED também possui vantagens no que diz respeito à adaptação em ambientes extensos. A estrutura COB permite a obtenção de uma fonte de luz aproximadamente pontual, sendo que algumas estruturas de uma luminária convencional podem ser dispensadas, como o colimador, responsável pelo direcionamento do fluxo luminoso em um ponto específico.

Devido ao pequeno ângulo de abertura do feixe luminoso emitido pelos LEDs, as luminárias devem ser dotadas de estruturas ópticas compostas por lentes, colimadores e

refletores. Em alguns modelos, o papel do aumento da abertura do feixe luminoso é realizado por meio da curvatura da superfície de montagem dos LEDs. No caso de um COB LED, a estrutura óptica da luminária desempenha papel fundamental na correta refração da luz, de forma que a fonte de luz é concentrada em uma área restrita para o melhor aproveitamento dessa luminosidade em aplicações específicas.

A condição térmica de um COB LED também é de extrema importância para sua correta operação, de forma que a miniaturização de módulos de LED deve ser acompanhada por um sistema devidamente adequado para a dissipação de calor. O dissipador de calor corresponde a maior parte do volume de uma luminária COB. Assim, seu projeto deve ser realizado da melhor forma, de modo a prover o menor volume e maior fluxo luminoso ao produto final. Sendo assim, uma das principais contribuições dessa tese reside no estudo e análise da estrutura COB, considerando em conjunto seus aspectos elétricos, térmicos e fotométricos.

Dentro do contexto das luminárias de alta potência e seu respectivo acionamento, é importante ainda mencionar algumas normas direcionadas à padronização da iluminação a LED aplicadas em ambientes interiores e exteriores, as quais devem também ser tomadas como parâmetro para iluminação de ambientes de alto fluxo luminoso. Essas normas possuem relação com as características fotométricas da luminária, bem como com o circuito de acionamento correspondente a cada aplicação.

A norma NBR 16026 “Requisitos de desempenho de dispositivo de controle eletrônico CC ou CA para módulos de LED” (ABNT, 2012a) é uma tradução da norma internacional IEC 62384 “*D.C. or A.C. Supplied Electronic Control Gear for LED Modules Performance*”. Além de possuir ensaios para verificação do desempenho dos circuitos de acionamento de luminárias LED, esse documento contém recomendações quanto à classificação do tipo de controle do sistema de acionamento, além de definir as identificações obrigatórias que devem estar claramente à mostra em cada circuito de acionamento (fator de potência, faixa de temperatura e potência total).

A norma NBR IEC 61347-2-13 “Requisitos particulares para dispositivos de controle eletrônico alimentados em CC ou CA para os módulos de LED” (ABNT, 2012b) é uma tradução da norma internacional IEC 61347-2-13 “*Lamp Controlgear: Particular Requirements for D.C. or A.C. Supplied Electronic Control Gear for LED Modules Safety*”. Esta norma também contém determinados ensaios para análise de circuitos de acionamento de luminárias LED, além de apresentar alguns requisitos de segurança para os mesmos.

Deve-se considerar também a IEC 61000-3-2 “*Limits for Harmonics Current Emissions (equipment input current < 16 A per phase)*” (IEC, 2005), que é citada na NBR 16026 como referência indispensável no processo de avaliação dos circuitos de acionamento. Essa recomendação descreve os níveis de corrente de entrada máximos que cada ordem harmônica pode apresentar sem que haja significativo impacto na qualidade da corrente que é drenada pela rede CA.

O fenômeno de cintilação luminosa dos LEDs, conhecido na literatura técnica como *flicker*, é analisado em alguns trabalhos na literatura técnica (LEHMAN, 2011; LEHMAN, 2014; PEREIRA, 2016; WILKINS, 2010) e também é tratado em uma recomendação específica. Segundo a recomendação IEEE 1789-2015 “*Recommended Practices for Modulating Current in High-Brightness LEDs for Mitigating Health Risks to Viewers*” (IEEE, 2015), é possível calcular a modulação de *flicker* (ou percentual de *flicker*) pela “equação de contraste de Michelson”, dada por (1.1).

$$Mod_{flicker} \% = \frac{(Max - Min)}{(Max + Min)} \cdot 100 \quad (1.1)$$

sendo que *Max* e *Min* são os valores máximos e mínimos obtidos na forma de onda da iluminância, que representa a variação de luminosidade medida na fonte.

Apesar de o *flicker* em 100 Hz ou 120 Hz, que é associado às frequências de 50 Hz e 60 Hz, respectivamente, não ser visível ao olho humano, trabalhos recentes recomendam que o percentual de cintilação das fontes luminosas não seja maior do que 10%, de forma a evitar alguns riscos nocivos à saúde humana, como dores de cabeça, tonturas, cansaço visual, entre outros (IEEE, 2015; LEHMAN, 2014). Porém, os efeitos desta cintilação na saúde humana dependem do tipo de aplicação da fonte luminosa. Em iluminação pública, por exemplo, não há casos que confirmem que o percentual de *flicker* de fontes luminosas possa causar efeitos nocivos à saúde (LEHMAN, 2014).

Segundo a recomendação IEEE 1789-2015, o fenômeno de cintilação luminosa é mais crítico em ambientes de elevado índice de luminância, ou seja, em ambientes que se encontram em condição fotópica. No caso de aplicações exteriores, os ambientes possuem um menor nível de luminância, estando assim na condição mesópica, sendo que os efeitos nocivos à saúde humana são menos críticos nessas condições. Também deve ser avaliado o efeito estroboscópico, isto é, o efeito que ocorre quando uma fonte luminosa com *flicker* ilumina objetos em movimento. Considerando ondulações de 100 Hz ou 120 Hz, esse efeito pode trazer danos, sendo que uma luminária LED com nível acentuado de *flicker* não deve ser

aplicada em ambiente industrial, onde existem máquinas e motores. Neste caso, a rotação se torna imperceptível, podendo causar acidentes. Desse modo, esse trabalho também possui como objetivo a minimização da ondulação de 120 Hz que é transmitida pela rede CA de 60 Hz para os circuitos de acionamento que serão implementados.

#### 1.4 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo, foram mostrados os aspectos gerais característicos dos diodos emissores de luz. Foi apresentado um breve histórico dos LEDs de alta potência e o seu esquemático de produção de luz por meio de elementos semicondutores. Aspectos construtivos também foram abordados, enquanto os benefícios de um sistema eletrotérmico bem concebido foram também introduzidos.

Os LEDs foram abordados considerando tanto seu emprego em ambientes que requerem menor nível de fluxo luminoso (interiores e iluminação pública), quanto em ambientes que necessitam de elevado fluxo (ambientes exteriores mais extensos). Foi mostrado que esses ambientes extensos apresentam algumas características peculiares nas quais uma fonte de luz pontual pode ser exigida, dependendo da aplicação. Dois modelos de luminárias de alta potência e alta tensão, as quais utilizam associações discretas de LEDs de baixa corrente foram apresentados. Neste contexto, o seu elevado peso, volume e dimensões foram enfatizados considerando situações específicas em que estas limitações podem representar um impedimento de aplicação. Foi considerado então, que os COB LEDs apresentam as características únicas para aplicações em estádios, quadras esportivas, iluminação marítima, pistas de aeroportos, hangares, pátios de mineração e algumas aplicações industriais específicas, as quais são de extrema valia nestas aplicações de elevado fluxo luminoso.

De modo a considerar um projeto adequado e regulamentado na iluminação empregando dispositivos COB de elevado fluxo, foram mostradas algumas características das normativas da iluminação a LEDs no Brasil. As regulamentações NBR 16026, NBR IEC 61347-2-13, IEC 61000-3-2 e IEEE 1789-2015 devem ser devidamente observadas durante a concepção de um sistema de iluminação a LEDs para que ele apresente operação adequada, sem causar problemas de visibilidade e luminosidade e sem poluir a rede elétrica com componentes harmônicas indesejadas. Da mesma forma, ao se considerar as aplicações direcionadas aos COB LEDs, as referentes normativas também devem ser consideradas, para que o projeto esteja adequado e de acordo com as premissas de segurança nacionais e internacionais.

## 2. DIODOS EMISSORES DE LUZ INTEGRADOS (COB LEDS)

Esse capítulo trata da revisão e caracterização de diodos emissores de luz integrados, comumente referenciados na literatura técnica como COB LEDs. Inicialmente, é realizada uma revisão bibliográfica sobre COB LEDs e os avanços atuais na concepção desse tipo de estrutura. Adicionalmente, é apresentado o modelo do COB LED utilizado nas pesquisas provenientes deste trabalho.

### 2.1. BREVE HISTÓRICO E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA DE COB LEDS

O objetivo dessa seção é avaliar as características básicas de COB LEDs e o seu recente desenvolvimento reportado nos trabalhos publicados durante os últimos anos. Ao se realizar uma pesquisa bibliográfica da literatura técnica com o assunto em questão, as datas variam desde o ano 2009 até o presente momento, o que mostra que esse é um tema ainda bastante recente, interessante e com potencial de pesquisa ainda não totalmente abordado. De modo a proporcionar uma ampla visão da evolução desta tecnologia ao longo da última década, a Fig. 2.1 apresenta uma linha do tempo com as principais contribuições técnico-científicas na área, desde o ano de 2009 até 2018. Subsequentemente nesta seção, cada tópico evolutivo será abordado mais detalhadamente segundo as principais referências encontradas.

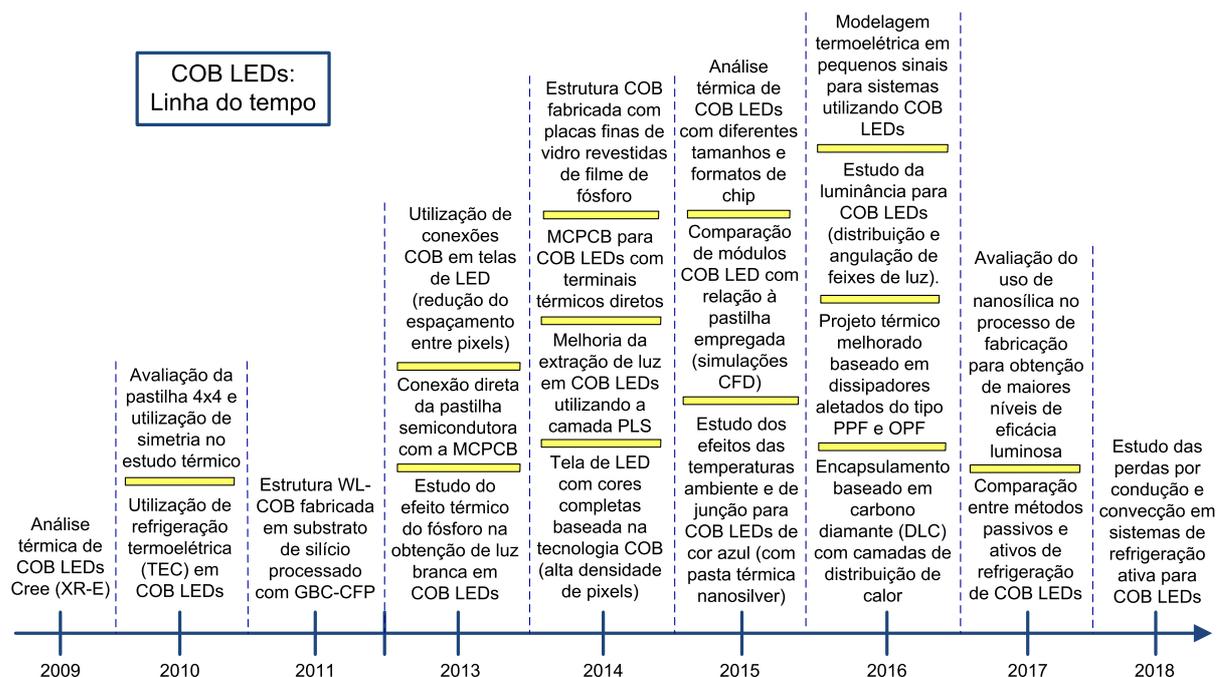


Fig. 2.1. Linha do tempo de evolução técnico-científica da tecnologia COB LED baseada nas referências bibliográficas produzidas na última década.

O trabalho mais antigo encontrado na base de dados do *IEEE Xplore* é aquele apresentado por Labau et al. (2009). Nesse artigo, os autores realizam um estudo sobre o encapsulamento COB aplicado a LEDs e também sobre as caracterizações térmicas envolvendo o componente. Os assuntos abordados são referentes à minimização da temperatura de junção quando a estrutura COB é utilizada, a forma de integração dos LEDs em uma única pastilha semicondutora para a flexibilização do projeto de iluminação, bem como à análise térmica de COBs Cree (XR-E) e suas respectivas MCPCBs (do inglês, *Metal Core Printed Circuit Boards*).

O dissipador de calor compõe a estrutura de uma lâmpada COB. Em LEDs de alta potência, estima-se que de 15% a 30% da potência de entrada é convertida em luz, sendo 70% a 85% convertida em calor (LIU et al., 2010). A estrutura de dissipação de calor é responsável por realizar a transferência de calor gerado pela junção para o ambiente de forma rápida e eficiente, para não prejudicar a vida útil dos LEDs. Em COB LEDs, a atenção deve ser redobrada no projeto do dissipador de calor, pois ao se operar com elevados níveis de corrente direta, o dispositivo tende a se sobreaquecer facilmente, podendo gerar problemas de fabricação e funcionamento. Nesse sentido, a pastilha na qual os LEDs são dispostos também possui papel fundamental visando à melhoria da transmissão de calor pelos terminais de junção entre LED e dissipador. Em Zhong et al. (2010), é realizada a análise térmica do dissipador juntamente ao projeto de uma ventilação termoelétrica (TEC, do inglês *thermoelectric cooler*) de forma a minimizar os efeitos térmicos no desempenho do sistema de iluminação a LEDs. Nesse caso, tal referência utiliza ventilação forçada (ativa), como um dos elementos de dissipação de calor do sistema. Esse sistema de dissipação térmica é então comparado com as técnicas convencionais de dissipação, sendo elas o método empregando apenas o dissipador de calor, e o método empregando o dissipador juntamente a ventilação convencional. Os resultados mostram uma minimização de 15% de  $T_j$ , proveniente da ventilação TEC, em comparação com as formas tradicionais de dissipação.

Em Hai et al. (2010), é realizado um estudo referente à confiabilidade das estruturas COB quando empregadas na concepção de encapsulamentos de LED com baixa resistência térmica de junção. Uma estrutura de encapsulamento é proposta, a qual facilita a análise térmica empregada e é baseada na técnica por elementos finitos. Essa estrutura é chamada de pastilha 4×4 e utiliza apenas uma de suas parcelas para a análise térmica devido à simetria. O sistema a LEDs analisado consiste então de dezesseis pastilhas com 1,2 W em cada arranjo. Os resultados desse trabalho mostram que a estrutura de encapsulamento 4×4 consegue

realizar a manutenção térmica do sistema de modo satisfatório, com a vantagem de se utilizar apenas uma de suas parcelas no desenvolvimento do projeto térmico.

Em Yu et al. (2011), a estrutura em nível de pastilha (WL-COB, do inglês, *wafers-level chip-on-board*) é apresentada utilizando um substrato de silício processado quimicamente com bordas de vidro (GBC-CFP, do inglês, *glass-bubble caps chemical foaming process*). Os resultados provenientes dessa tecnologia mostram que o desempenho térmico pode ser significativamente melhorado e também apontam para um aumento da confiabilidade e do desempenho óptico de HP-LEDs de cor branca.

O efeito térmico do encapsulamento de COB LEDs utilizando o fósforo para a obtenção da cor branca é abordado em Juntunen et al (2013). Os resultados desse trabalho mostram que, apesar da maior carga térmica ocasionada pela conversão da luz branca, a temperatura média de COB LEDs que utilizam conversão com fósforo se equipara aos seus similares que não utilizam o fósforo (isto é, RGB). O encapsulamento com conversão por fósforo gera um caminho paralelo de condução de calor, o qual reduz a resistência térmica da pastilha dos LEDs para o ambiente, sendo que o aumento das perdas térmicas totais é dessa forma compensado. Nesse artigo, é ressaltada a importância de uma baixa resistência térmica de junção durante a concepção de um COB LED.

Em Li et al. (2013), um estudo sobre a conexão direta da pastilha semicondutora com a placa de circuito metálica é realizado. Neste trabalho, algumas questões importantes são levantadas com respeito a falhas de conexão em terminais que se ligam diretamente entre a pastilha e a MCPCB. Os COB LEDs podem se quebrar devido a choques mecânicos ou esforços indevidos nos terminais do encapsulamento. Sendo assim, tecnologias aprimoradas e com conexões mais próximas, conhecidas na literatura técnica como *flip-chips*, são opções interessantes na resolução desse problema. As propriedades de alguns elementos, tais como a pasta térmica e o material utilizado na construção da MCPCB, são analisadas e comparadas nesse trabalho. Até então, as conexões diretas em *flip-chips*, nas quais pastilhas especiais de anodo (na parte superior) e catodo (na parte inferior) são diretamente conectadas ao substrato (de material cerâmico) por meio da pasta térmica, eram predominantemente implementadas com potências usualmente menores que 20 W. Essa limitação é geralmente associada às frágeis propriedades físicas e baixa condutividade térmica da cerâmica. Com o advento das placas de metal (MCPCBs), os COB LEDs começaram então a ser concebidos para potências superiores aos níveis produzidos com substrato de cerâmica.

No trabalho apresentado em Yang et al. (2013), as estruturas integradas (COB) são utilizadas e estudadas como método de conexão em telas de LED. Sendo assim, essa tecnologia também é estudada em baixas potências, podendo também oferecer alguns benefícios. Nesse caso, a proposta é a obtenção de telas com espaçamentos de pixel mais estreitos, sendo que os modelos convencionais possuem espaçamento em torno de 2 mm, enquanto os estudos provenientes desse trabalho mostram que a tecnologia COB pode reduzir esse valor para 0,5 mm.

Ainda sobre o mesmo assunto, em Hu & Wu (2014) uma tela de cores completas baseado no encapsulamento COB também é descrito. Telas de LEDs são desenvolvidas buscando alta resolução e alta densidade de pixels. Considerando associações discretas de LEDs para a concepção de telas, são apontados alguns problemas tais como baixa confiabilidade, rendimento ruim e problemas de dissipação de calor. No trabalho em questão, os autores propõem um método de integração *chip-on-board*, o qual reduz o processamento e o custo de produção e ainda aumentam a confiabilidade enquanto apresentam melhor qualidade de imagem. É mencionado nesse trabalho que, no futuro, o método por encapsulamento COB será uma tendência na concepção de telas a LED.

Em Li et al. (2013), uma melhoria é obtida na extração de luz para COB LEDs por meio da introdução de uma camada específica do substrato. Essa camada é denominada PLS (do inglês, *patterned leadframe substrate*), a qual possui estruturas triangulares que melhoram consideravelmente a dinâmica de propagação dos raios de luz em componentes que empregam a tecnologia COB. A teoria reside na otimização da inclinação de assentamento dos LEDs na estrutura COB, ou seja, a forma como os LEDs são dispostos na pastilha. A Fig. 2.2 apresenta o modo de disposição dos LEDs na pastilha segundo esse estudo. Pode-se notar então que a estrutura PLS permite que a angulação de escape da luz seja suficiente para proporcionar melhor extração dos feixes, enquanto a estrutura convencional dificulta a angulação adequada necessária na melhoria da extração da luz.

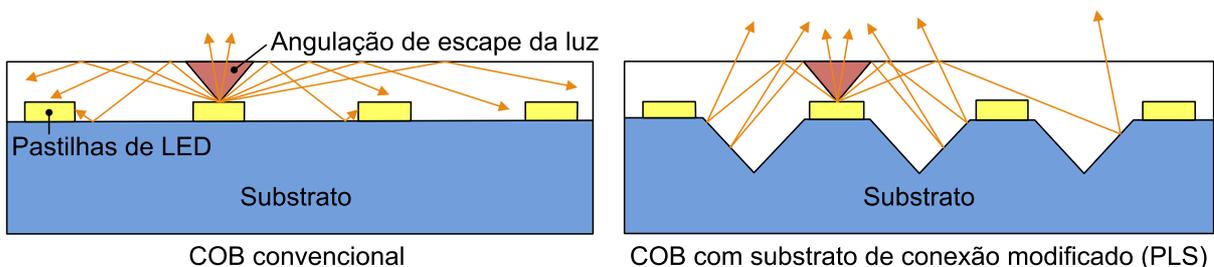


Fig. 2.2. Métodos de disposição do elemento LED discreto na estrutura COB (Adaptado de LI et al. 2013).

Em Juntunen et al. (2014), é proposta uma MCPCB com núcleo de cobre a qual possui terminais térmicos para a aplicação em COB LEDs de alta potência. Como referência, o desempenho da MCPCB descrito nesse trabalho é comparado com o módulo de alumínio que possui a mesma disposição em termos térmicos. Até 55% de redução na resistência térmica dos LEDs para o invólucro é então demonstrada. O desempenho melhorado da MCPCB com núcleo de cobre é devido a terminais bem pequenos embaixo dos LEDs de cor azul que ocupam a maior parte do módulo da pastilha. A resistência térmica é proporcional ao número de terminais, sendo que os menores valores foram medidos nas MCPCB com maior número de terminais térmicos com conexão direta.

O trabalho apresentado em Lin et al. (2014) descreve uma estrutura COB empilhada com placas finas de vidro revestidas de filme de fósforo. Esse artigo também descreve a tecnologia COB como uma tendência do mercado de LEDs. O material do substrato é dividido principalmente em tipos cerâmicos e de alumínio (mais recentemente, também de cobre). Há então, perdas da emissão de luz nas camadas de reflexão, placas, pastilhas e encapsulamento. Nesse artigo, é também abordada uma forma melhorada de se obter maior extração de luz em estruturas COB. A estrutura final obtida apresenta emissão de luz em ambos os lados (devido ao empilhamento) com alta eficiência de extração da luz branca. Os resultados provenientes desse trabalho representam um aumento de 25% no fluxo luminoso, se comparado com a extração de luz proveniente de estruturas COB convencionais.

Em Kong, Mei & Lu (2015), são abordados os efeitos do material de junção e da temperatura ambiente nas propriedades do dispositivo COB construído com LEDs da cor azul. A camada de junção é o primeiro nível do encapsulamento e possui o impacto mais significativo no desempenho térmico do dispositivo. Nesse artigo, os autores introduzem um novo material utilizado na junção, chamado de pasta térmica *nanosilver*, a qual pode ser utilizada para conectar a pastilha ao substrato do COB LED. Essa pasta térmica pode resistir a elevados níveis de temperatura, além de possuir maior condutividade termoelétrica que as pastas térmicas e fitas adesivas convencionais. Além disso, substratos de cerâmica e alumínio ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ) são utilizados também nesse trabalho de forma a se obter uma estrutura COB para altas potências devido à sua alta condutividade térmica e baixo coeficiente de expansão de calor. Recentemente, devido à capacidade de emissão de alto brilho, os encapsulamentos de LED estão sendo explorados em aplicações automotivas, aéreas, espaciais e indústrias nucleares, sendo que na maioria dos casos, os dispositivos são expostos a ambientes agressivos. Portanto, um desempenho satisfatório e a estabilidade de encapsulamentos LED

são alguns dos parâmetros que garantem confiabilidade ao módulo. Os autores determinam as propriedades dos COB LEDs montados separadamente com a pasta *nanosilver*, a pasta convencional baseada em  $\text{Sn}_3\text{Ag}_{0,5}\text{Cu}$ , e fita adesiva *epoxy*, enquanto operam sob vários níveis de temperatura ambiente entre  $27^\circ\text{C}$  até  $100^\circ\text{C}$ . Os resultados mostram que a pasta *nanosilver* é um material muito promissor para aplicação em encapsulamentos COB de alta potência.

No trabalho realizado por Vakrilov, Andonova & Kafadarova (2015) é realizado o estudo de módulos COB LED com relação à topologia da pastilha empregada. A influência térmica da topologia do dispositivo COB é então examinada. Para esse propósito, simulações computacionais de dinâmicas de fluido (CFD, do inglês, *computational fluid dynamics*) utilizando modelos térmicos de COB LEDs são realizadas e as distribuições térmicas em diferentes localidades da pastilha são analisadas. Os experimentos são projetados utilizando materiais cerâmicos no substrato (*Alumina* típico, *Alumina* (94%), *Alumina* (96%) e AlN). A eficiência térmica de quatro estruturas diferentes de módulos COB é examinada considerando diferentes modos de operação e condições ambientais. Os resultados mostram que o local e a distância dos *chips* possuem significativa importância no projeto do COB LED. A estrutura que apresentou melhores resultados foi aquela com distância de 3 mm entre *chips*. Isso é explicado devido à estrutura apresentar um firme encapsulamento com bom desempenho térmico em uma faixa ampla de temperaturas ambientes. Com relação aos substratos, os resultados indicam que o material ótimo é o *Alumina* (96%), que possui alta condutividade térmica, ou seja, baixa resistência térmica, próximo ao substrato de AlN. Em relação ao formato de assentamento dos LEDs na pastilha, os resultados apontam que a melhor disposição é baseada em estruturas COB que possuem formato quadrado.

Em Ying & Shen (2015) a análise térmica de COB LEDs de alta potência com diferentes tamanhos de *chip* é estudada. Os autores utilizam o mesmo material no encapsulamento COB das análises, mas considerando vários tamanhos e número de pastilhas. São utilizados COB LEDs com 4, 9, 25 e 100 pastilhas com comprimentos totais de 300, 600, 1000 e 1500  $\mu\text{m}$ . Os resultados de simulação indicam que a máxima temperatura de junção do COB LEDs aumenta proporcionalmente com o aumento do número de pastilhas utilizadas. Além disso, para a mesma potência de entrada, a diferença entre a máxima e a mínima temperatura de junção do COB LED aumenta à medida que o número de pastilhas aumenta. Isto é, se o COB LED de múltiplas pastilhas (ou *multichip* COB) possuir um pequeno número de pastilhas de grandes dimensões, a potência de saída de cada pastilha diminuirá

uniformemente apresentando elevada temperatura de junção e pequena diferença de temperatura máxima e mínima. De outra forma, se o COB LED *multichip* contiver várias pastilhas de pequenas dimensões, a potência de saída dos *chips* das extremidades será maior que a dos *chips* posicionados ao centro. Além disso, a potência de saída de cada *chip* não será uniforme se esses elementos apresentarem também uma distribuição não uniforme da temperatura de junção.

Em Wang et al. (2015) o projeto do modelo térmico e a análise de um sistema de ventilação termoelétrica (TEC) para refletores LED são descritos. Neste trabalho específico, o termo “COB” não é utilizado, mas sim o termo “*headlight*”, o que sugere uma análise não específica para estruturas COB. Apesar disso, esse é um interessante trabalho para aplicação em refletores LED de alta potência o qual descreve melhor a ventilação forçada baseada no efeito termoelétrico. São avaliados os desempenhos do resfriamento baseado em ventilação convencional e TEC, bem como em resfriamento líquido e TEC. Os resultados são avaliados por meio da medição da temperatura do invólucro (*case*). Os detalhes de desempenho da transferência de calor e da influência da velocidade de rotação do ventilador ou velocidade do líquido no sistema térmico são obtidos nesse trabalho. É possível inferir que o desempenho térmico é extremamente elevado devido à redução da temperatura pelo método TEC. Os resultados também mostram que também nesse caso a temperatura de invólucro muda linearmente com o aumento da potência dissipada em calor e da temperatura ambiente.

No trabalho realizado por Tsai et al. (2016), o encapsulamento baseado em carbono diamante (ou DLC, do inglês, *diamond-like carbon*) com camadas de distribuição de calor é proposto. O desempenho térmico dos encapsulamentos COB com e sem DLC com camadas de distribuição de calor do lado dos LEDs e também do lado da MCPCB são estudados. Os resultados mostram que a temperatura de junção do encapsulamento COB com DLC é menor que os valores correspondentes sem a utilização de DLC (encapsulamento convencional), proporcionando assim melhor condutividade térmica. Considerando o regime permanente de operação, a redução média da intensidade luminosa para doze dispositivos testados com a utilização de DLC, em comparação com o encapsulamento tradicional, foi melhorada em 6,1% após três horas de operação.

Em Huang et al. (2016), um projeto térmico melhorado, baseado em um dissipador aletado para a refrigeração de uma luminária LED de alta potência é descrito. A refrigeração eficiente é muito importante para LEDs integrados em um único módulo devido à redução significativa da eficiência de energia e vida útil com o aumento da temperatura de junção. O

dissipador aletado com condições naturais de convecção é comumente utilizado nesse tipo de aplicação. Os autores propõem nesse trabalho um novo projeto de dissipação pela combinação de placas aletadas fixas e oblíquas. Dois novos tipos de dissipadores, chamados de PPF (do inglês, *pin-plate fin heatsink*) e OPF (do inglês, *oblique-plate fin heatsink*) são projetados e os seus desempenhos de dissipação de calor são comparados a alguns tipos convencionais de dissipadores. Os resultados mostram que os dissipadores PPF e OPF demonstram menores temperaturas de junção do módulo de LEDs se comparados com os modelos convencionais. Os melhores valores encontrados correspondem aos dissipadores PPF com oito placas aletadas e OPF com sete placas aletadas, sendo que a temperatura de junção é reduzida entre 9% e 15,6% quando esses modelos aprimorados de dissipadores são utilizados.

Em Czyzewski (2016) uma investigação da distribuição de luminância para COB LEDs é realizada. Três tipos de dispositivos COB são considerados nessa pesquisa, com potências de 16, 40 e 100 W, fluxo luminoso de 1.825, 3.445 e 10.000 lm, respectivamente. O estudo consiste então em obter a distribuição da luminância em áreas com diferentes ângulos de observação. É visto que o nível da luminância de superfície (em  $\text{cd/m}^2$ ) varia com esse ângulo de observação. Os resultados ainda mostram que, entre os ângulos de  $0^\circ$  e  $75^\circ$ , o valor máximo de luminância é bem elevado para os COB LEDs analisados. Esse assunto é importante para projetistas de refletores, sendo que o sistema óptico deve ser projetado para um nível máximo de luminância em determinada superfície.

No trabalho conduzido por Campos et al. (2016) é proposta uma modelagem termoelétrica em pequenos sinais para sistemas SSL baseados na tecnologia COB. É mencionado que a tecnologia de encapsulamento COB é favorável devido à sua grande flexibilidade de projeto durante o estágio de fabricação. Contudo, a elevada integração de níveis em pastilhas de LED, à medida que a potência aumenta, também eleva consideravelmente a temperatura do componente. Modelos de pequenos sinais de LEDs convencionais são muitas vezes limitados por causa da escassez de informações térmicas provenientes de dados técnicos dos fabricantes. Neste trabalho, os autores desenvolvem um modelo de COB LED baseado na análise em SPICE de pequenos sinais, no qual o domínio térmico é modelado por resistências térmicas. As transferências de calor por condução e por convecção são consideradas na análise. Os resultados experimentais de validação mostram que o modelo termoelétrico encontrado possui fidelidade com as curvas dos componentes utilizados. Nesse caso, as resistências térmicas são calculadas considerando cada elemento LED específico da estrutura integrada COB, por isso, o circuito térmico é formado por uma

associação matricial (série-paralelo) de resistências térmicas, como é o caso da montagem de um COB LED. Além disso, estruturas de baixas potências (máximo de 8 W) são analisadas para a obtenção do referido modelo.

Em Zhang et al. (2016) é realizado um estudo acerca de um encapsulamento baseado na estrutura COB e organizado em níveis de pastilhas semicondutoras (WL-LED), sendo direcionado a sistemas de iluminação LED de altas potências. Nesse tipo de estrutura, é possível obter uma compactação ainda maior do que no caso de um COB tradicional. Os resultados são baseados em um WL-LED de cor azul e foram obtidas potências radiantes da ordem de 305 W, sendo esse um valor bastante expressivo. Neste caso a potência elétrica total da carga é de 1026 W, sendo que a eficiência da conversão é da ordem de 30%. Nesse caso, é utilizado um WL-LED que possui valores nominais de 198 V e 3,5 A, sendo que a eficiência radiante alcança seu maior valor em 0,5 A, *i.e.*, 40,5 %.

Mais recentemente, nos anos de 2017 e 2018, existem algumas publicações retratando o tema. Em Badalan, Svasta & Marghescu (2017), algumas soluções ao sistema de refrigeração de um COB LED (com corrente nominal de 500 mA) são avaliadas. O trabalho apresenta uma comparação entre métodos passivos (com dissipador convencional) e com dissipação ativa (com dissipador e ventilação forçada), estabelecendo um foco maior na discussão acerca de como a ventilação forçada pode ser empregada sem que isso afete significativamente o volume, a complexidade e o consumo de energia total da luminária. Os resultados mostram que, após a estabilização térmica, o sistema acoplado à ventilação forçada teve desempenho superior (porém, com maior consumo de energia), sendo ele capaz de manter a iluminância do dispositivo em 645 lx, enquanto que o sistema passivo de refrigeração retornou 586 lx para a mesma luminária.

No trabalho proposto por Yu et al. (2017), é descrito um método para fabricação de superfícies de assentamento de COB LEDs para o alcance de maiores níveis de eficiência luminosa. Neste estudo, partículas de nanosílica com reduzido diâmetro (70 nm) são utilizadas no processo de manufatura, de modo que os LEDs possam extrair a maior eficácia luminosa após o assentamento na MCPCB. Comparados com a superfície convencional baseada apenas em partículas de fósforo, os resultados mostram que as superfícies modificadas revestidas com nanosílica são capazes de aumentar a eficiência luminosa de 11,74% para 14,52%, considerando no estudo COB LEDs com TCCs de 4000K e 5000K.

Em Badalan, Svasta & Marghescu (2018), é proposta uma técnica para melhorar o sistema de dissipação ativa de COB LEDs. O estudo propõe uma investigação acerca das

condições de perda em forma de calor no dispositivo, não apenas por condução, mas também por convecção. O sistema é melhorado com base no redirecionamento da corrente de ar proporcionada pelo sistema de dissipação ativa, de modo que ele alcance tanto o corpo do dissipador quanto a própria superfície de emissão de luz do COB LED. O sistema desenvolvido é comparado com o método tradicional, no qual a ventilação atinge apenas o corpo do dissipador. Os resultados mostram que, para as mesmas condições do ambiente, o sistema melhorado utilizado é capaz de reduzir a temperatura máxima da luminária de 52,4 °C para 47,9 °C.

Frente à revisão realizada, percebe-se a capacidade de desenvolvimento e a fertilidade de pesquisas a serem realizadas com as estruturas *chip-on-board*, sendo que o trabalho proposto nesta tese tem o mérito de avaliar uma carga ainda muito pouco explorada cientificamente. Assim, a próxima seção introduz o dispositivo em questão.

## **2.2. COB LEDS DE EXTRA-ALTA CORRENTE (EHC COB LEDs) E ELEVADO FLUXO LUMINOSO**

A partir do desenvolvimento e avaliação da revisão bibliográfica dentro do tema e a consequente constatação de que esse é um assunto com grande potencial acadêmico, foram então pesquisadas algumas empresas especializadas na concepção de COB LEDs dos níveis mais elevados de corrente. Tratando-se de correntes máximas superiores a 6 A, a maioria das empresas encontradas é de origem chinesa e possuem COB LEDs que chegam a algumas centenas de watts (GETIAN, 2018; YUDILEDS, 2018).

De modo específico, encontrou-se no ocidente a empresa norte-americana *Flip Chip Opto (FCOpto)*, a qual possui as séries *LUNA* e *APOLLO* de COB LEDs com potências que vão até 2,4 kW e correntes de até 48 A (FLIP CHIP OPTO, 2016a). Esses valores são inovadores na indústria de COB LEDs, pois o mercado atual é voltado para associações de LEDs discretos, sendo na maioria das vezes associados em série para a obtenção de elevadas tensões e consequentemente, maior potência. No caso dos COB LEDs, um nicho diferente é avaliado, pois ao contrário dos seus predecessores, o objetivo é o acionamento utilizando altos valores de corrente direta, devido à miniaturização da fonte de luz. Esse fato traz a vantagem da obtenção de elevadíssimos níveis de fluxo luminoso (240.000 lm no caso do modelo Apollo 2400) (FLIP CHIP OPTO, 2016b) por meio de uma fonte de luz praticamente pontual, sendo ideal para determinados tipos de aplicações, conforme já mencionado. Desta forma,

foram encontrados COB LEDs específicos na indústria de iluminação, os quais operam com níveis chamados “extra-altos” de corrente direta, sendo que este trabalho propõe uma nomenclatura específica a tais componentes: EHC (*Extra-High Current*) COB LEDs.

Como foi destacado anteriormente, as características dos COB LEDs são desejáveis em ambientes que possuem áreas mais extensas, tais como estádios e quadras desportivas, portos e faróis marítimos, áreas de mineração, pistas e hangares de aeroportos. Neste contexto, a fabricante *Flip Chip Opto* produz comercialmente EHC COB LEDs para aplicações de altas potências e elevados níveis de fluxo luminoso (até 240.000 lm), trazendo, assim, grandes desafios à indústria de iluminação e às pesquisas relativas a tal aplicação. O seu centro de pesquisa e desenvolvimento é localizado no Vale do Silício (Santa Clara, CA). A empresa desenvolveu também em 2015 a tecnologia *3-Pad* de MCPCB que é capaz de proporcionar ao dispositivo uma resistência de junção extremamente pequena, fato que viabiliza a construção de EHC COB LEDs conjuntamente a tamanhos reduzidos de dissipadores térmicos (FLIP CHIP OPTO, 2016a). O esquema que demonstra essa ligação da pastilha de LEDs com a MCPCB é apresentada na Fig. 2.3.

A tecnologia *3-Pad Flip Chip* juntamente a *Pillar* MCPCB foram desenvolvidas pelo grupo COFAN (USA). Elas são projetadas para operar coordenadamente de modo que formem um módulo integrado para alcançar elevado desempenho na dissipação térmica do sistema. Além disso, essas tecnologias conjuntas são capazes de minimizar a resistência térmica entre a junção dos LEDs e a superfície de conexão da *Pillar* MCPCB.

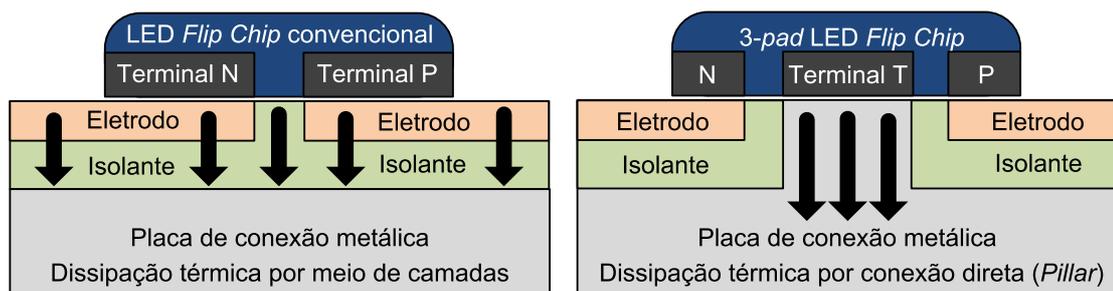


Fig. 2.3. Conexão convencional e conexão *3-pad* da pastilha semicondutora com a MCPCB.

Ao utilizar ligações de baixas temperaturas (LTBT, do inglês, *Low-Temperature Bonding Technology*) no processo de montagem do COB, o processo de fabricação é baseado no acoplamento elétrico dos terminais N e P com os terminais de catodo e anodo da *Pillar* MCPCB, respectivamente. Adicionalmente, um terminal de dissipação térmica (T-*Pad*) é termalmente acoplado a MCPCB por meio de uma estrutura em coluna.

O modelo adquirido junto a *FCOpto* para a utilização nas pesquisas desta tese é o EHC COB LED Apollo 600, o qual apresenta corrente máxima de 12 A (FLIP CHIP OPTO, 2016c). É interessante mencionar que não foram encontradas outras empresas que trabalham com níveis tão elevados de correntes diretas. Os parâmetros elétricos e fotométricos referentes ao modelo são mostrados na Tabela 2.1, os quais foram retirados da folha de dados do dispositivo. O modelo Apollo 600 possui diâmetro de 85 mm, com superfície de emissão de luz (LES) igual a 60 mm.

Tabela 2.1. Parâmetros elétricos e fotométricos do modelo Apollo 600 da *Flip Chip Opto*.

Parâmetro @ $T_{ref} = 25^{\circ} \text{ C}$	Símbolo	Valor (unidade)
Dissipação máxima de potência	$P_o$	608,4 W
Máxima corrente CC de operação	$I_F$	12 A
Corrente CC de operação nominal	$I_0$	6 A
Máxima temperatura de junção	$T_j$	140° C
Temperatura de cor correlata	CCT	5000 K
Fluxo luminoso na corrente máxima	$\Phi_{max}$	60840 lm

Na imagem real do EHC COB LED adquirido, mostrada na Fig. 2.4, pode-se constatar que o maior volume do componente é proveniente do elemento dissipador, que deve ser devidamente utilizado para a dissipação térmica do calor gerado devido a operações com elevados níveis de potência (STARLITE, 2016).

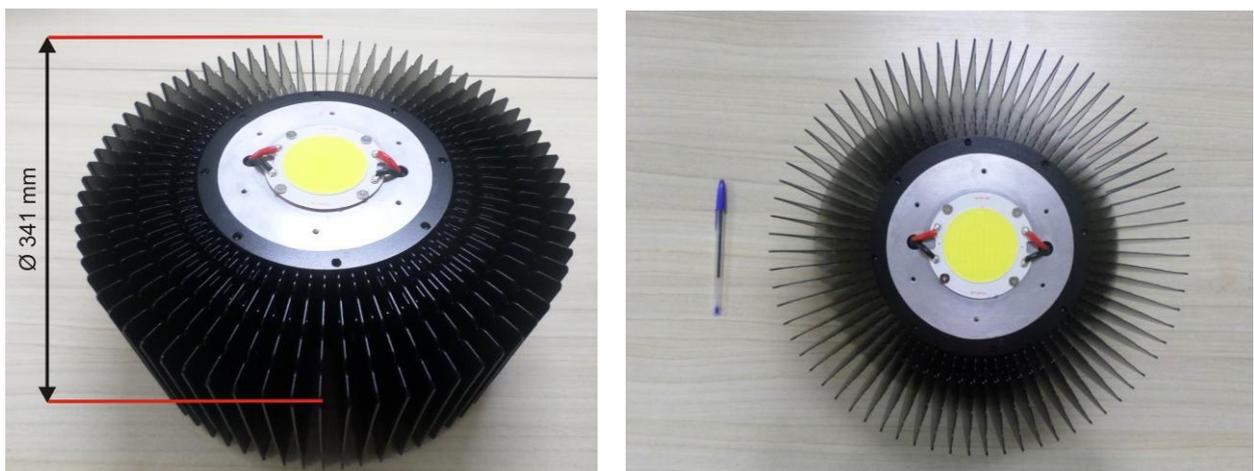


Fig. 2.4. EHC COB LED Apollo 600 da *FCOpto* assentado em um dissipador de alumínio aletado de 600W.

### 2.3. CONCLUSÕES PARCIAIS

Este capítulo apresentou o histórico e uma revisão bibliográfica a respeito dos diodos emissores de luz integrados (COB LEDs). Foi visto como essa tecnologia vem se desenvolvendo ao longo dos últimos anos e como a expectativa vem aumentando no que diz respeito às pesquisas de miniaturização dos LEDs em uma única fonte de luz para aplicações de alta potência.

De modo geral, os trabalhos mostrados na revisão bibliográfica desse capítulo visam principalmente à avaliação de substratos que possuam as características necessárias para os COB LEDs apresentarem elevados níveis de fluxo luminoso e eficácia luminosa. Outro tema bastante interessante também diz respeito à forma como os elementos LED discretos são dispostos na pastilha, sendo que um pequeno ajuste na angulação de assentamento pode resultar também no aumento da eficiência luminosa do dispositivo. Finalmente, em alguns trabalhos são tratadas maneiras de se dissipar o calor de uma luminária LED que opera com elevada potência. Os métodos de ventilação forçada também são soluções interessantes frente aos dissipadores de volume mais elevado que alguns tipos de aplicações podem exigir.

A empresa norte-americana *Flip Chip Opto*, bem como o EHC COB LED escolhido para as pesquisas desta tese foram apresentados nesse capítulo, sendo ele o modelo Apollo 600. Os modelos abordados possuem características inovadoras, trazendo, assim, notáveis desafios à comunidade científica, pois são acionados com níveis extra-altos de corrente direta. Estes fatos proporcionam uma fonte de luz aproximadamente pontual, com fluxo luminoso elevadíssimo, que ultrapassa 60.000 lm no modelo Apollo 600, sendo ainda maior no modelo Apollo 2400 (da ordem de 240.000 lm).

Os EHC COB LEDs são assim, ideais para as aplicações que foram descritas no capítulo anterior, de modo que no capítulo subsequente uma nova abordagem de modelagem fotoeletrotérmica é detalhada, visando obter todas as caracterizações inerentes ao dispositivo para a consequente predição de fluxo luminoso nestes dispositivos e também de resistência térmica do dissipador empregado na construção de uma luminária com tecnologia COB.

### 3. EHC COB LED: CARACTERIZAÇÃO FOTOELETROTÉRMICA APRIMORADA COM VARIAÇÕES DE PARÂMETROS TÉRMICOS

#### 3.1 INTRODUÇÃO

A caracterização física da carga é de particular importância em sistemas de iluminação. A modelagem da carga é utilizada para a obtenção de características intrínsecas e também para se determinar as regiões de operação desejadas. Ao se considerar a forma de acionamento e operação dos EHC COB LEDs, os métodos utilizados também terão consequências nos seus respectivos desempenhos térmico e fotométrico.

Alguns trabalhos na literatura técnica mostram que os parâmetros espectrais e fotométricos dos LEDs, tais como fluxo luminoso, eficácia luminosa, temperatura de cor, coordenadas cromáticas e distribuição da faixa de espectro são intimamente dependentes de aspectos térmicos e elétricos (HUI & QIN, 2009; BENDER, 2012). O estudo das interações entre estes três fatores (isto é, fotométricos, elétricos e térmicos) é denominado caracterização fotoeletrotérmica (PET, do inglês, *Photo-Electro-Thermal*) do LED. As interações mencionadas são representadas na Fig. 3.1 de forma qualitativa. As influências positivas operam de forma a aumentar determinado parâmetro do sistema. Como exemplo, o aumento da corrente direta provoca um incremento na tensão direta, no fluxo luminoso e na potência que é dissipada. De outra forma, as influências negativas reduzem determinado parâmetro, como a redução do fluxo luminoso e da tensão direta decorrente do aumento da temperatura de junção. O regime fotoeletrotérmico do sistema é resultado destas interações, as quais devem ser quantificadas a partir de modelos matemáticos.

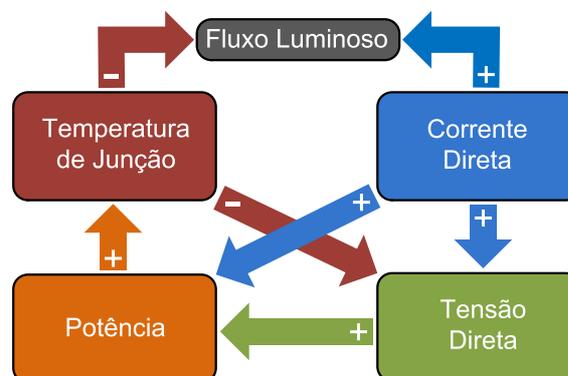


Fig. 3.1. Interações entre as grandezas elétricas, térmicas e fotométricas de um sistema de iluminação a LEDs (adaptado de BENDER, 2012).

A caracterização PET de um EHC COB LED pode ser dividida na sua análise estática e análise dinâmica. Como descrito em Bender (2013a) e Hui & Qin (2009), a análise estática retorna os valores de regime estacionário para o fluxo luminoso, temperatura de junção e temperatura do dissipador uma vez que o regime térmico é atingido para cada ponto de corrente média analisado. A análise estática é, dessa forma, útil para o projeto eficiente do ponto de operação e dissipação térmica do dispositivo, sendo que essas características (principalmente, térmicas) são essenciais nos dispositivos que são alvo deste estudo.

Ao se considerar uma análise dinâmica, como proposto em Bender et al. (2013b) e Almeida et al. (2014a), as perturbações de corrente em torno de determinado ponto de trabalho devem ser levadas em consideração. Essas perturbações são oscilações de corrente (*ripple*) e, na prática, sempre ocorrem com circuitos de acionamento conectados à rede elétrica, enquanto geram implicações no fluxo luminoso nominal, eficácia luminosa e na geração de cintilação. A análise dinâmica possui grande utilidade para o projeto do circuito de acionamento, estabelecendo os limites de ondulação que o dispositivo pode impor ao EHC COB LED sem que haja *flicker* prejudicial ao ser humano ou degradação de desempenho.

Neste capítulo, estas análises são investigadas e aplicadas ao modelo Apollo 600, de forma a se avaliar as implicações da modelagem PET no projeto de circuitos de acionamento dedicados.

### 3.2. ANÁLISE FOTOELETROTÉRMICA ESTÁTICA

A análise estática considera o sistema EHC COB LED-dissipador-ambiente em regime térmico e com corrente de alimentação constante, ou seja, sem ondulação. Faz-se necessário, dessa forma, a consideração das características térmicas, elétricas e fotométricas intrínsecas do dispositivo utilizado. Esta seção analisa o comportamento fotoeletrotérmico do dispositivo Apollo 600 estudado, de forma que seu fluxo luminoso e eficácia luminosa possam ser previstos segundo as diretrizes de um modelo que considere as suas principais características.

#### 3.2.1. CONCEITOS ELÉTRICOS E TÉRMICOS

Os LEDs, em geral, têm seu comportamento elétrico modelado pela equação modificada de Shockley (SCHUBERT, 2006), a qual é apresentada em (3.1).

$$V_{COB} = \frac{n \cdot k \cdot T}{q} \cdot \ln \left( \frac{I_{COB}}{I_S} \right) + r_d \cdot I_{COB} \quad (3.1)$$

sendo  $V_{COB}$  a tensão direta do EHC COB LED (V);  $n$  o fator de idealidade;  $k$  a constante de Boltzmann, igual a  $1,3805 \times 10^{-23}$  (J/°K);  $T$  a temperatura em Kelvin (K);  $q$  a carga do elétron,

igual a  $1,602 \times 10^{-19}$  C (em coulomb);  $I_{COB}$  a corrente direta do EHC COB LED (A),  $I_S$  a corrente de saturação reversa (A) e  $r_d$  é a resistência dinâmica (ou resistência série) ( $\Omega$ ).

O modelo elétrico equivalente de um LED quando operando acima do limiar da curva de polarização direta consiste em sua resistência dinâmica em série com uma fonte de tensão de limiar ( $V_t$ ) e um diodo ideal que representa a unidirecionalidade de corrente. Este modelo descreve uma situação idealizada, na qual nenhum dos dois parâmetros elétricos (isto é,  $r_d$  e  $V_t$ ) varia com a temperatura. Para um ponto de operação fixo, no qual se consideram temperatura constante e corrente próxima da nominal, a equação (3.1) pode ser simplificada na forma linear de (3.2), na qual  $V_t$  representa a fonte de tensão interna (*threshold voltage*) do modelo elétrico do dispositivo.

$$V_{COB} = V_t + r_d \cdot I_{COB} \quad (3.2)$$

O modelo elétrico linear de um LED é mostrado na Fig. 3.2 (a). Um exemplo característico é ilustrado na Fig. 3.2 (b), a qual representa os modelos gráficos das equações (3.1) e (3.2), bem como os valores práticos para um LED branco discreto de baixa corrente OSRAM LUW-W5PM Golden Dragon Plus. Neste exemplo específico, a corrente e a tensão foram referenciados como  $I_{LED}$  e  $V_{LED}$ , pois este se trata de um HP-LED (ALMEIDA, 2014).

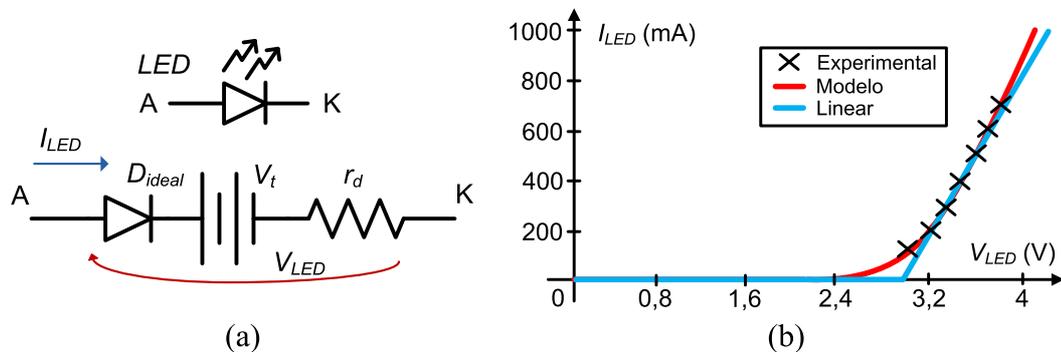


Fig. 3.2 – Características de um LED de potência. (a) Modelo elétrico e (b) Exemplo de curva  $I \times V$  teórica, experimental e regressão linear para obtenção dos parâmetros elétricos (adaptado de ALMEIDA, 2014).

Partindo dos conceitos mencionados, para se encontrar os parâmetros  $V_t$  e  $r_d$  do modelo elétrico equivalente do EHC COB LED é necessário, então, obter experimentalmente a sua curva  $I_{COB} \times V_{COB}$ . Por meio da regressão linear dessa curva, estes parâmetros podem ser obtidos, sendo que o coeficiente angular é  $r_d$  e o coeficiente linear é  $V_t$ .

A corrente de referência  $I_0$  do EHC COB LED Apollo 600 é definida, segundo a folha de dados, como 6 A. É necessário, assim, obter o seu modelo elétrico para esse ponto de operação. De forma a obter os valores de tensão e resistência mencionados, a curva corrente *versus* tensão (a qual é apresentada na folha de dados do modelo Apollo 600) foi reproduzida

experimentalmente e é mostrada a seguir. É importante mencionar que essa curva deve ser obtida mediante um experimento no qual a temperatura de junção do dispositivo permanece aproximadamente constante. O experimento consiste em uma fonte de tensão de baixa distorção harmônica (menor que 0,5%) California Instruments 3001i/iX e um osciloscópio TEKTRONIX modelo DPO3014. A fonte de tensão deve ser conectada a um arranjo de reostatos para a limitação da variação de corrente no dispositivo. A tensão é então pulsada de forma a drenar um pulso de corrente com amplitude próxima ao máximo valor de operação da corrente do EHC COB LED (ou seja, 12 A). O pulso de corrente, ao contrário de uma corrente CC constante, deve ser assim utilizado para que a temperatura de junção do dispositivo permaneça aproximadamente constante na temperatura do ambiente em questão. Para garantir que a temperatura esteja próxima a referência ambiente (isto é, 25 °C), a temperatura do laboratório foi controlada por um sistema de ar condicionado até que a leitura de um termo higrômetro modelo MINIPA MTH-1361 marcasse esse valor de referência. O diagrama esquemático do circuito elétrico montado no experimento é mostrado na Fig. 3.3 (a), enquanto que a curva  $I_{COB} \times V_{COB}$  obtida neste ensaio é mostrada na Fig. 3.4 (a).

De forma a considerar o efeito térmico do dispositivo, foi realizado um segundo experimento. Este consiste em aplicar gradativamente a tensão CC constante necessária à operação do dispositivo, desde o seu respectivo valor máximo de corrente (12 A) até o seu valor mínimo. O experimento é realizado em passos de 0,5 A enquanto é esperado um tempo específico (30 minutos) para a estabilização térmica na medição de cada ponto. A temperatura no invólucro (ou *case*) foi monitorada por um termômetro com termopar ICEL TD800D, a fim de se garantir segurança térmica durante a operação. O circuito elétrico montado neste experimento é mostrado na Fig. 3.3 (b), enquanto que a curva  $I_{COB} \times V_{COB}$  obtida do ensaio é mostrada na Fig. 3.4 (b).

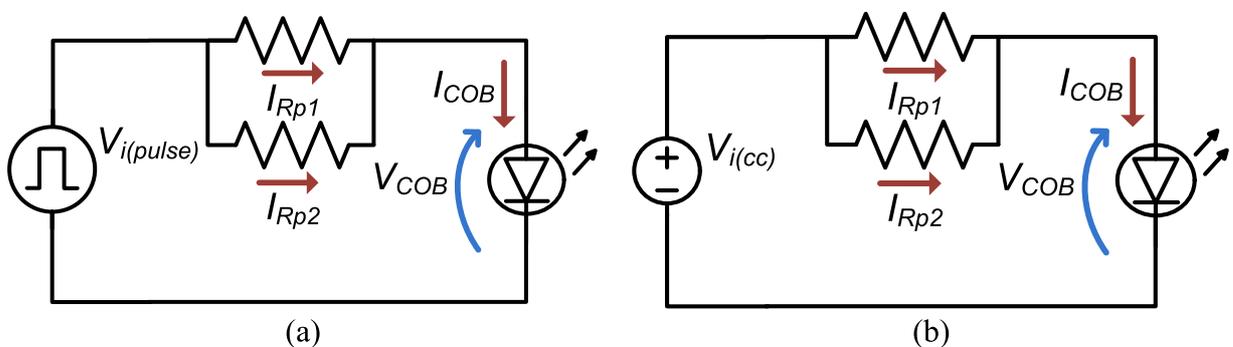


Fig. 3.3. Diagrama esquemático do circuito utilizado na obtenção experimental dos parâmetros elétricos do EHC COB LED. (a)  $T_j$  aproximadamente constante e (b)  $T_j$  incrementado com o aumento da corrente.

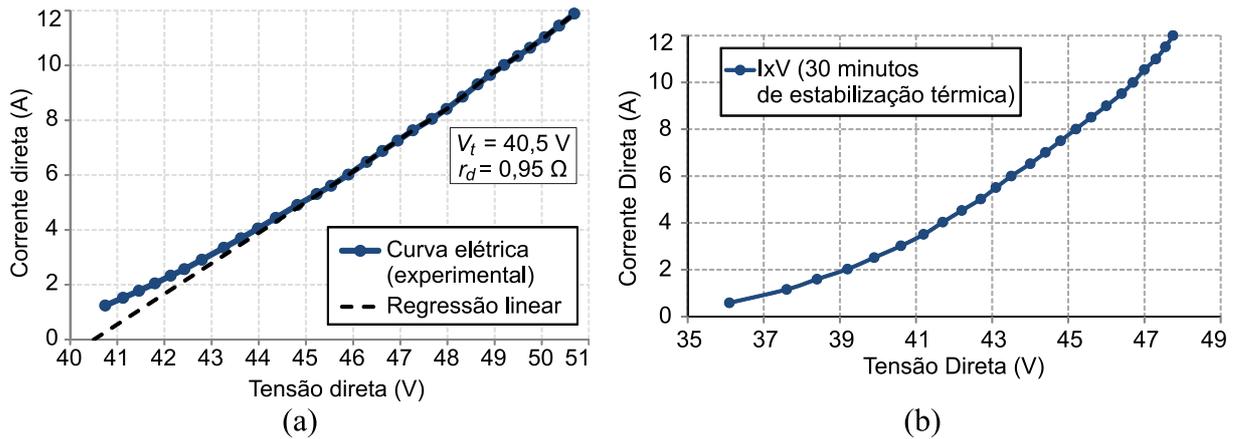


Fig. 3.4. Curvas  $I \times V$  do EHC COB LED Apollo 600 obtidas experimentalmente. (a) Com temperatura ambiente aproximadamente constante ( $25^\circ\text{C}$ ) e (b) com variação da temperatura de junção.

Realizando-se então a regressão linear da curva da Fig. 3.4 (a), os valores encontrados referentes à tensão de limiar  $V_t$  e a resistência dinâmica  $r_d$ , são obtidos como sendo  $40,5 \text{ V}$  e  $0,95 \Omega$ , respectivamente. De forma similar, realizando a regressão linear da curva da Fig. 3.4 (b), pôde-se constatar neste caso que o coeficiente angular não apresenta significativa variação, enquanto a tensão no ponto zero (de linearização da curva) se torna igual a  $39,1 \text{ V}$ . Considerando que a temperatura de referência é a temperatura ambiente, isto é,  $25^\circ\text{C}$ ; e a temperatura de junção aumenta com o tempo de operação, de modo que esta diferença nos valores de tensão obtidos representa a influência da parcela térmica no modelo do dispositivo. Portanto, a redução é decorrente do modelo eletrotérmico.

Para a realização da análise eletrotérmica, o efeito da temperatura deve ser devidamente considerado. A resistência dinâmica apresenta variação com a temperatura a qual pode ser positiva ou negativa dependendo do LED empregado (GACIO et al., 2012). Geralmente, essa variação não é significativa e pode ser desconsiderada, de forma que a resistência dinâmica pode ser considerada constante em uma faixa razoável de temperaturas. A tensão de limiar do EHC COB LED, no entanto, também apresenta o comportamento já conhecido dos LEDs discretos de baixa corrente, decrescendo à medida que a temperatura aumenta, como mostrado na Fig. 3.5. A diferença de potencial observada nos terminais do LED, a qual é necessária para estabelecer o fluxo de elétrons, reduz com o aumento da temperatura, pois a barreira de potencial é reduzida (SCHUBERT, 2006). Existe, então, um coeficiente negativo de temperatura, que na prática pode ser ligeiramente diferente devido a algumas não idealidades da estrutura.

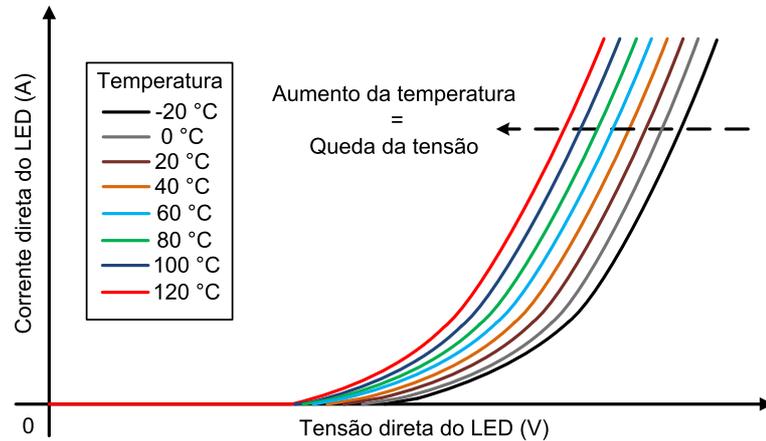


Fig. 3.5. Efeito da temperatura na característica tensão versus corrente de um LED.

Como foi anteriormente mencionado, pode-se considerar a resistência dinâmica como um parâmetro constante. De outra forma, a tensão de limiar apresenta um decréscimo com o aumento da temperatura. Pode-se, então, assumir essa relação como linear, de forma que a tensão direta nos terminais do EHC COB LED é modelada matematicamente pela relação eletrotérmica dada em (3.3), na qual  $T_j$  é a temperatura de junção,  $T_0$  é a temperatura de referência e  $k_v$  é o coeficiente de variação da tensão de limiar com a temperatura, cujo valor é negativo. O termo  $[V_t + k_v(T_j - T_0)]$  representa a real tensão de limiar levando-se em conta o efeito da temperatura. O coeficiente  $k_v$  em geral é dado pelo fabricante em modelos de HP-LEDs de baixa corrente. Porém, para o EHC COB LED estudado, esse parâmetro não é apresentado na folha de dados e deve ser obtido experimentalmente.

$$V_{COB}(I_{COB}, T_j) = r_d \cdot I_{COB} + [V_t + k_v(T_j - T_0)] \quad (3.3)$$

Para a obtenção de  $k_v$ , um experimento na câmara climática modelo WEISS WKL-100 foi realizado, de modo que a Fig. 3.6 apresenta uma imagem real do arranjo. Esse experimento consiste na obtenção de várias curvas  $I \times V$  sob diversos níveis de temperatura de junção, de forma a avaliar o efeito que o aumento dessa temperatura possui na diminuição do valor da tensão direta. O método consiste então em realizar um pulso de corrente no EHC COB LED, de forma que a temperatura de junção não se modifique devido à passagem de corrente elétrica no dispositivo semiconductor. Pôde ser constatado que uma largura de 2 ms é o suficiente para se atingir o regime permanente elétrico, como será mostrado no decorrer do capítulo. As temperaturas no invólucro e na junção são então aproximadamente iguais à temperatura ambiente previamente configurada na câmara climática.

A primeira curva é obtida próxima à temperatura ambiente e as demais curvas são geradas considerando incrementos de 5 °C a cada nova medida. É importante mencionar que, a cada nova medição, o tempo de estabilização da temperatura na câmara deve ser aguardado.

A curva da variação da tensão direta no ponto da corrente de referência ( $I_0 = 6A$ ) em relação aos valores da temperatura de junção é chamada de curva eletrotérmica, sendo que a relação obtida experimentalmente pode ser vista na Fig. 3.7 (a). A partir da análise desta caracterização, o valor do coeficiente  $k_v$  (ou seja, o coeficiente angular da aproximação linear da curva eletrotérmica) pode ser obtido como sendo igual a  $-0,0254 \text{ V}/^\circ\text{C}$  ( $-25,4 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ ).

Adicionalmente, foram traçadas as diversas curvas  $I \times V$  para a obtenção dos respectivos valores da resistência dinâmica do modelo Apollo 600 em cada nível de temperatura analisado. Dessa forma, na Fig. 3.7 (b) é mostrada a curva de decaimento da resistência dinâmica do dispositivo à medida que a temperatura de junção aumenta, sendo que na análise PET pode-se constatar que essa variação não possui significativo impacto na estimação do seu fluxo luminoso e da eficácia luminosa (variação média de apenas 0,046% no fluxo).



Fig. 3.6. Imagem real do EHC COB LED Apollo 600 dentro da câmara climática WEISS WKL-100 para a caracterização eletrotérmica.

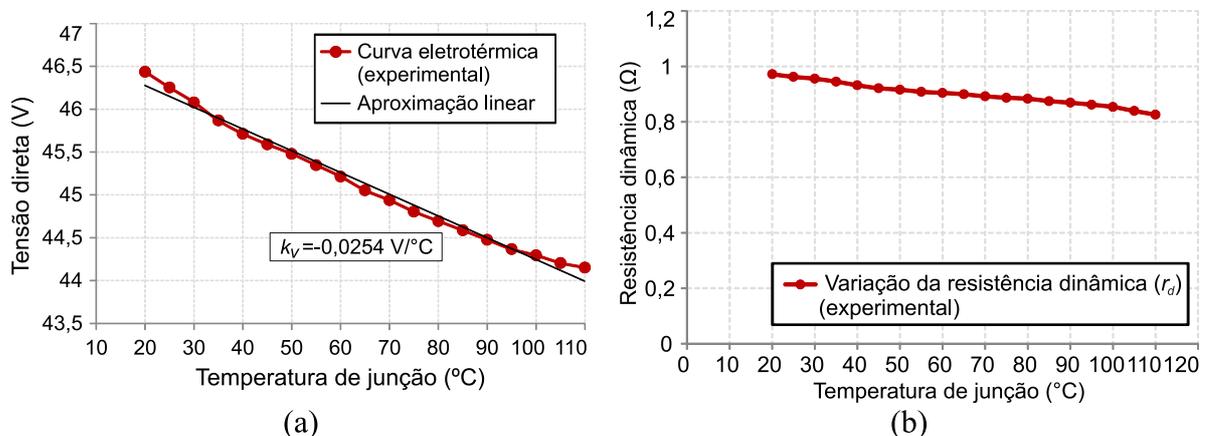


Fig. 3.7. Curvas características do EHC COB LED Apollo 600 (obtidas experimentalmente). (a) Curva eletrotérmica e (b) curva de variação da resistência dinâmica com a temperatura de junção.

Na análise eletrotérmica, é necessário incluir também o efeito da dissipação de calor para a obtenção do modelo aproximado. Desta forma, é utilizado um circuito térmico simplificado e em regime térmico do sistema EHC COB LED-dissipador-ambiente, sendo ele mostrado na Fig. 3.8. Inicialmente,  $Q_{th} = P_d \times k_h$  representa a potência térmica dissipada pelo LED, sendo essa uma parte da potência elétrica entregue ao dispositivo. É importante lembrar que nem toda a potência entregue a um LED é convertida em radiação luminosa, sendo que o coeficiente  $k_h$  representa a parcela que é convertida em calor. A resistência térmica entre a junção e o invólucro é dada por  $R_{jc}$ , sendo geralmente apresentada na folha de dados para a condição de referência (0,008 °C/W para o modelo Apollo 600). A resistência térmica entre o invólucro e o dissipador é dada por  $R_{jp}$  e representa a interface entre o EHC COB LED e o dissipador externo, a qual representa uma pasta térmica específica do fabricante, de baixíssima resistência (0,025 m°C/W). A resistência térmica do dissipador é  $R_{hs}$ , a qual será menor quanto maior for a capacidade de dissipação de calor deste elemento. O dissipador adquirido junto ao fabricante *Flip Chip Opto* possui um valor de  $R_{hs}$  de 0,0785 °C/W segundo a folha de dados do dispositivo (STARLITE, 2016). A temperatura de junção ( $T_j$ ), a temperatura no invólucro ( $T_c$ ) e a temperatura do dissipador ( $T_{hs}$ ) estão indicadas como tensões em nós do circuito análogo térmico-elétrico.

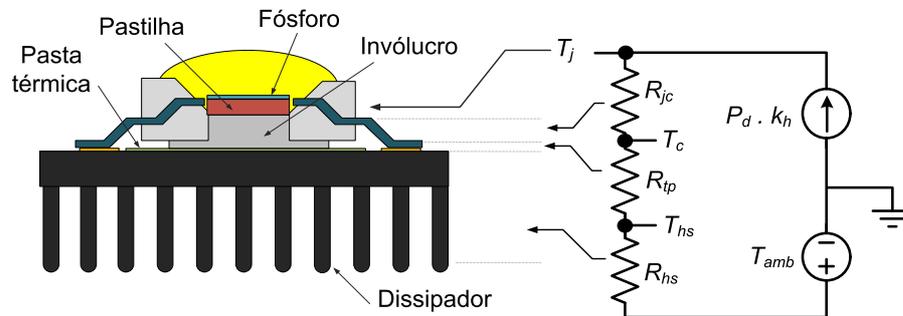


Fig. 3.8. Modelo térmico simplificado de um EHC COB LED.

No caso de uma associação discreta, quando vários LEDs discretos de baixa corrente são assentados em um mesmo dissipador, o circuito térmico equivalente pode prever a representação em paralelo de várias fontes de potência térmica em série com as resistências térmicas  $R_{jc}$  de cada LED (HUI & QIN, 2009; BENDER, 2012). Por outro lado, no caso de um COB LED, a associação de LEDs miniaturizados é realizada e fabricada em substrato único, facilitando a extração de um único valor confiável de  $R_{jc}$  que represente toda a sua associação matricial de LEDs. Para a extração de altos níveis de potência do dispositivo e, de forma a maximizar a condução e liberação do calor gerado, o valor de  $R_{jc}$  para um EHC COB LED é, geralmente, extremamente pequeno. Esse fato explica os elevadíssimos níveis de

corrente, potência e fluxo luminoso que podem ser obtidos com a utilização dessa tecnologia, considerando ainda que o volume total da fonte de luz é significativamente reduzido se comparado às associações discretas convencionais de HP-LEDs, como já abordado anteriormente.

A análise térmica é de grande importância para a concepção de luminárias LED de elevada vida útil. Parte desta análise consiste na fabricação de dissipadores que tenham a capacidade requerida de dissipação do calor produzido na operação do dispositivo. A má concepção de um sistema térmico pode resultar em sobreaquecimento prematuro do elemento de dissipação térmica, prejudicando criticamente a vida útil de um EHC COB LED. Por esses motivos, a concepção de uma luminária com elevada vida útil é importante, pois reduz drasticamente os gastos com manutenção do sistema de iluminação.

No circuito térmico da Fig. 3.8, a fonte de potência térmica é representada como uma fonte de corrente controlada, pois seu valor depende da potência elétrica do EHC COB LED, bem como de sua eficiência de conversão de potência elétrica em potência luminosa, a qual é chamada eficiência radiante. Os LEDs de potência convencionais costumam apresentar valores de eficiência radiante ( $\eta_h$ ) em torno de 15% (HUI & QIN, 2009), podendo atingir até 53,3% em dispositivos mais modernos (LAUBSCH, 2010). Como exemplo, em Rodrigues (2011a) foi medida uma eficiência radiante  $\eta_h = 27,3\%$  para um LED OSRAM Dragon Plus LUW-W5PM. Então, emprega-se a equação (3.4) para representar a relação entre os parâmetros elétricos e a potência térmica dissipada pelo dispositivo. Nessa relação, o parâmetro  $k_h$  é o complemento da eficiência radiante, sendo que em (3.5) tem-se a quantidade de potência elétrica convertida em potência térmica.

$$Q_{th} = k_h \cdot I_{COB} \cdot V_{COB} \quad (3.4)$$

$$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_d}, k_h = 1 - \eta_{rad} \quad (3.5)$$

sendo que  $\eta_{rad}$  é a eficiência radiante,  $P_{rad}$  é a potência radiante e  $P_d$  é a potência dissipada.

É possível propor uma representação eletrotérmica em regime de um EHC COB LED disposto em um dissipador por meio das equações (3.3) e (3.4). O modelo resultante dessa interação é mostrado na Fig. 3.9, sendo que ele representa a relação entre os domínios térmico e elétrico. Este circuito equivalente utiliza o modelo elétrico do EHC COB LED considerando os efeitos da temperatura de junção na tensão de limiar segundo a equação (3.3), sendo representados por uma fonte de tensão controlada por temperatura. Os efeitos do sistema de dissipação são também devidamente representados pelas resistências térmicas e a temperatura

ambiente e, finalmente, a potência térmica dissipada pelo dispositivo corresponde a uma função da potência elétrica, segundo a equação (3.4).

Devido ao aumento da potência e temperatura de operação, é possível levantar a hipótese de que as mínimas variações que ocorrem inevitavelmente nos parâmetros térmicos do EHC COB LED podem influenciar significativamente em seu modelo estático. Especificamente, o coeficiente de dissipação de calor  $k_h$  e a resistência térmica de junção  $R_{jc}$  possuem funções críticas na tecnologia COB, sendo que estes parâmetros serão foco de possíveis incongruências caso o modelo de LEDs discretos de baixa corrente tal qual Almeida (2015) e Hui & Qin (2009) seja utilizado neste caso. Assim, a próxima subseção realiza uma investigação acerca destas variações térmicas no dispositivo.

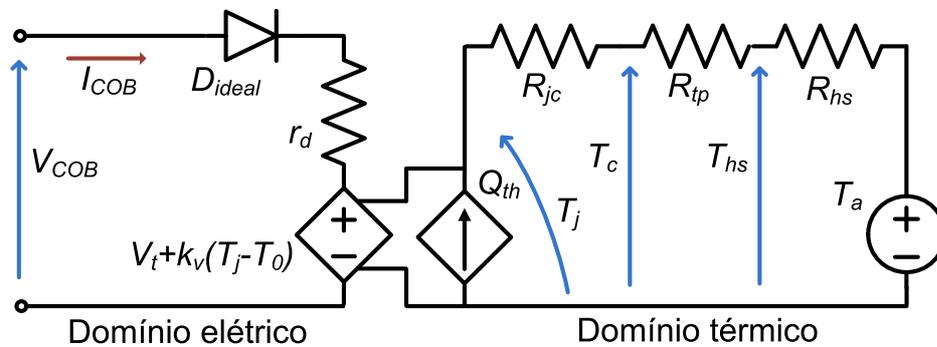


Fig. 3.9. Modelo eletrotérmico completo aproximado para um EHC COB LED assentado em um dissipador.

### 3.2.2. ANÁLISE DAS VARIAÇÕES NOS PARÂMETROS TÉRMICOS DO EHC COB LED

O parâmetro que avalia a máxima temperatura que o dispositivo pode trabalhar é a temperatura de junção,  $T_j$ . Da folha de dados do modelo Apollo 600, tem-se que este valor limite é estabelecido como 140 °C. Utilizando o circuito eletrotérmico apresentado na Fig. 3.9,  $T_j$  pode ser satisfatoriamente estimada por (3.6), a qual considera tanto parâmetros elétricos ( $V_{COB}$  e  $I_{COB}$  em  $Q_{th}$ ) quanto parâmetros térmicos ( $T_c$  e  $R_{jc}$ ) (SCHUBERT, 2006).

$$T_j = T_c + R_{jc} \cdot Q_{th} \quad (3.6)$$

A medição direta da temperatura de junção é tecnicamente impossível após o assentamento dos LEDs na MCPCB. De outro modo, uma determinação indireta (apenas mediante parâmetros elétricos) da temperatura de junção, a qual é atualmente abordada na literatura técnica, pode ser encontrada em Lalith et al. (2006), Ma et al. (2005) e Siegal (2006). No caso das referências citadas, esse parâmetro é estimado por meio de apenas variáveis elétricas relacionadas ao coeficiente  $k_v$ . Basicamente, a temperatura de junção pode ser estimada por (3.7), rearranjando-se a expressão (3.3) para a obtenção de  $T_j$  (logo, sem a

necessidade do conhecimento prévio de  $R_{jc}$ ). Essa técnica de estimação indireta assume que a tensão na junção P-N do LED varia com a temperatura de operação de forma que ela pode ser comparada com a respectiva tensão na condição de referência equivalente à temperatura ambiente (LALITH et al., 2006).

$$T_j = T_0 + \frac{V_{COB} - V_0}{k_v} \quad (3.7)$$

sendo que  $V_{COB}$  e  $V_0$  são as tensões do EHC COB LED na temperatura de teste e na temperatura de referência, respectivamente.

Para a estimação indireta da temperatura de junção do EHC COB LED por meio de (3.7), a curva  $I \times V$  mostrada anteriormente na Fig. 3.4 (b) pode ser utilizada, a qual considera a degradação de fluxo resultante da estabilização térmica. É importante enfatizar que um período de 30 minutos foi considerado antes de cada medida nessa análise, de forma a proporcionar melhor estabilização térmica ao dispositivo. Assim, os respectivos valores da resistência térmica de junção (nos pontos  $T_j$  específicos) podem ser devidamente obtidos por (3.8).

$$R_{jc} = \frac{T_j - T_a}{k_h \cdot P_d} - R_{hs} \quad (3.8)$$

Nesta tese, uma estimação experimental da temperatura de junção é proposta e, então, comparada à técnica indireta descrita anteriormente. O aparato utilizado nesse experimento é mostrado na Fig. 3.10. Basicamente, uma sala fechada com temperatura ambiente controlada por um sistema de ar condicionado é utilizada juntamente a um termovisor modelo Fluke *Ti* 125, o qual desempenha a função de medir a temperatura de junção aproximada do dispositivo após a sua estabilização térmica. De modo a calibrar o equipamento de medição térmica, uma fita de material Teflon com emissividade bem conhecida (isto é, 0,92) deve ser fixada próximo ao ponto de medição para garantir confiabilidade à estimação de temperatura. Algumas das telas de aquisição térmica do termovisor são apresentadas na Fig. 3.11 para três casos (6 A, 10 A e 12 A). Para esse experimento, cinco medições foram realizadas em cada ponto de operação e tomadas o seu valor médio, de forma a aumentar a acurácia da medição. As curvas resultantes de temperatura de junção mostradas na Fig. 3.13 estabelecem uma avaliação comparativa entre o método de cálculo indireto por (3.7) e a estimação experimental proposta utilizando o termovisor. Pode ser constatado que as curvas são muito próximas, sendo possível validar a metodologia prática utilizada na aferição aproximada de  $T_j$ .

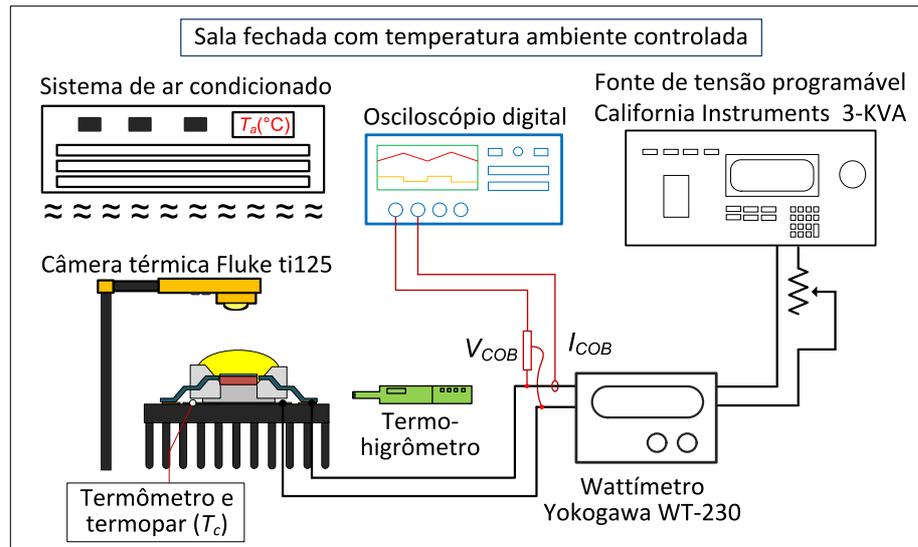


Fig. 3.10. Teste experimental controlado termicamente para a medição aproximada da temperatura de junção.

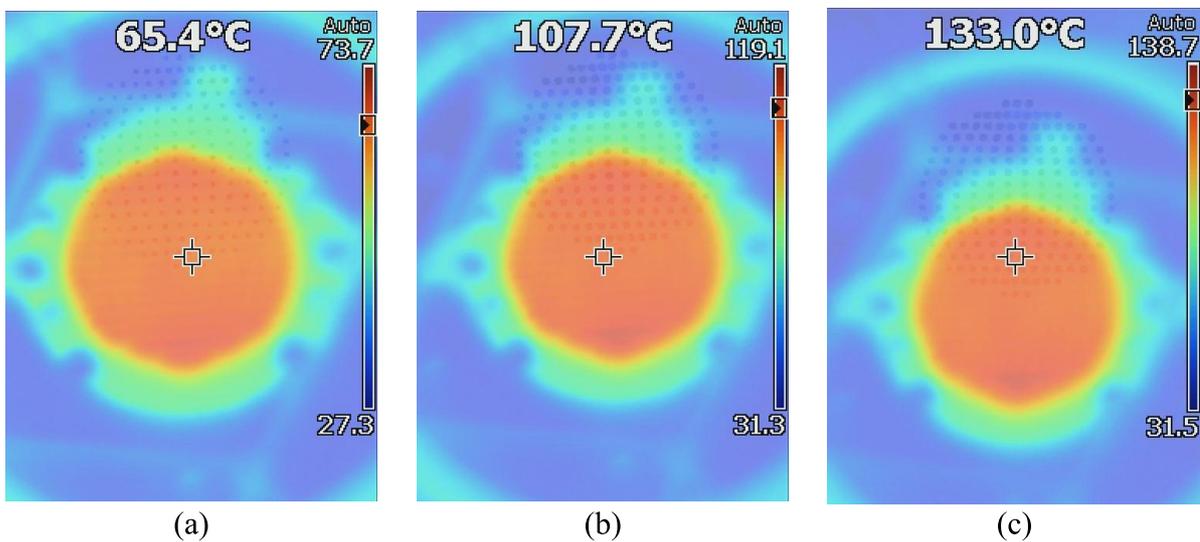


Fig. 3.11. Capturas em escala térmica com o termovisor para a extração da temperatura de junção do EHC COB LED. (a)  $I_{COB} = 6$  A, (b)  $I_{COB} = 10$  A e (c)  $I_{COB} = 12$  A.

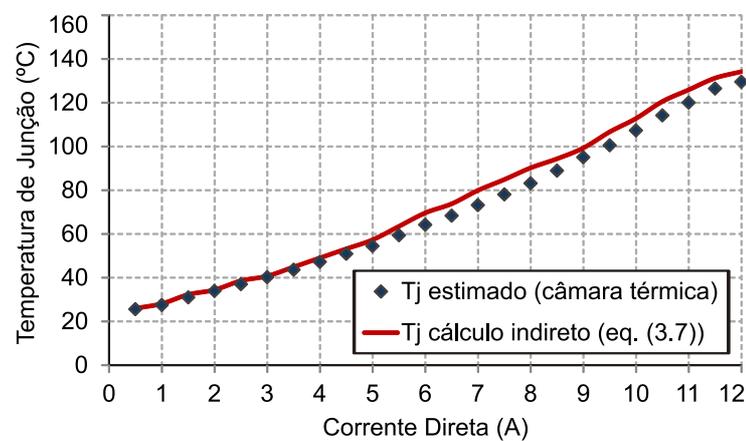


Fig. 3.12. Curvas obtidas para o método de cálculo indireto por (3.7) e por medição aproximada da temperatura de junção do EHC COB LED utilizando a câmera térmica.

Os parâmetros restantes a serem considerados no cálculo da resistência de junção por (3.8) são a potência dissipada  $P_d$ , a qual é diretamente medida por um Wattímetro modelo Yokogawa WT-230; e o coeficiente de dissipação de calor  $k_h$ , o qual deve ser determinado experimentalmente para cada ponto de operação. Nesse caso, o experimento da Fig. 3.13 deve ser empregado, no qual a esfera integradora LMS-400 é utilizada para medir a potência radiante do EHC COB LED para cada ponto de operação. A eficiência radiante é então encontrada a partir de (3.5), enquanto que o coeficiente de dissipação de calor  $k_h$  corresponde ao seu valor complementar. A curva resultante da variação experimental do coeficiente  $k_h$  é mostrada na Fig. 3.14, sendo que uma aproximação polinomial de segunda ordem pode ser realizada neste caso particular. Portanto, a variação polinomial de  $k_h$  em (3.9) é também incorporada aos cálculos, de modo a proporcionar significativa melhora no modelo estático.

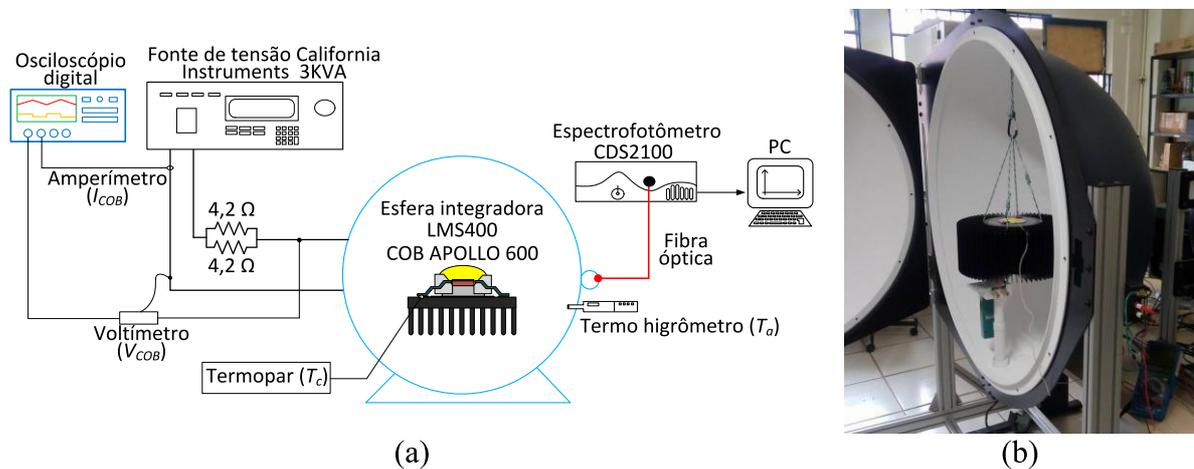


Fig. 3.13. Arranjo experimental utilizado na extração da eficiência radiante e na validação experimental do modelo PET estático. (a) Circuito esquemático e (b) imagem parcial do experimento.

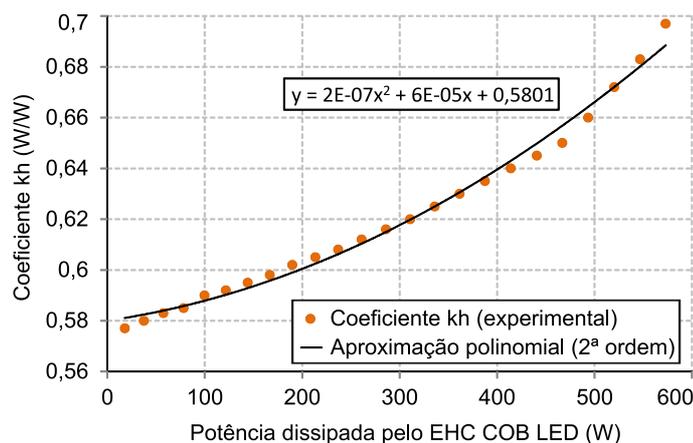


Fig. 3.14. Característica de variação do coeficiente de dissipação de calor em função da potência dissipada para o EHC COB LED Apollo 600.

$$k_h = k_{h0} + k_{h1}P_d + k_{h2}P_d^2 \quad (3.9)$$

sendo  $k_{h0}$ ,  $k_{h1}$  e  $k_{h2}$  os coeficientes de dissipação de calor (polinomiais de segunda ordem).

A partir da Fig. 3.14, tem-se que os coeficientes polinomiais de dissipação de calor são  $k_{h0} = 0,5801 \text{ W/W}$ ,  $k_{h1} = 6 \times 10^{-5} \text{ W/W}^2$  e  $k_{h2} = 2 \times 10^{-7} \text{ W/W}^3$ . Considerando o ponto de corrente nominal (6 A), a eficiência radiante e o coeficiente  $k_h$  são obtidos como 0.388 e 0.612, respectivamente. Considerando que LEDs discretos de baixa corrente apresentam, tipicamente, eficiência radiante da ordem de 20% (HUI & QIN, 2009; ALMEIDA et al. 2015a), o valor nominal obtido para o EHC COB LED estudado é bastante elevado. Este é um dos fatos que comprovam o desempenho promissor da tecnologia COB no que tange a iluminação de estado sólido e o seu desenvolvimento nos próximos anos.

A relação (3.8) é então considerada no cálculo ponto a ponto da resistência térmica de junção. A curva obtida é mostrada na Fig. 3.15, sendo que a sua variação linear é definida em (3.10). Assim, os seus coeficientes linear e angular podem ser obtidos como  $k_{jc0} = 0,125 \text{ }^\circ\text{C/W}$  e  $k_{jc1} = 0,0001 \text{ }^\circ\text{C/W}^2$ , respectivamente. A partir de (3.10), pode-se perceber que o baixíssimo valor de  $k_{jc1}$  é multiplicado pelo elevado valor da potência do EHC COB LED, de forma que o real valor de  $R_{jc}$  é significativamente influenciado por essa variação. O maior valor encontrado para a resistência térmica de junção é de aproximadamente 24,5 vezes o valor inicial de referência da folha de dados, isto é, aumento de  $0,008 \text{ }^\circ\text{C/W}$  para  $0,196 \text{ }^\circ\text{C/W}$ .

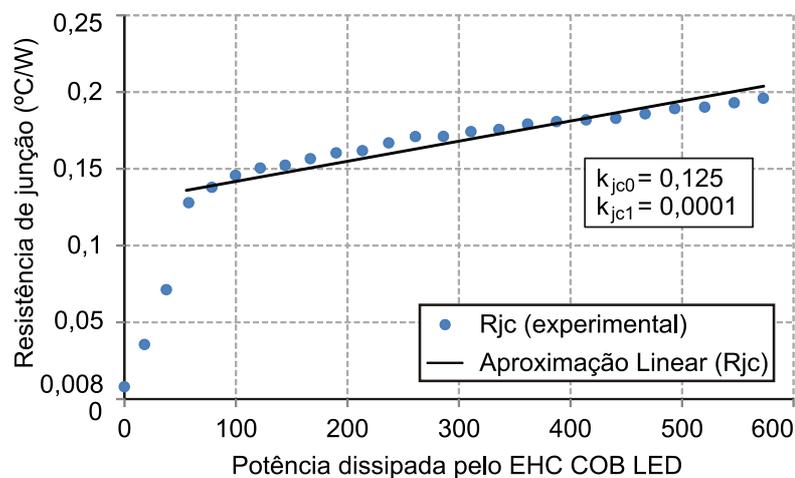


Fig. 3.15. Característica de variação da resistência de junção em função da potência dissipada para o EHC COB LED Apollo 600.

$$R_{jc} = k_{jc0} + k_{jc1} \cdot P_d \quad (3.10)$$

sendo  $k_{jc0}$  e  $k_{jc1}$  os coeficientes linear e angular da curva de variação da resistência de junção.

O circuito eletrotérmico apresentado anteriormente na Fig. 3.9 corresponde à relação entre os domínios térmico e elétrico, os quais podem ser analisados conjuntamente para obter as temperaturas de invólucro e junção de acordo com (3.11) e (3.12), respectivamente. No novo cálculo de  $T_j$  em (3.12), as variações térmicas estabelecidas são igualmente

incorporadas. A diferença entre os valores obtidos em (3.7) (parâmetros elétricos) e (3.12) (circuito eletrotérmico equivalente) é justificada pela dependência térmica do sistema, a qual pode ser usada para provar a relação térmica da resistência de junção encontrada para o dispositivo analisado.

$$T_c = T_a + Q_{th} \cdot R_{hs} + Q_{th} \cdot R_{jp} \quad (3.11)$$

sendo  $R_{jp}$  a resistência térmica da pasta térmica ( $25 \times 10^{-6} \text{ }^\circ\text{C/W}$ ), fornecida pelo fabricante.

$$T_j = T_c + (k_{jc0} + k_{jc1} P_d) \cdot Q_{th} \quad (3.12)$$

As temperaturas de invólucro medidas no experimento da Fig. 3.13 por um termômetro com termopar são utilizadas conjuntamente em (3.6) e (3.12) para confirmar os valores obtidos anteriormente para a temperatura de junção. Nesse caso, a expressão (3.6) é utilizada considerando o valor constante de referência da resistência de junção ( $0,008 \text{ }^\circ\text{C/W}$ , como fornecido na folha de dados); e a expressão (3.12) é empregada considerando a variação linear obtida mediante os últimos levantamentos experimentais.

A Fig. 3.16 apresenta a temperatura de invólucro medida e as temperaturas de junção calculadas para resistência de junção constante e com característica de variação linear em função da corrente de operação do dispositivo. Os resultados mostram que os valores de  $T_j$  obtidos mediante a variação dos parâmetros térmicos (isto é,  $k_h$  e  $R_{jc}$ ) corroboram com as determinações anteriores quanto aos métodos de cálculo indireto e também por estimativa com termo-visor. Em contrapartida, se  $R_{jc}$  permanecer constante (no valor de referência da folha de dados, isto é,  $0,008 \text{ }^\circ\text{C/W}$ ), valores muito reduzidos e com significativo erro serão obtidos.

De fato, as análises realizadas comprovam a hipótese inicialmente levantada de que a variação dos parâmetros térmicos é crítico na tecnologia COB e de que a resistência térmica de junção (para operações em altas potências e conseqüentemente, elevadas temperaturas) possui valores significativamente maiores do que aquele apresentado para o ponto de referência da folha de dados. A análise experimental realizada corrobora para a consideração de parâmetros críticos adicionais a serem incorporados na modelagem estática de dispositivos baseados na tecnologia COB. De acordo com a Fig. 3.16, considerando os valores de  $T_j$  obtidos com variação dos parâmetros térmicos e comparando-os aos valores reais medidos anteriormente, um erro médio percentual de apenas 2,2% é obtido, o que comprova boa exatidão entre os referidos resultados.

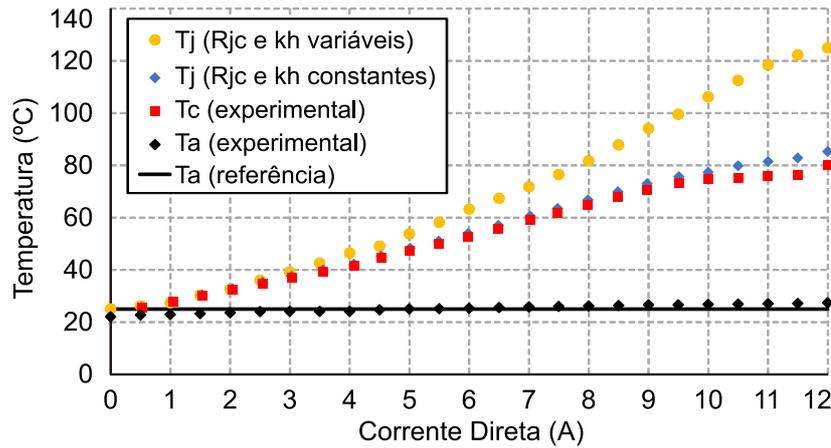


Fig. 3.16. Temperaturas de invólucro, ambiente e junção calculada em função da corrente de operação: curvas experimentais e teóricas para o EHC COB LED Apollo 600.

Um modelo eletrotérmico que considere a variação dos parâmetros térmicos estudados pode ser representado utilizando as expressões (3.3), (3.4), (3.11) e (3.12) em conjunto, de modo que é possível descrever o circuito térmico para a tensão terminal do dispositivo, resultando na equação (3.13). Esta expressão descreve, portanto, a curva eletrotérmica característica do EHC COB LED, considerando os efeitos da dissipação de calor do dispositivo e da temperatura ambiente.

$$V_{COB}(I_{COB}, T_a) = \frac{V_t + r_d I_{COB} + k_v (T_a - T_0)}{1 - I_{COB} k_v (k_{h0} + k_{h1} P_d + k_{h2} P_d^2) (k_{jc0} + k_{jc1} P_d + R_{hs} + R_{ip})} \quad (3.13)$$

### 3.2.3. OBTENÇÃO DE UM MODELO PET APRIMORADO

Para correlacionar a parte eletrotérmica com a parte fotométrica do modelo estático, de forma a unificar as três interações fundamentais do sistema, utilizam-se duas características fotométricas bem definidas dos LEDs de potência. A primeira delas é chamada de curva fototérmica e representa a relação entre o fluxo luminoso e a corrente direta sob temperatura de junção constante. A segunda é chamada de curva fototérmica e corresponde à relação entre o fluxo luminoso e a temperatura de junção sob corrente direta constante. Essas curvas características são, comumente, apresentadas pelos fabricantes nas folhas de dados dos dispositivos HP-LEDs. Porém, para os modelos EHC COB LEDs, ainda pouco explorados, apenas a curva fotoelétrica é geralmente apresentada na folha de dados. Assim, essas curvas devem ser extraídas para níveis normalizados de fluxo luminoso, nos quais o valor de 100% de fluxo corresponde a um valor de temperatura de referência ( $T_0$ ) e corrente de referência ( $I_0$ ), sendo esses geralmente os valores da temperatura ambiente (25 °C) e da corrente no ponto de operação nominal (isto é, 6 A para o modelo Apollo 600).

Um LED exibe fluxo luminoso que cresce de acordo com o nível de corrente direta, partindo do zero, quando a temperatura de junção é considerada constante. Caso seja desprezada a pequena influência do efeito de queda de eficiência luminosa (conhecido na literatura técnica como *efficiency droop*), a relação entre corrente e fluxo luminoso pode ser então considerada aproximadamente linear. Na prática, o efeito de queda de eficiência faz com que, devido a um decréscimo gradual na eficiência do LED, o seu fluxo não cresça de forma exatamente linear com o aumento na injeção de corrente no dispositivo. A queda gradual de eficiência está relacionada com a temperatura de junção (KIM, 2007), sendo que o valor de  $T_j$  escolhido nesta caracterização é a temperatura de referência  $T_0$ , dada pelo fabricante, igualmente fornecida pela folha de dados do EHC COB LED Apollo 600.

A curva da caracterização fotoelétrica é fornecida pelo fabricante na folha de dados (FLIP CHIP OPTO, 2016c) e foi confirmada experimentalmente por meio do arranjo mostrado na Fig. 3.17 (neste caso, utilizando uma caixa preta). Esse experimento consiste em condicionar a temperatura ambiente no valor de referência até que um termohigrômetro obtenha a leitura correta (25 °C) e, então, realizar pulsos de corrente no dispositivo desde o valor máximo (12 A) até o valor mínimo (próximo a 0), estando este elemento dentro de uma caixa escura de aproximadamente 1m<sup>3</sup>. Na análise, é utilizado um fotodiodo Vishay BPW21R (VISHAY, 2011) em conjunto com um amplificador de transresistência de precisão (ALMEIDA, 2014, p. 59). Este fotodiodo é um sensor de luz que possui curva de sensibilidade similar à do olho humano e, além disso, possui tempo de resposta rápido o suficiente para o emprego nessa análise (tempo de subida de cerca de 3 μs).

É importante mencionar que os pulsos de corrente aplicados devem possuir largura suficientemente pequena para que não haja variação considerável entre a temperatura ambiente e a temperatura de junção do EHC COB LED. Por outro lado, esse pulso deve possuir largura suficiente para a obtenção do regime permanente elétrico, de modo que haja confiabilidade nas medições realizadas pelo fotosensor. Dessa forma, um pulso de 2 ms é suficiente para satisfazer as duas condições mencionadas. Utilizando, então, o cursor do osciloscópio conforme a Fig. 3.18, a qual foi obtida para o caso do valor de referência (6 A), o valor da amplitude do pulso em regime permanente deve ser monitorado, observando os valores de tensão medidos pelo sensor em cada nível de corrente.

De outro modo, sob uma corrente direta constante de referência ( $I_0$ ), os LEDs exibem um fluxo luminoso que decresce gradativamente com o aumento de  $T_j$ , de maneira também aproximadamente linear. Nesta análise, o fluxo luminoso normalizado é considerado 100% na

temperatura de referência ( $T_0$ ). Sendo assim, o fluxo normalizado é considerado maior que 100% em valores abaixo desta temperatura, e menor que 100% em condições acima desta temperatura.

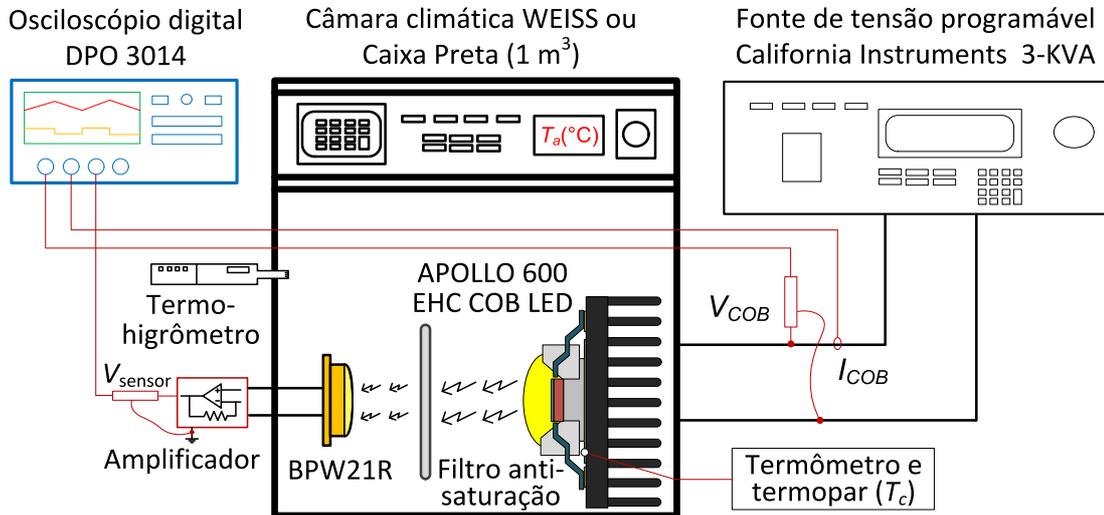


Fig. 3.17. Diagrama esquemático do experimento realizado para a obtenção das caracterizações fotométricas do EHC COB LED Apollo 600. Curva fotoelétrica: utilização da caixa preta ( $1 \text{ m}^3$ ), e curva fototérmica: utilização da câmara climática WEISS WKL-100.

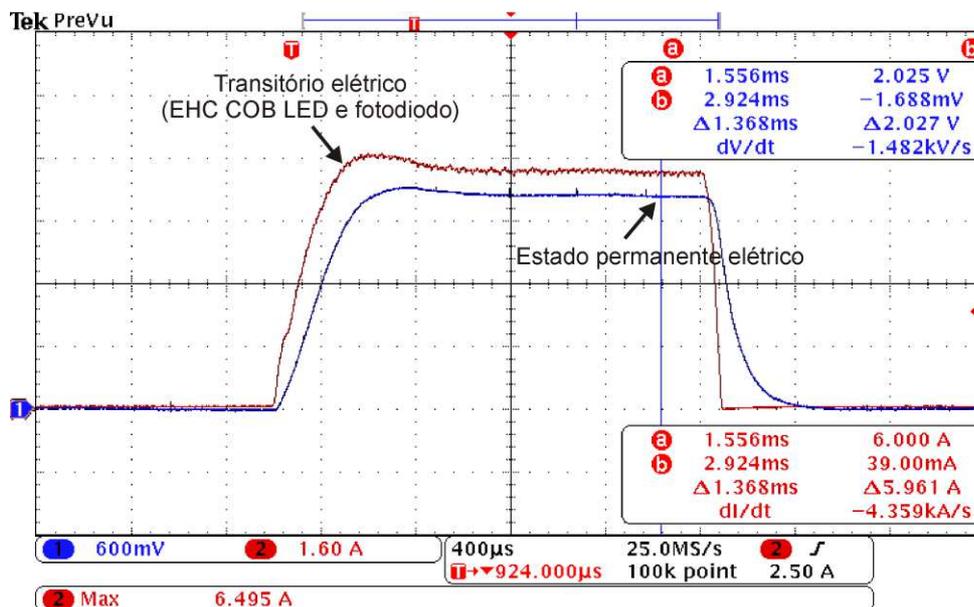


Fig. 3.18. Pulso de tensão medido pelo fotodiodo (CH1 - 600 mV/div.) após a aplicação de um pulso de corrente no valor de referência (6 A) (CH2 - 1,6 A/div.) do EHC COB LED Apollo 600 com a leitura em regime permanente por meio dos cursores. Escala de tempo:  $400 \mu\text{s}/\text{div}$ .

A curva da caracterização fototérmica não é fornecida na folha de dados do Apollo 600 e deve ser obtida experimentalmente. A montagem em laboratório para a obtenção desta curva é também mostrada no esquemático da Fig. 3.17 (neste caso, utilizando a câmara climática).

Esse experimento depende, igualmente, da utilização de um fotodiodo Vishay BPW21R para a obtenção do nível de iluminância normalizado, tendo-se o cuidado necessário para que este não sature devido aos elevados níveis de fluxo luminoso do EHC COB LED avaliado. Assim, são considerados diversos valores de temperatura de junção, sendo eles condicionados pela temperatura ambiente imposta pela câmara climática WEISS WKL-100. O pulso de corrente no dispositivo deve ser realizado sempre no valor de referência (6A), considerando a faixa de temperatura analisada, enquanto o valor da tensão no sensor deve ser obtido considerando um ponto de regime permanente do referido pulso, conforme mostrado na Fig. 3.18.

Na Fig. 3.19, são mostradas as duas curvas fotométricas características do modelo Apollo 600, sendo que a Fig. 3.19 (a) apresenta a curva fotoelétrica, enquanto a Fig. 3.19 (b) corresponde à curva fototérmica. As aproximações lineares que podem ser feitas para estas curvas são mostradas na Fig. 3.20, as quais são essenciais para simplificar a obtenção do modelo fotoeletrotérmico.

As curvas de fluxo normalizado podem ser aproximadas matematicamente pelas equações (3.14) e (3.15), respectivamente, sendo que  $d_0$  e  $d_1$ ,  $c_0$  e  $c_1$  são os coeficientes das extrapolações lineares. Conforme foi descrito anteriormente, devido ao comportamento característico do fluxo luminoso do EHC COB LED com o aumento de corrente e de temperatura, sabe-se que  $d_0$  pode ser considerado igual a zero,  $c_0$  será maior que a unidade ( $c_0 > 1$ ),  $d_1$  é um coeficiente angular positivo e  $c_1$  é um coeficiente angular negativo. Além disso, para os fluxos luminosos normalizados, tem-se que  $\Phi_I(I_0) = \Phi_T(T_0) = 1$ . É importante ainda enfatizar que as hipóteses assumidas no modelo simplificado são de que  $d_0$  e  $d_1$  são constantes para quaisquer valores de  $T_j$ , e que  $c_0$  e  $c_1$  também são constantes para toda a faixa de  $I_{COB}$ .

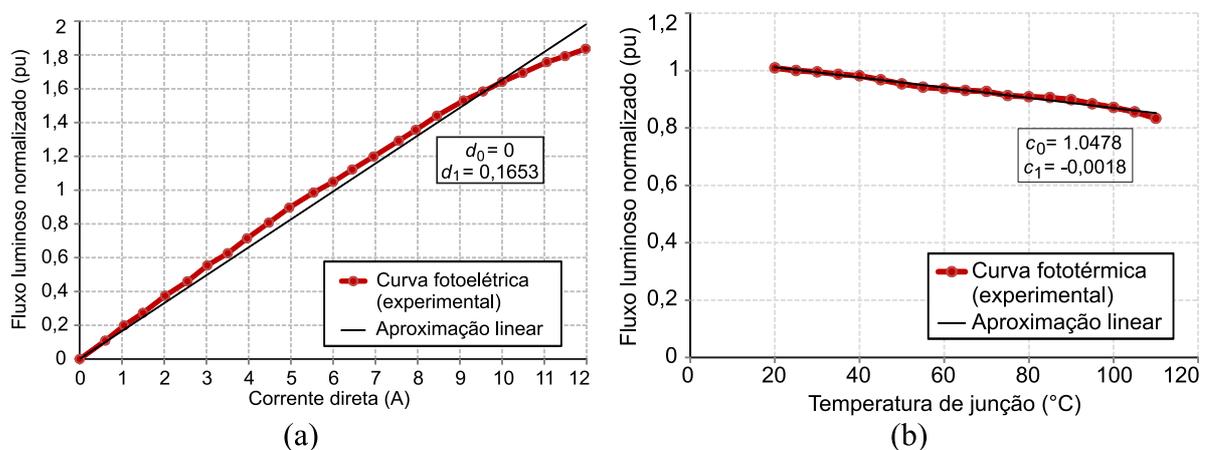


Fig. 3.19. Curvas características de fluxo normalizado para o EHC COB LED Apollo 600. (a) Curva fotoelétrica (temperatura constante) e (b) curva fototérmica (corrente constante).

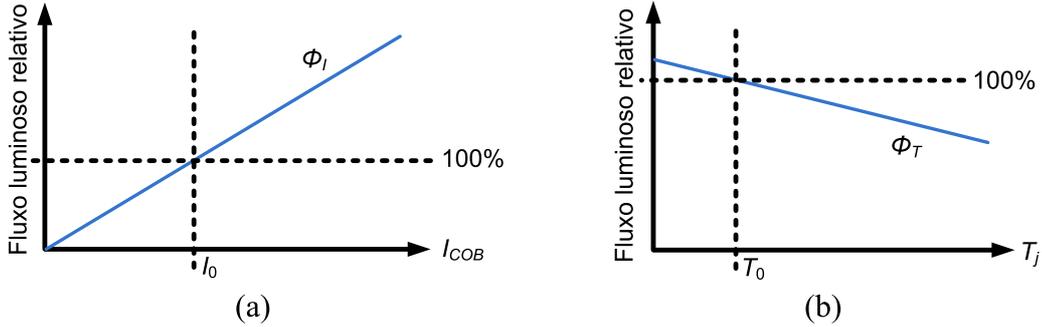


Fig. 3.20. Curvas características idealizadas. (a) Curva fotoelétrica e (b) curva fototérmica.

$$\bar{\Phi}_I(I_{COB}) = d_0 + d_1 \cdot I_{COB} \quad (3.14)$$

$$\bar{\Phi}_T(T_j) = c_0 + c_1 \cdot T_j \quad (3.15)$$

Combinando (3.14) e (3.15) na forma de um produto, uma vez que elas representam quantidades normalizadas e possuem comportamento ortogonal relativo às variáveis  $T_j$  e  $I_{COB}$ , a equação que unifica o comportamento PET do sistema é apresentada em (3.16). O comportamento ortogonal significa que existe uma dissociação entre as duas variáveis na descrição do fluxo normalizado por meio de duas equações independentes. Dessa forma, a expressão (3.17) é obtida, chamada nesta tese de modelo IPET (*Improved Photo-Electro-Thermal Model*) a qual retorna o fluxo luminoso total do EHC LED COB, enquanto incorpora também a variação dos parâmetros térmicos do dispositivo estudado. Nessa expressão,  $\Phi_0$  é o fluxo de referência (nominal), o qual deve ser extraído experimentalmente para a corrente de referência  $I_0$  e sob a temperatura de referência  $T_0$ . O arranjo experimental utilizado neste caso é aquele apresentado na Fig. 3.13, o qual é também utilizado na validação do modelo IPET proposto. Assim, o modelo Apollo 600 possui fluxo nominal  $\Phi_0 = 35580$  lm para uma corrente nominal de  $I_0 = 6$  A e sob uma temperatura de referência  $T_0 = 25$  °C.

$$\Phi_{COB} = \Phi_0 \left[ \bar{\Phi}_I(I_{COB}) \cdot \bar{\Phi}_T(T_j) \right] = \Phi_0 (d_0 + d_1 \cdot I_{COB}) (c_0 + c_1 \cdot T_j) \quad (3.16)$$

Expandindo a equação (3.16), tem-se:

$$\Phi_{COB} = \Phi_0 \cdot \left\{ d_0 + d_1 \cdot I_{COB} \right\} \cdot \left\{ c_0 + c_1 \left[ \frac{T_a + (k_{jc0} + k_{jc1}P_d + R_{hs} + R_{tp})(k_{h0} + k_{h1}P_d + k_{h2}P_d^2)I_{COB} \cdot \left[ \frac{V_t + r_d I_{COB} + k_v(T_a - T_0)}{1 - I_{COB}k_v(k_{h0} + k_{h1}P_d + k_{h2}P_d^2)(k_{jc0} + k_{jc1}P_d + R_{hs} + R_{tp}) \right]} \right]} \right\} \quad (3.17)$$

A Tabela 3.1 sumariza os parâmetros obtidos com os experimentos descritos neste capítulo, os quais são aplicados em (3.17) para a avaliação e validação do modelo IPET na próxima seção, em comparação com o modelo PET tradicional já conhecido na literatura técnica.

Tabela 3.1. Parâmetros PET obtidos experimentalmente para o EHC COB LED Apollo 600.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão de limiar ( <i>threshold</i> )	$V_t$	40,5	V
Resistência dinâmica	$r_d$	0,95	$\Omega$
Coefficiente térmico de tensão	$k_v$	-25,4	mV/°C
Coefficiente fotoelétrico angular	$d_0$	0	-
Coefficiente fotoelétrico linear	$d_1$	0,1653	A <sup>-1</sup>
Coefficiente fototérmico angular	$c_0$	1,0478	-
Coefficiente fototérmico linear	$c_1$	-0,0018	°C <sup>-1</sup>
Coefficiente de dissipação de calor a	$k_{h2}$	$2 \times 10^{-7}$	W/W <sup>3</sup>
Coefficiente de dissipação de calor b	$k_{h1}$	$6 \times 10^{-5}$	W/W <sup>2</sup>
Coefficiente de dissipação de calor c	$k_{h0}$	0,5801	W/W
Coefficiente angular da resistência de junção	$k_{jc0}$	0,125	°C/W
Coefficiente linear da resistência de junção	$k_{jc1}$	0,0001	°C/W <sup>2</sup>
Resistência da pasta térmica	$R_{tp}$	0,025	m°C/W
Fluxo luminoso de referência	$\Phi_0$	35580	lm
Fluxo radiante nominal	$\Phi_{rad}$	107,6	W

### 3.2.4. VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

O EHC COB LED Apollo 600 foi testado com o seu respectivo dissipador (projetado para potências de até 600 W) de forma a validar experimentalmente a caracterização estática. O aparato experimental empregado para se obter as curvas de fluxo luminoso e eficácia luminosa é o mesmo mostrado anteriormente na Fig. 3.13. É importante mencionar que, como o dispositivo possui em sua estrutura um dissipador de cor preta, o qual possui volume relativamente elevado e pode influenciar nas medições dentro da esfera integradora, o conjunto completo deve ser considerado durante a calibração da esfera, de forma que as medições fotométricas tenham confiabilidade. Para cada nível de corrente analisado, foram medidos a temperatura ambiente, a temperatura do invólucro (*case*) em regime térmico, o fluxo luminoso, a tensão e a corrente do EHC COB LED.

Na Fig. 3.21 e na Fig. 3.22, são apresentadas as curvas correspondentes de validação estática com o modelo Apollo 600, as quais descrevem os resultados encontrados com o experimento e os respectivos modelos PET (com e sem variação dos parâmetros térmicos). Na Fig. 3.21 são mostradas as curvas teóricas e experimentais para fluxo luminoso *versus* corrente direta, enquanto que na Fig. 3.22 são mostradas as curvas para eficácia luminosa *versus* corrente direta.

Pela análise da Fig. 3.21 (a), pode-se concluir que a curva de fluxo teórico, calculado a partir do modelo utilizado para LEDs discretos de baixa corrente de Almeida (2015a), possui característica aproximadamente linear se comparada à curva real obtida por meio do experimento, a qual apresenta atenuação de fluxo em valores mais elevados de corrente, ou seja, em níveis acima do valor de referência de 6 A. Além disso, o erro obtido é cada vez maior em pontos de operação mais elevados, concluindo-se que, para os pontos de maior potência, o modelo possui incongruências significativas. Neste caso, os valores de  $k_h$  (0,612 W/W) e  $R_{jc}$  (0,008 °C/W) são mantidos constantes em seus respectivos valores de referência, sendo que o erro médio percentual equivale a 6,3% quando comparado aos resultados práticos.

Ainda considerando a Fig. 3.21 (a), os pontos obtidos com o modelo estático aprimorado (IPET) proposto nesta tese são igualmente traçados em comparação com os resultados práticos. Pode ser constatado que o modelo IPET obtido por (3.17), o qual considera a variação dos parâmetros térmicos, segue com precisão a atenuação descrita pelos pontos experimentais. De fato, pode-se concluir que a maior parte da atenuação do modelo para elevados pontos de operação é atingida ao se considerar o efeito destas variações em  $k_h$  e  $R_{jc}$ . Considerando que a tecnologia COB, e mais especificamente os EHC COB LEDs, possuem valores mínimos acerca da resistência de junção, uma pequena variação causará significativo efeito na predição do fluxo luminoso total deste dispositivo. Neste caso, o erro de estimativa de fluxo fica sempre abaixo de 2% quando a corrente de operação é maior que 9 A, e assim, o erro médio percentual também é significativamente melhorado, correspondendo a 3,2%.

Para demonstrar melhor as vantagens do modelo IPET proposto, a curva de erro instantâneo ponto a ponto para predição do fluxo luminoso é apresentada na Fig. 3.21 (b). É muito importante salientar que os pontos de operação mais importantes e desejáveis nos EHC COB LEDs são aqueles associados aos maiores níveis de fluxo luminoso, ou seja, os maiores níveis de corrente direta. Assim, a grande acurácia da técnica empregada no modelo IPET pode ser vista nestes pontos de maior fluxo luminoso. Considerando o maior ponto de corrente (12 A) na Fig. 3.21 (b), o erro instantâneo do fluxo alcança 16% no modelo tradicional, enquanto que apenas 1,5% no modelo aprimorado. Para o ponto de corrente de 10,5 A, o erro relacionado ao modelo IPET alcança seu mínimo valor, ou seja, 0,3% neste caso.

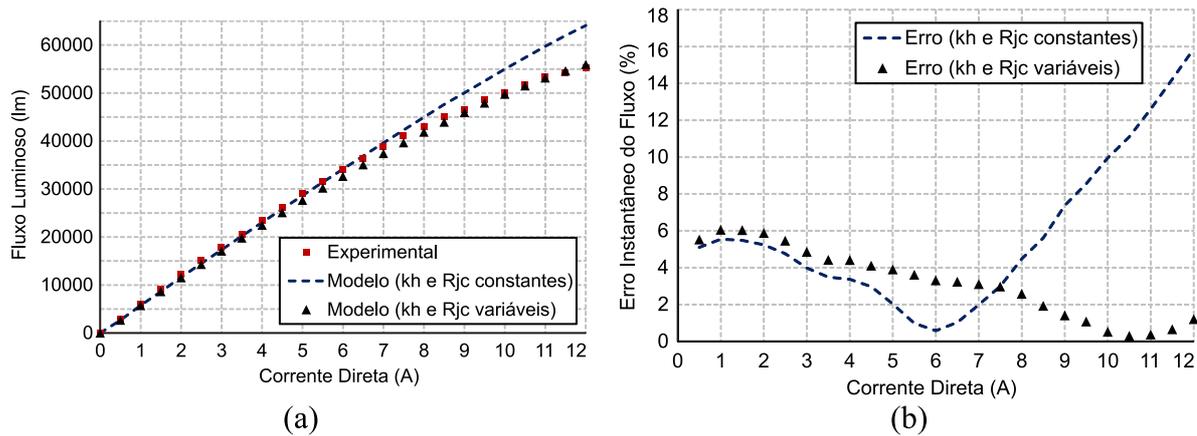


Fig. 3.21. Curvas teóricas e experimentais de fluxo luminoso para o EHC COB LED Apollo 600. (a) Fluxo luminoso por corrente direta e (b) respectiva curva de erro instantâneo.

Na Fig. 3.22 (a), o fluxo luminoso é dividido pela potência dissipada para cada ponto de operação medido para se obter a respectiva eficácia luminosa. Pode-se observar que o EHC COB LED Apollo 600 tem a capacidade prática de atingir valores de eficácia luminosa próximos a 140 lm/W em menores potências, valor esse que decresce à medida que o ponto de operação é aumentado, chegando a 108 lm/W nos maiores níveis de corrente direta. Em comparação com a curva prática, a eficácia teórica obtida a partir do modelo PET tradicional retorna um erro médio percentual de 6,5%, enquanto que a curva obtida com o modelo IPET proposto possui erro médio reduzido, chegando a 3,4%. Para os pontos de erro instantâneo traçados na Fig. 3.22 (b) (para a eficácia luminosa), os resultados também seguem um padrão semelhante àqueles apresentados anteriormente para o fluxo luminoso. Nos maiores níveis de corrente, o modelo IPET segue com precisão elevada os valores práticos, reforçando a teoria de consideração das variações térmicas no dispositivo. No ponto de maior corrente analisado (12 A), o erro instantâneo da eficácia chega a 16,9% para o modelo PET tradicional, enquanto que o erro é de apenas 1,8% para o modelo IPET proposto.

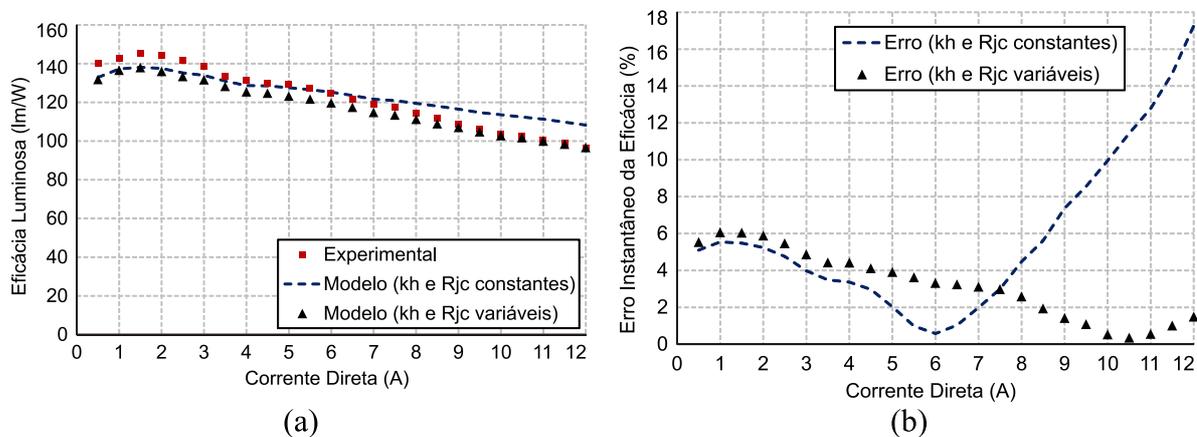


Fig. 3.22. Curvas teóricas e experimentais de eficácia luminosa para o EHC COB LED Apollo 600. (a) Eficácia luminosa por corrente direta e (b) respectiva curva de erro instantâneo.

O modelo IPET deduzido é extremamente relevante em um projeto de iluminação de exteriores (*Floodlighting*) em que se deseja obter o menor volume possível para o dissipador, sem que isso afete o ponto de fluxo luminoso estabelecido em determinado projeto. A partir do modelo aprimorado obtido é possível, por exemplo, dimensionar o dissipador do sistema para que o fluxo máximo seja atingido para a corrente de acionamento, de forma a aperfeiçoar o projeto térmico para determinado projeto elétrico (BENDER, 2012; HUI, 2010). Ou seja, utilizando (3.17), pode-se projetar adequadamente o dissipador do EHC COB LED para um ponto de operação específico requerido pelo projetista. Assim, o valor da resistência térmica do dissipador pode ser devidamente encontrado, garantindo que naquele ponto específico o maior fluxo luminoso e o menor valor de  $R_{hs}$  serão obtidos, com melhoria significativa em termos do volume físico total do dissipador.

Para um exemplo demonstrativo, um ponto de operação específico deve ser primeiramente escolhido. A Fig. 3.21 (a) mostra que o fluxo luminoso correspondente a uma corrente de 10 A é 49758 lm quando utilizado conjuntamente ao dissipador de 600 W prático. Considera-se então uma aplicação hipotética a qual requer fluxo luminoso de 47000 lm operando com este mesmo nível de corrente, isto é, 10 A. Neste caso, a resistência do dissipador,  $R_{hs}$ , poderia ser aumentada de 0,0785 °C/W (dissipador prático para potências até 600 W) para 0,152 °C/W (dissipador teórico para potências até 500 W). Este projeto hipotético considera a concepção de um dissipador de dimensões reduzidas, pois a corrente e potência máximas úteis passam a ser de 10 A e 500 W, respectivamente (e não mais, 12 A e 600 W). Ou seja, com o novo dissipador teórico, correntes maiores que 10 A (até 12 A) poderiam significar sobreaquecimento da luminária ( $T_j > T_{jmax}$ ), sendo este dissipador propositalmente limitado, neste projeto específico, à potência máxima de 500 W. Assim, o novo dissipador proporcionaria um significativo decréscimo no volume global da luminária, sem que isso afete o nível de fluxo estabelecido em projeto.

Considerando o mesmo exemplo anterior, porém utilizando o modelo PET tradicional (com parâmetros térmicos fixados), a resistência  $R_{hs}$  seria erroneamente superdimensionada para 0,359 °C/W. Este valor calculado corresponderia a um dissipador fisicamente subdimensionado e impróprio à aplicação, levando assim a um sistema de dissipação de calor inapropriado e, conseqüentemente, à rápida degradação da vida útil do EHC COB LED e da luminária como um todo.

Para realizar uma estimativa de dimensões, peso e custo do dissipador hipotético do exemplo, a Tabela 3.2 apresenta um estudo acerca do dissipador teórico até 500 W calculado,

comparado com outros dois dissipadores reais para potências de até 600 W (já utilizado) e de até 320 W, ambos da fabricante *Ursa Lighting/Starlite LED* (URSA LIGHTING, 2018). Assim, o dissipador foi estimado a partir de (3.18). Esta expressão considera as informações reais dos outros dois dissipadores referenciados, utilizando a média ponderada entre seus parâmetros físicos para uma potência de 500 W.

$$X_w = \frac{w_1 x_1 + w_2 x_2}{w_1 + w_2} \quad (3.18)$$

sendo que  $X_w$  é o valor médio ponderado do parâmetro específico;  $w_1=600/500$  e  $w_2=320/500$  são os pesos das medições referentes aos dissipadores de 600 W e 320 W, respectivamente, com valores normalizados em relação a 500 W;  $x_1$  e  $x_2$  são os parâmetros correspondentes aos dissipadores reais de 600 W e 320 W, respectivamente.

Pode ser visto que o tamanho (dimensões), peso e custo do dissipador estimado são significativamente menores quando comparados ao modelo de 600 W. Os valores de resistência do dissipador, estimados a partir do modelo IPET proposto, podem ser utilizados para projetar dissipadores otimizados para qualquer ponto de operação desejado, os quais incluem, especialmente, os pontos de extra-alta corrente, sendo que o modelo proposto atinge grande acurácia para as aplicações de EHC COB LEDs. Assim, o modelo IPET permite o condicionamento prévio de informações importantes, tais como a resistência térmica do dissipador e o impacto que o aumento dessa variável teria no seu volume e no fluxo luminoso total da luminária. Por fim, com a análise proposta, pode-se realizar o projeto luminotécnico adequado para determinado ponto de operação, considerando o fluxo luminoso necessário na aplicação e o tamanho final da luminária de um EHC COB LED.

Tabela 3.2. Análise comparativa entre dissipadores empregados em EHC COB LEDs.

Parâmetro	600 W	500 W (Estimado)	320 W
Diâmetro [mm]	341	305,8	240
Altura [mm]	150	150	150
Peso [kg]	6,36	5,25	3,18
Quantidade de aletas	72	59	36
Resistência térmica [°C/W]	0,0785	0,152	0,2181
Custo estimado [US\$]	200	158,2	80

### 3.3. ANÁLISE DO IMPACTO DA ONDULAÇÃO DE CORRENTE E MODELO IPET DINÂMICO DE BAIXA FREQUÊNCIA

A análise do comportamento de um LED, quando submetido a uma variação periódica de baixa frequência (120 Hz, neste caso estudado), é o tema central da modelagem dinâmica. Dependendo de como a luminária é acionada, pode haver flutuação significativa da corrente que o alimenta, e conseqüentemente, da modulação da luz (*flicker*), o qual é gerado pela fonte de luz. O maior interesse desse estudo reside na avaliação da ondulação senoidal de corrente de baixa frequência, a qual é resultante do processo de conversão CA-CC e apresenta o dobro da frequência da rede elétrica (isto é, 120 Hz). De forma a estabelecer limites fotométricos para o EHC COB LED, os impactos dessa ondulação de 120 Hz devem ser devidamente analisados quando aplicados a uma fonte de luz de alta corrente. Da mesma forma que na seção anterior, os experimentos dessa seção foram realizados utilizando o modelo Apollo 600 da *FCOpto*.

#### 3.3.1. ONDULAÇÃO DE CORRENTE DE BAIXA FREQUÊNCIA E DEGRADAÇÃO DE FLUXO LUMINOSO

Inicialmente, o fluxo luminoso e a eficácia luminosa do dispositivo devem ser avaliados quando submetidos à ondulação senoidal de 120 Hz sobreposta a um nível médio de corrente. O experimento conduzido para essa finalidade é similar àquele utilizado na modelagem estática e anteriormente apresentado na Fig. 3.13, porém a fonte de entrada deve ser programada para fornecer um nível médio de tensão adicionado à ondulação de baixa frequência desejada. As formas de onda teóricas são mostradas na Fig. 3.23, sendo que na Fig. 3.23 (a) o valor de ondulação de corrente é aproximadamente nulo, na Fig. 3.23 (b) o nível é de 100% e na Fig. 3.23 (c) o nível é de 200%. É interessante ressaltar que uma ondulação de corrente de 200% equivale a uma amplitude igual a duas vezes o seu valor médio (por exemplo,  $I_N = 6$  A e  $\Delta I_N = 12$  A). Para cada valor de ondulação, e, considerando o mesmo valor médio de referência  $I_0$ , os valores de fluxo luminoso, tensão e corrente no EHC COB LED são medidos, enquanto a temperatura ambiente  $T_a$  é mantida aproximadamente constante com o auxílio de um ar condicionado. Novamente, a corrente de referência do Apollo 600 é de 6 A e a temperatura de referência é de 25 °C, sendo estes parâmetros encontrados na folha de dados do componente.

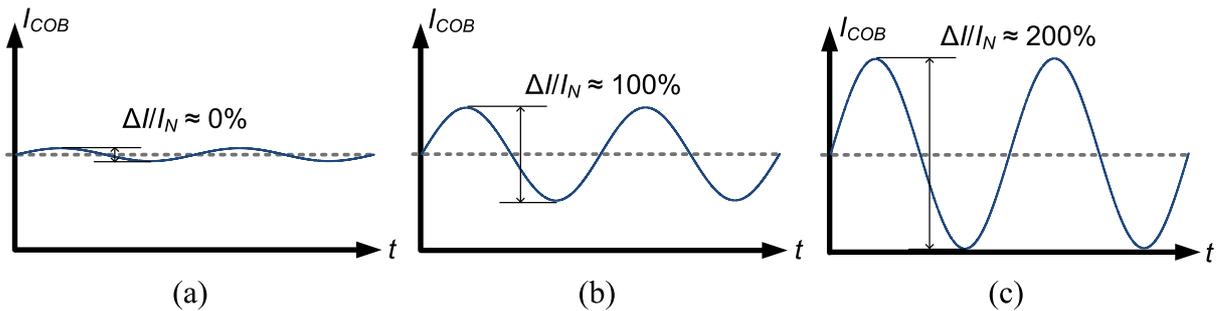


Fig. 3.23. Níveis de ondulação na corrente (de baixa frequência) empregados na caracterização PET dinâmica: (a) 0%, (b) 100% e (c) 200%.

As ondulações testadas no experimento vão de 0% a 200% como pode ser visto na Fig. 3.24, a qual apresenta as curvas experimentais de fluxo luminoso e eficácia luminosa em função do percentual de ondulação de corrente para o dispositivo avaliado. Os dados apresentados nessa curva são normalizados em relação ao valor de fluxo luminoso obtido para a corrente sem ondulação (isto é,  $\Delta I_N/I_N = 0\%$  equivale a  $\Phi_{0(\%) = 100\%$ ), enquanto o valor de referência  $I_0$  (6 A) é imposto ao EHC COB LED.

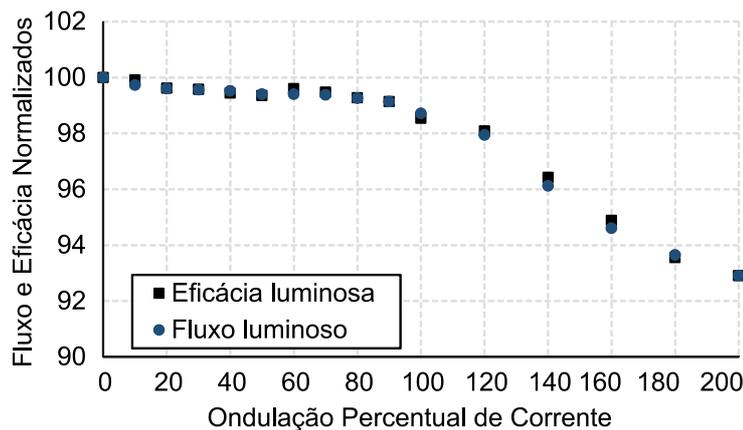


Fig. 3.24. Resultados de degradação fotométrica no EHC COB LED Apollo 600 considerando diversos níveis de ondulação de baixa frequência de corrente.

Pela análise da Fig. 3.24, pode-se notar que as degradações de fluxo e eficácia luminosa são irrisórias para ondulações de até 120%, de modo que elas se mantêm acima de 98% considerando esse nível de ondulação de corrente. Da literatura técnica, sabe-se que os valores de fluxo e eficácia tendem a decrescer com o aumento da ondulação de corrente de baixa frequência (BENDER, 2013) (ALMEIDA, 2015), pois o valor eficaz da corrente de operação também é impactado nesses casos. Em se tratando do EHC COB LED Apollo 600 estudado, essa premissa também pode ser observada, porém com decréscimos bem menos acentuados dos que em LEDs discretos de baixa corrente. De forma a se avaliar essa característica, ondulações acima de 100% também foram consideradas no experimento, enquanto os valores de fluxo e eficácia luminosa foram tomados. Portanto, apenas para níveis superiores a 120%,

a ondulação de corrente começa a impactar significativamente as características fotométricas do dispositivo, de forma que os valores de fluxo e eficácia são bem próximos àqueles observados na situação em que apenas um nível CC de corrente foi utilizado.

Adicionalmente às análises de fluxo e eficácia, a Fig. 3.25 mostra o resultado obtido para a evolução das coordenadas cromáticas xy (diagrama CIE 1931) resultantes do ensaio experimental realizado. Essa curva descreve o desvio cromático do EHC COB LED à medida que a ondulação de corrente de baixa frequência é aumentada até seu nível máximo, isto é, 200%. Considerando, então, a análise de diferença de cores CIELAB (HILL et al. 1997), a distância de cor representada pelo parâmetro  $\Delta E_{ab}^*$  pode ser devidamente calculada, a partir da qual define-se o desvio cromático (referidos ao ponto de 0% de ondulação) para os pontos analisados durante o experimento. Desse modo, empregam-se os valores mínimos e máximos de ondulação testados, enquanto se calcula a distância cromática  $\Delta E_{ab}^*$ . Os resultados são apresentados na Tabela 3.3, a qual sumariza os valores de fluxo, eficácia, e desvio cromático.

O limiar de perceptibilidade de diferença cromática para o valor de  $\Delta E_{ab}^*$  é de cerca de 2,56 (STOKES et al. 1992). Assim, para não impactar na sensibilidade humana de percepção de cor, o valor de  $\Delta E_{ab}^*$  não deve ultrapassar esse valor. Analisando-se os resultados obtidos, pode-se concluir que, para ondulações de corrente de até 160%, esse parâmetro também é devidamente respeitado. Considerando o modelo Apollo 600, o deslocamento ocorre em direção à cor azul, de forma que a luz emitida tende a apresentar maior temperatura de cor à medida que a ondulação é incrementada.

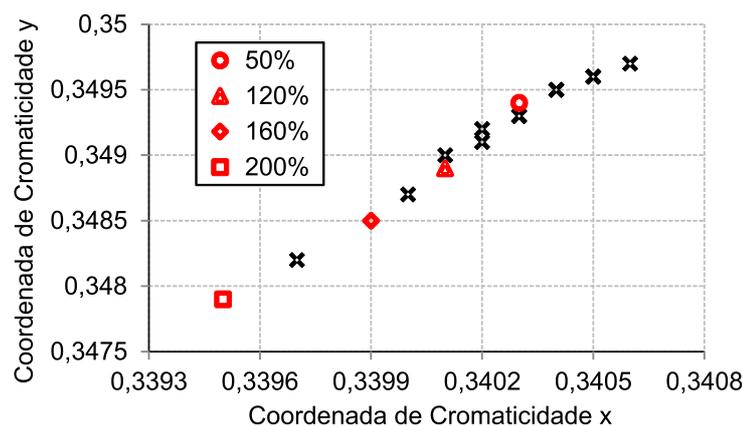


Fig. 3.25. Resultados de evolução cromática das coordenadas xy considerando diversos níveis de ondulação de baixa frequência de corrente para o EHC COB LED Apollo 600.

Tabela 3.3. Resultados extraídos do experimento realizado na esfera integradora: fluxo, eficácia e desvio de cromaticidade considerando elevados níveis de ondulação de corrente para o modelo Apollo 600.

Ondulação de corrente (%)	Fluxo Luminoso	Eficácia Luminosa	Desvio de
	Normalizado	Normalizada	cromaticidade $\Delta E_{ab}^*$
80	0,9915	0,9918	0,47
100	0,9871	0,9853	0,63
120	0,9804	0,9811	0,91
140	0,9612	0,9642	1,61
160	0,9430	0,9458	2,22
180	0,9394	0,9385	2,64
200	0,9320	0,9319	2,98

Trabalhos recentes na literatura mostram que, para LEDs discretos de baixa corrente, um nível de 50% de ondulação é aceitável, de forma que as características fotométricas do LEDs não sejam consideravelmente impactadas (ALMEIDA et al., 2015; BULLOUGH et al. 2011a). No caso do EHC COB LED avaliado, pode ser visto que um nível consideravelmente maior de ondulação de baixa frequência pode ser imposto ao dispositivo, sem que seus respectivos parâmetros fotométricos sejam impactados de forma significativa.

A característica de ondulação observada é extremamente interessante em aplicações de alta potência nas quais o *flicker* gerado não seja uma questão imprescindível no projeto de iluminação. Assim, este fato resulta na considerável diminuição da capacitância de filtro de baixa frequência no projeto do circuito de acionamento da luminária. Também de trabalhos recentes, sabe-se que luminárias com elevados níveis de *flicker* são utilizadas em iluminação pública sem que isso afete negativamente a visão de trânsito e pedestres (CASAGRANDE et al., 2013; NOGUEIRA et al., 2014a). De forma análoga, algumas aplicações para iluminação de ambientes exteriores não exigem que a fonte de luz seja alimentada por corrente constante (ou seja,  $\approx 0\%$  de ondulação), precisamente aquelas em que efeitos avançados de filmagem não se fazem necessárias. Portos marítimos, quadras, e grandes depósitos, ou seja, ambientes nos quais o efeito estroboscópico não seja um problema, são alguns exemplos de aplicação nas quais luminárias de elevado *flicker* poderiam ser utilizadas sem maiores implicações.

### 3.3.2. ONDULAÇÃO DE CORRENTE DE BAIXA FREQUÊNCIA E ANÁLISE DA MODULAÇÃO DE ILUMINÂNCIA

A modulação da iluminância (ou seja, o *flicker* percentual) pode ser percebida diretamente (por meio da visão dos humanos) ou por efeitos estroboscópicos. No primeiro

caso, frequências acima de 100 Hz raramente são percebidas e no segundo caso, os efeitos podem ser percebidos de forma indireta para frequências de até 300 Hz ou mais. Da literatura técnica recente (IEEE, 2015), o *flicker* percentual pode ser calculado considerando a fórmula de contraste de Michelson apresentada em (3.19). Na Fig. 3.26, tem-se que  $E_{\max}$  representa o pico de iluminância da oscilação medida e  $E_{\min}$  representa o vale da oscilação medida.

$$F_{ck} \% = \frac{E_{\max} - E_{\min}}{E_{\max} + E_{\min}} \quad (3.19)$$

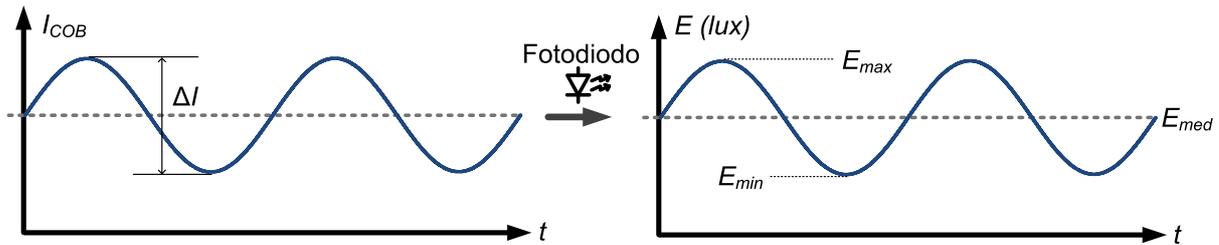


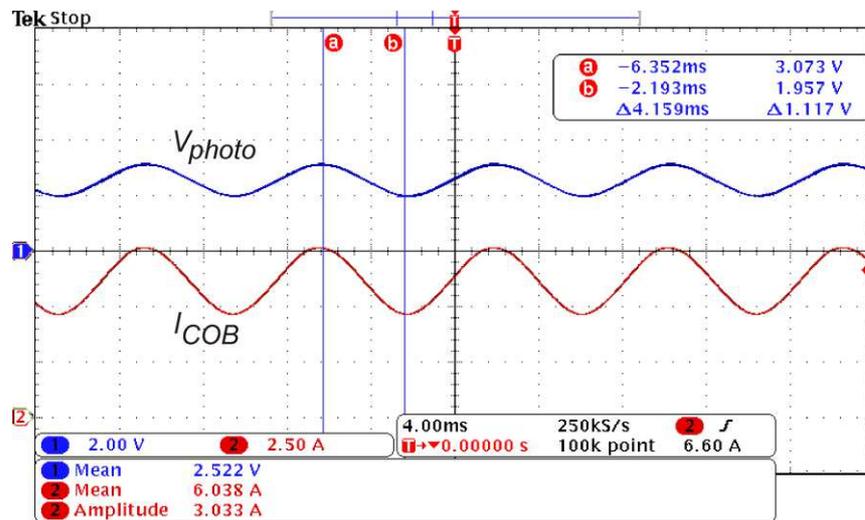
Fig. 3.26. Relação teórica entre a corrente medida e a modulação de iluminância aferida.

O aparato experimental para a avaliação do *flicker* é o mesmo utilizado anteriormente na análise fotoelétrica da Fig. 3.17, utilizado conjuntamente à caixa escura. Adicionalmente, a fonte deve ser programada de forma que um nível médio de corrente, sobreposto a níveis senoidais de 120 Hz, seja empregado na alimentação do dispositivo. A caixa escura deve ser novamente utilizada enquanto o fotodiodo Vishay BPW21R é responsável por realizar as medições da iluminância do EHC COB LED. De modo análogo à análise feita anteriormente, é importante enfatizar que esse sensor possui curva de sensibilidade similar à do olho humano e possui tempo de resposta rápido o suficiente ( $3 \mu\text{s}$ ), de modo que a dinâmica do sistema de medição da ondulação de baixa frequência (em 120 Hz) não é afetada por esse dispositivo. Não menos importante, o ensaio deve ser realizado com a temperatura ambiente dentro da caixa escura aproximadamente constante e igual ao valor de referência  $T_0$  de  $25 \text{ }^\circ\text{C}$ . Assim, este experimento é composto por duas etapas:

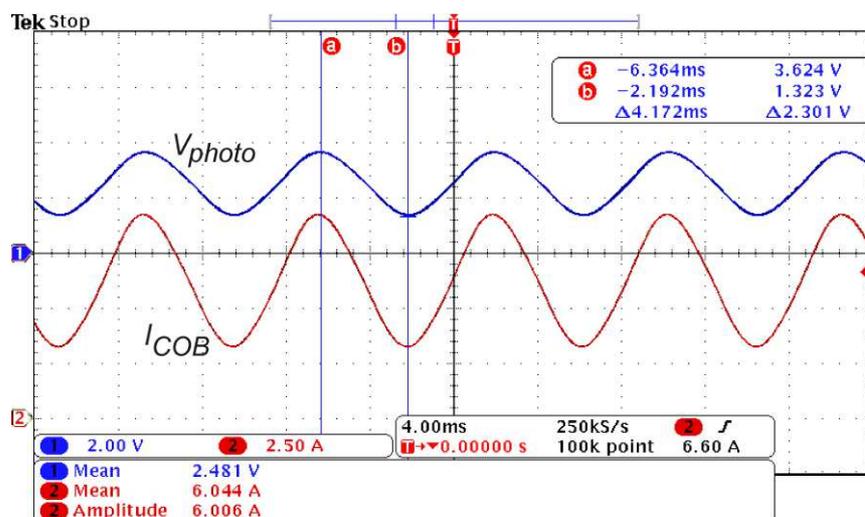
- Na análise de modulação da luz, a corrente média  $I_0$  (6 A) é aplicada, enquanto a ondulação percentual de corrente é gradativamente aumentada em passos de 10%. São tomados, então, os valores de iluminância máxima, média e mínima ( $E_{\max}$ ,  $E_{\text{med}}$ ,  $E_{\min}$ ) para ondulações percentuais de 0% a 160% (considerando o limiar de saturação do fotodiodo) e calcula-se a modulação de iluminância resultante em cada caso.
- Na obtenção do modelo dinâmico de baixa frequência, uma ondulação de corrente específica é aplicada, enquanto o valor médio da corrente é gradativamente decrescido. O experimento é iniciado com o máximo valor suportado pelo EHC COB LED, chegando-se então ao mínimo valor. Medem-se, novamente, os valores de iluminância

máxima, média e mínima ( $E_{\max}$ ,  $E_{\text{med}}$ ,  $E_{\min}$ ) para cada situação, variando-se o valor médio da corrente do dispositivo.

Inicialmente, a Fig. 3.27 mostra as formas de onda retiradas para três níveis de ondulação de corrente no EHC COB LED e as tensões aferidas com o auxílio do fotodiodo. Neste ponto, vale destacar que as tensões medidas no fotodiodo possuem valores escalares diretamente proporcionais aos níveis de iluminância. Na Fig. 3.27 (a), na Fig. 3.27 (b) e na Fig. 3.27 (c), os níveis de ondulação de baixa frequência de corrente são de 50%, 100% e 160%, respectivamente. Com os dados referentes às formas de onda, os níveis de *flicker* podem ser então, calculados utilizando a fórmula de Michelson apresentada anteriormente. É importante ressaltar que, se comparado à condição sem nenhuma ondulação de corrente, uma redução do fluxo luminoso é esperada devido ao respectivo valor eficaz da corrente de operação, a qual é maior à medida que a amplitude da oscilação da corrente é incrementada.



(a)



(b)

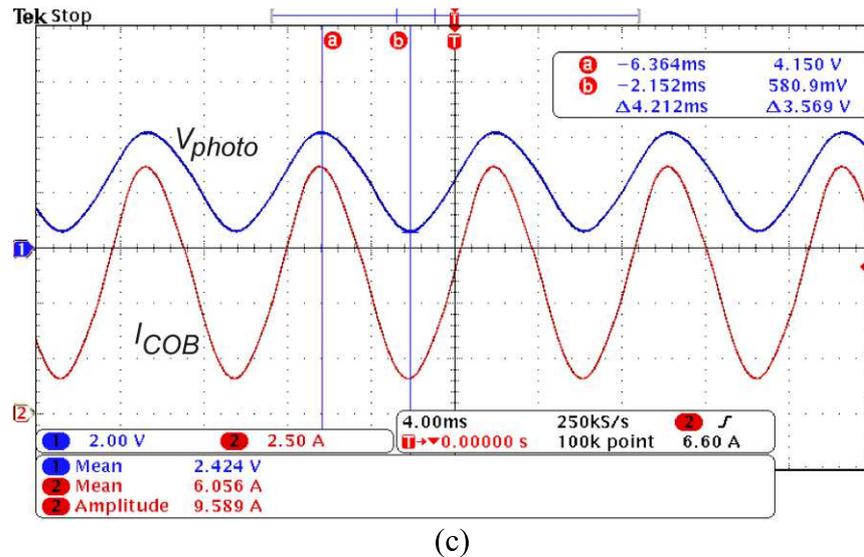


Fig. 3.27. Formas de onda obtidas para três níveis de ondulação de baixa frequência da corrente no EHC COB LED (CH2 – 2,5 A/div.) e respectivas tensões medidas no fotodiodo (CH1 – 2 V/div.). (a) 50%, (b) 100% e (c) 160%. Escala de tempo: 4 ms/div.

A Fig. 3.28 mostra a curva de *flicker* extraída com o primeiro experimento. Nesse caso, a modulação de iluminância obtida pela fórmula de contraste de Michelson é apresentada de forma a avaliar a sua respectiva variação. A partir dessa expressão e, pela análise dos valores instantâneos máximos e mínimos encontrados para cada caso de ondulação de corrente, pode-se calcular, conseqüentemente, qual será o *flicker* resultante e, assim, estimar a tendência linear mostrada no gráfico. A referida tendência linear é resultante da premissa de que o nível percentual do *flicker* é equivalente à metade da ondulação percentual de corrente, como já estabelecido para os LEDs discretos de baixa corrente (ALMEIDA et al., 2015).

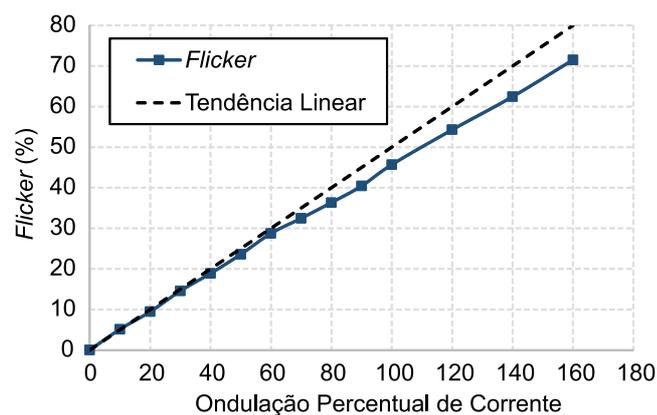


Fig. 3.28. *Flicker* para o EHC COB LED Apollo 600 em função da ondulação percentual de corrente.

Pela análise da Fig. 3.28, pode-se notar então que os dados obtidos vão de encontro à teoria recente fundamentada em Almeida et al. (2015), de que a tendência do aumento de *flicker* possui característica linear e razão aproximadamente igual à metade da ondulação percentual de corrente. Assim, se a aplicação de um EHC COB LED adotar como premissa de

projeto o limite de *flicker* por razões humanas ou industriais, o valor de aproximadamente 20% de ondulação de corrente (com aproximadamente 10% de *flicker*) deverá ser considerado ao se projetar o capacitor de filtro de baixa frequência (IEEE, 2015).

### 3.3.3. MODELO IPET DINÂMICO DE BAIXA FREQUÊNCIA

O segundo experimento descrito anteriormente, tem o objetivo de verificar a modulação de iluminância resultante ao se operar com diversos valores médios de corrente, os quais são sobrepostos a um único nível senoidal de 120 Hz. Isso é feito de forma a se estudar o impacto dessa característica de corrente nos diversos pontos da característica estática.

Um estudo quantitativo pode ser realizado por meio da equação do fluxo luminoso dinâmico, a qual é apresentada em (3.20). Este modelo modifica a equação IPET para também considerar as ondulações de baixa frequência de corrente, enquanto realiza a previsão do *flicker* teórico para cada ponto da característica estática. Devido à rápida resposta elétrica do sistema, em relação à lenta resposta térmica, cada parcela da equação do fluxo dinâmico deve considerar valores específicos de corrente nesta análise. Portanto, para que as características do sistema sejam preservadas, a parcela responsável por descrever o comportamento térmico do sistema deve considerar o seu respectivo valor eficaz de corrente. De outro modo, a parcela responsável por descrever o comportamento elétrico do sistema correspondente ao termo  $[d_0 + d_1 i_{COB}(t)]$  deve considerar os valores instantâneos máximos e mínimos de corrente.

$$\Phi_{COB(din)} = \Phi_0 \cdot \{d_0 + d_1 \cdot i_{COB}(t)\} \cdot \left\{ c_0 + c_1 \left[ \frac{T_a + (k_{h0} + k_{h1}P_d + k_{h2}P_d^2)(k_{jc0} + k_{jc1}P_d + R_{hs} + R_{tp})I_{COB(rms)} \cdot \left[ \frac{V_t + r_d I_{COB(rms)} + k_v(T_a - T_0)}{1 - I_{COB(rms)}k_v(k_{h0} + k_{h1}P_d + k_{h2}P_d^2)(k_{jc0} + k_{jc1}P_d + R_{hs} + R_{tp})} \right]} \right] \right\} \quad (3.20)$$

Os resultados experimentais e de previsão teórica são mostrados na Fig. 3.29, na qual foi utilizada uma amplitude de ondulação de corrente de 1,8 A para todos os pontos medidos, sendo que esse valor corresponde a uma ondulação de 30% da corrente nominal do Apollo 600. Esse valor de ondulação foi escolhido por razões de proteção ao dispositivo, o qual suporta valor máximo de corrente de 12 A (FLIP CHIP OPTO, 2016c). Nesse caso, a corrente média foi decrescida iniciando-se de 11 A até 1 A, com valores máximo e mínimo de 11,9 A e 0,1 A, respectivamente.

Pela análise da respectiva curva gerada a partir de (3.20), pode ser visto que as previsões teóricas do *flicker* percentual podem ser obtidas com grande precisão utilizando o

modelo IPET. Na Fig. 3.29, a caracterização IPET estática (juntamente aos respectivos pontos práticos em vermelho) é novamente mostrada para comparação com os níveis de *flicker* obtidos com o modelo IPET dinâmico. Desta forma, esta curva representa a variação percentual do fluxo luminoso quando submetido a uma ondulação em baixa frequência, na qual se pode perceber que o *flicker* percentual é menor na maior corrente utilizada no experimento (isto é, 11 A). Pode-se também observar que o EHC COB LED apresenta menores níveis percentuais de *flicker* quanto maior for seu ponto de operação, ou seja, seu desempenho será melhor quanto maior for o ponto de corrente utilizado. Esse fato reforça a premissa de que a tecnologia COB é mais bem aproveitada em aplicações de iluminação nas quais elevadas potências e correntes são requeridas, já que a degradação de fluxo luminoso é pouco afetada mediante o aumento da ondulação (conforme já analisado) e o *flicker* gerado também possui menores valores percentuais nos pontos de operação mais elevados do dispositivo.

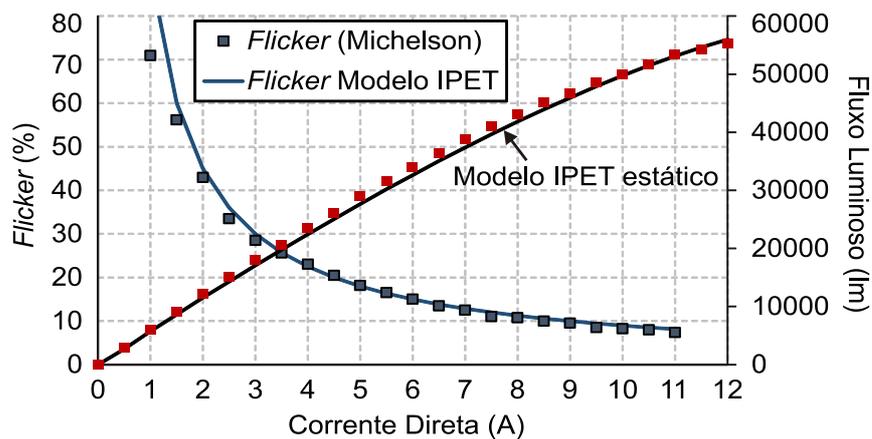


Fig. 3.29. Resultados experimentais (por meio da eq. de Michelson) e de previsão teórica de *flicker* (por meio do modelo IPET dinâmico) para o EHC COB LED Apollo 600 considerando uma ondulação de corrente de baixa frequência de 1,8 A.

### 3.4. CONCLUSÕES PARCIAIS

Este capítulo apresentou a modelagem estática aprimorada e seu respectivo modelo dinâmico de baixa frequência para o EHC COB LED Apollo 600 estudado nesta tese. Na análise estática, uma corrente CC aproximadamente constante foi imposta na alimentação do dispositivo, enquanto que suas características elétricas, térmicas e fotométricas foram analisadas separadamente e conjuntamente de forma a se obter a modelagem equivalente. Um modelo PET aprimorado (IPET) foi proposto especificamente à tecnologia COB, o qual considera as principais variações dos parâmetros térmicos referentes ao EHC COB LED

avaliado e as incorpora ao modelo estático, gerando assim, vantagens significativas no que tange a precisão da previsão teórica de seu fluxo e eficácia luminosa. De outra forma, a análise dinâmica realizada consistiu na aplicação de um nível médio somado a um nível senoidal de 120 Hz na corrente de operação, de forma a se avaliar o impacto que esse tipo de corrente tem nas características fotométricas do dispositivo.

Pôde ser constatado que a maioria das folhas de dados de dispositivos EHC COB LED não apresenta todos os parâmetros necessários para uma caracterização fotoeletrotérmica estática completa. Por exemplo, no caso do modelo Apollo 600, as curvas eletrotérmica (variação da tensão por temperatura de junção, com corrente constante) e fototérmica (fluxo normalizado por temperatura de junção, com corrente constante) não são encontradas na folha de dados do componente, sendo que uma das contribuições deste trabalho é a concepção e completa descrição do método de obtenção experimental dessas curvas para dispositivos de extra-alta corrente em iluminação.

De modo a introduzir os efeitos das variações do coeficiente de dissipação de calor e da resistência térmica de junção no modelo IPET, a temperatura de junção foi inicialmente estimada por meio de duas técnicas: o método de cálculo indireto por parâmetros elétricos, o qual é abordado atualmente na literatura técnica; e o método de estimação experimental aproximada, o qual foi proposto neste trabalho. Por comparação entre os dois métodos, pôde-se constatar que as técnicas avaliadas caracterizam curvas muito aproximadas, sendo que estes resultados foram utilizados como forma de validação ao método de medição proposto. Assim, a variação da resistência térmica pôde ser devidamente calculada para cada ponto de operação específico, evidenciando o fato das variações térmicas influenciarem consideravelmente o modelo estático da tecnologia EHC COB LED estudada.

De forma a validar a modelagem apresentada, foram realizados experimentos com o EHC COB LED Apollo 600, nos quais as curvas de fluxo luminoso e eficácia luminosa por corrente direta foram levantadas e comparadas com as curvas teóricas obtidas por meio da caracterização PET tradicional e do modelo IPET proposto. Assim, o modelo IPET com variações térmicas obteve notável precisão quando comparado às curvas obtidas experimentalmente, de modo que a atenuação de fluxo em elevados pontos de operação pôde ser devidamente obtida. Os erros médios percentuais para o fluxo luminoso e eficácia luminosa do EHC COB LED foram de 3,2% e 3,4%, respectivamente.

Uma notável contribuição do presente estudo reside, então, na utilização da modelagem fotoeletrotérmica aprimorada proposta na concepção de projetos luminotécnicos mais

eficazes, considerando os pontos fotométricos (quantidade de fluxo luminoso exigido em dada aplicação) e físicos da luminária COB (volume do dissipador). Foi visto que o modelo IPET pode ser aplicado na previsão teórica do fluxo luminoso em comparação com a resistência térmica de condução de um dado dissipador, diminuindo seu volume físico e otimizando, assim, os projetos de aplicações em ambientes que requerem elevados níveis de fluxo luminoso e iluminação pontual por meio de luminárias COB.

Com a modelagem dinâmica de baixa frequência também apresentada neste capítulo, foi possível avaliar o impacto de ondulações CA de 120 Hz nas características do dispositivo. O experimento na esfera integradora mostrou que grandes ondulações podem ser utilizadas sem que isso afete consideravelmente o seu respectivo fluxo luminoso. Assim, considerando níveis de ondulação da ordem de 120%, os valores de fluxo e eficácia luminosa retornados apresentaram mínima variação se comparados com a situação em que nenhuma ondulação de corrente é aplicada. Esta é outra contribuição da análise realizada, pois com níveis maiores de ondulação de baixa frequência, menores capacitâncias podem ser utilizadas em *drivers* dedicados à algumas aplicações específicas, diminuindo assim seus respectivos preços e volumes. Adicionalmente, constatou-se também que os níveis de *flicker* gerados pelo EHC COB LED estudado representam aproximadamente metade da ondulação de corrente de baixa frequência, fato este que corrobora com a teoria já estudada na literatura técnica para LEDs discretos de baixa corrente.

## 4. ACIONAMENTO DE EHC COB LEDS A PARTIR DA REDE CA

A alimentação de diodos emissores de luz é feita por meio de um circuito eletrônico de acionamento chamado na literatura técnica de controlador (ou *driver*). Nos casos em que a alimentação a partir da rede CA é desejada, esse dispositivo é responsável por ajustar adequadamente os valores alternados de tensão e corrente para os níveis contínuos dos arranjos de LEDs. De maneira geral, os circuitos de acionamento 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. Os circuitos de acionamento fazem a interface entre a rede elétrica, de baixa frequência e tensão senoidal, com a carga formada pelo arranjo de LEDs, associados de maneira adequada (em paralelo, série, ou série-paralelo). Em outras palavras, este dispositivo é responsável por ajustar os valores de tensão e corrente da rede elétrica alternada aos níveis contínuos recomendados ao arranjo de LEDs.

Inicialmente, esse capítulo realiza uma breve revisão sobre circuitos de acionamento com correção ativa do fator de potência para luminárias LED, mostrando sua importância e características básicas. Adicionalmente, um dos objetivos deste capítulo é estabelecer limites teóricos para a aplicação de topologias básicas de estágio único na concepção de circuitos de acionamento para EHC COB LEDs. Primeiramente, os conversores não-isolados básicos *buck* e *buck-boost* são avaliados e, na sequência, as suas versões entrelaçadas serão também estudadas. Além disso, a análise realizada leva em conta a possível aplicabilidade dos modos de condução descontínua (DCM, do inglês, *Discontinuous Conduction Mode*) e contínua (CCM, do inglês, *Continuous Conduction Mode*).

Por definição, a operação em DCM é caracterizada quando a oscilação de corrente no indutor é grande o suficiente para reverter a polaridade da tensão no interruptor não controlado (o diodo, nesse caso) (ERICKSON, 2004). Neste modo de condução, a corrente no indutor vai a zero durante parte do período de comutação, ou seja, o indutor é completamente descarregado antes do final de cada ciclo de comutação. Alguns retificadores são propositalmente projetados para o modo descontínuo devido à sua característica de corrente de entrada, a qual apresenta naturalmente formato senoidal e elevado fator de potência. Uma desvantagem do modo DCM é que as propriedades do conversor mudam radicalmente, sendo que o ganho estático passa a ser dependente da carga e a impedância de entrada é maior nesse caso. A literatura técnica também demonstra que o modo DCM é comumente empregado em

aplicações de potências mais baixas devido aos elevados picos de corrente nos interruptores, os quais se traduzem em correntes eficazes mais altas e, conseqüentemente, maiores perdas por condução (SOARES et al., 2012) (BARRY et al., 2015). Por outro lado, o modo CCM, apesar de não apresentar correção natural do fator de potência, é comumente utilizado para potências mais elevadas devido às características de menores esforços de corrente nos interruptores. Estes aspectos serão devidamente avaliados nesse capítulo.

#### 4.1. CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA E CONTROLE DA CORRENTE DE SAÍDA

O fator de potência é definido como a relação entre a potência ativa e a potência aparente, as quais são consumidas por um dispositivo ou equipamento, independentemente das formas apresentadas pelas ondas de tensão e corrente, desde que sejam periódicas. A relação é dada então por (4.1).

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \int v_i(t) \cdot i_i(t) \cdot dt}{V_{ef} \cdot I_{ef}} \quad (4.1)$$

Quando a tensão de entrada apresenta característica senoidal, o fator de potência será dado por (4.2), sendo que  $I_1$  é o valor eficaz da componente fundamental e  $\Phi_1$  é a defasagem entre a componente  $I_1$  e a tensão de entrada, denominada fator de deslocamento. Ainda em (4.2), o valor eficaz da corrente de entrada também pode ser dado em função de suas componentes harmônicas. Neste caso, a potência ativa de entrada é dada pela média do produto da tensão (senoidal) por todas as componentes harmônicas da corrente. Esta média é nula para todas as harmônicas exceto para a fundamental, devendo-se ponderar tal produto pelo cosseno da defasagem entre a tensão e a primeira harmônica da corrente. Desse modo, o fator de potência é expresso como a relação entre o valor eficaz da componente fundamental da corrente e a corrente eficaz de entrada, a qual é multiplicada pelo cosseno da defasagem entre a tensão e a primeira harmônica da corrente. A relação entre as correntes é chamada de fator de forma, enquanto que o termo em cosseno é chamado fator de deslocamento.

$$FP = \frac{I_1}{I_{ef}} \cdot \cos(\Phi_1), \quad I_{ef} = \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad (4.2)$$

A taxa de distorção harmônica total (THD, do inglês, *total harmonic distortion*) é definida em (4.3) como sendo a relação entre o valor eficaz das componentes harmônicas da corrente e o da componente fundamental. O fator de potência e o THD possuem uma relação

direta conforme apresentado em (4.4) considerando que a tensão de alimentação não é distorcida, de forma que existem normas internacionais que regulamentam os limites máximos das harmônicas de corrente que um dispositivo ou equipamento pode injetar na linha de alimentação, como a norma IEC 61000-3-2 já mencionada anteriormente (IEC, 2005).

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (4.3)$$

$$FP = \frac{\cos(\Phi_1)}{\sqrt{1+THD_i^2}} \quad (4.4)$$

sendo que  $THD_i$  é a taxa de distorção harmônica total da corrente de entrada.

Do ponto de vista da rede elétrica, um circuito de acionamento de LEDs deve atender requisitos de qualidade de energia impostos por órgãos reguladores. Assim, espera-se que esses dispositivos tenham elevado fator de potência e reduzida taxa de distorção harmônica da corrente de entrada (RODRIGUES, 2012a). Além disso, eles podem agregar outras funções essenciais ao sistema de iluminação como equalização da corrente fornecida aos LEDs, telegerenciamiento, dimerização de carga, etc.

Em uma luminária LED, o circuito de acionamento é o elemento de menor confiabilidade, por fazer uso de diversos componentes eletrônicos que estão sujeitos a falhas prematuras, tais como interruptores estáticos que processam a potência até a carga. Portanto, na construção de uma luminária LED, o tipo de circuito de acionamento escolhido deve ser robusto e confiável o bastante para que a luminária possa atingir o tempo de vida esperado do conjunto de LEDs, que, como mencionado anteriormente, pode chegar a até 100.000 horas. Além disso, é desejável que o circuito de acionamento tenha elevado rendimento, uma vez que a sua eficiência de conversão tem implicação direta na eficácia luminosa efetiva de uma luminária LED (ALMEIDA, 2014; ALMEIDA, 2015; LIU, 2017).

Um dos estudos que vêm sendo amplamente considerado na área de iluminação reside na limitação da vida útil da luminária LED devido a um componente específico do circuito de acionamento: o capacitor eletrolítico responsável pela filtragem de baixa frequência. De acordo com alguns trabalhos recentes, esse componente possui vida útil limitada (em torno de 15.000 horas) se comparada com a vida útil do LED e do restante do circuito de acionamento, os quais podem chegar a aproximadamente 100.000 horas (PHILIPS, 2011; SOARES, 2017; CHEN, 2012; GU, 2009). Dessa forma, esse é mais um desafio a ser investigado durante a fase de projeto de um controlador de LEDs.

Neste contexto, existem basicamente duas famílias de circuitos de acionamento para LEDs: as que empregam circuitos passivos e as que empregam circuitos ativos. O emprego de circuitos passivos, apesar de pouco comum em potências mais elevadas (maiores que 20 W), pode ser encontrado na literatura técnica (HUI, 2009; HUI, 2010). Circuitos de acionamento passivos têm como principal vantagem possuir tempo de vida útil mais elevado, compatível com a vida útil dos LEDs, principalmente aqueles que não utilizam capacitores eletrolíticos na sua construção (HUI, 2010). Por outro lado, esses circuitos de acionamento geralmente trabalham em baixa frequência (frequência da rede), fazendo com que os elementos magnéticos tenham volume bem maior se comparados com circuitos ativos de alta frequência. Além disso, o circuito é bastante susceptível a variações que possam acontecer na rede elétrica, fato que dificulta o controle da corrente de saída que flui no arranjo de LEDs.

Os circuitos de acionamento ativos, os quais são empregados nesta tese e amplamente utilizados em iluminação a LEDs, possuem geralmente a estrutura básica da Fig. 4.1.

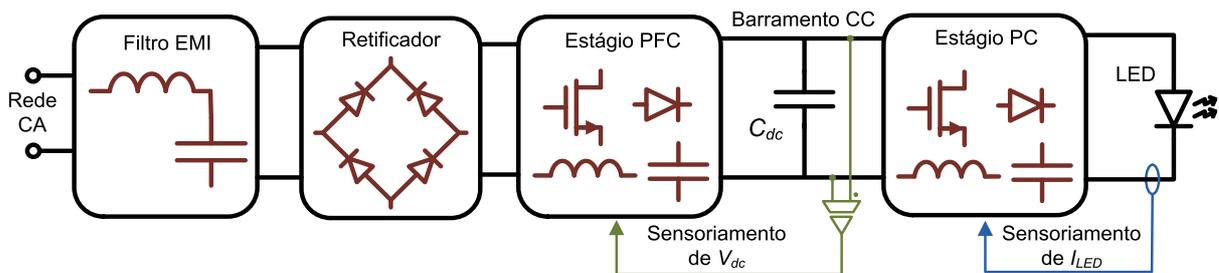


Fig. 4.1. Estrutura básica de um *driver* ativo de alta frequência para acionamento de LEDs.

A estrutura de um circuito de acionamento ativo de alta frequência deve conter estágios de correção do fator de potência (estágio PFC, do inglês *Power Factor Correction*) e de controle da corrente (e conseqüentemente, de potência) nos LEDs (estágio PC, do inglês *Power Control*). Além disso, na entrada pode ser observado um estágio contendo um filtro de linha para interferência eletromagnética (EMI, do inglês, *Electromagnetic Interference*) para filtrar componentes harmônicas que são injetadas na rede CA; e um estágio retificador, que consiste em uma ponte retificadora de diodos.

Para mitigar as correntes harmônicas que são drenadas da rede e que causam problemas relacionados à qualidade de energia, um estágio de correção de fator de potência é geralmente utilizado (GARCIA, 2003; TSE, 2000; TSE, 2003; WEI & BATARSEH, 1998). Por outro lado, o estágio de controle da corrente de saída tem a função de fazer com que ela permaneça constante, mesmo que ocorram variações na tensão da rede de energia elétrica, ou nas características da carga ou do conversor. Esse estágio de conversão, comumente chamado de estágio PC, também pode ser utilizado para o controle do fluxo luminoso emitido pelos LEDs.

Algumas topologias de circuitos de acionamento ativos que podem realizar a função de controle de potência podem ser encontradas em Alonso (2012a), Almeida (2015), Chiu (2010), Hsieh (2011), Schuch (2011), Soares (2012), e Yu & Yang (2009). Desta forma, as topologias utilizadas em circuitos de acionamento 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*), ou dos conversores ressonantes isolados (*half-bridge*, *full-bridge*, *forward* ressonante, entre outros).

No caso de estruturas isoladas básicas empregadas no acionamento de LEDs, os conversores *flyback* e *forward* são amplamente descritos na literatura técnica quando baixas potências são consideradas (ALMEIDA, 2012c; GARCIA, 2013; CHAE, 2014; KIM, 2016; WANG, 2017). Considerando os conversores isolados clássicos como topologias abaixadoras de tensão, é importante ressaltar que o lado secundário destas estruturas opera com elevados picos de corrente caso a relação de espiras do transformador seja elevada. Se altos níveis de potência são requeridos, problemas de saturação do núcleo do transformador (ou indutores acoplados no caso do *flyback*) são reportados em alguns trabalhos (MOON, 2013; WANG, 2017), fator este que dificulta a aplicação em correntes mais elevadas.

Ao se trabalhar com elevadas correntes de saída, conversores de estágio único devem ser analisados cuidadosamente. Neste caso, um único interruptor ativo é responsável pela correção do fator de potência (PFC) quanto o controle de potência da carga (PC). Sendo assim, conversores de único estágio devem ser adequadamente investigados para a avaliação de possíveis restrições quando operados processando altos níveis de potência em iluminação. Por outro lado, topologias que empregam mais de uma etapa na conversão de energia, são denominadas conversores de múltiplos estágios. Dentre eles, destacam-se as topologias que apresentam dois estágios de conversão, ou seja, um estágio PFC e um estágio PC. Se solicitado em dada aplicação, alguns desses conversores podem apresentar ainda um estágio adicional de isolamento entre fonte e carga, o qual apresenta um transformador que pode ser inserido como uma parcela intermediária de conversão. Assim, um dos objetivos específicos deste capítulo consiste em realizar a avaliação de algumas alternativas interessantes em aplicações de EHC COB LEDs, sendo este alimentado por um conversor de dois estágios.

## 4.2. LIMITAÇÕES DOS CONVERSORES DE ESTÁGIO ÚNICO PARA O ACIONAMENTO DE EHC COB LEDS

Esta seção visa estabelecer alguns limites teóricos para as topologias básicas de estágio único em aplicações que requerem elevada corrente de saída. Em uma análise inicial, o conversor *buck* empregado no acionamento de LEDs de baixa potência é amplamente abordado na literatura técnica (CHAUDHARY, 2010; SINGH & SHRIVASTAVA, 2014). Essa topologia é utilizada na adaptação de altas tensões de entrada em baixos níveis na saída. A estrutura básica apresenta um indutor de filtro de alta frequência e um capacitor de saída para filtragem de baixa frequência, ou seja, 120 Hz. A principal desvantagem dessa estrutura é a diferença entre o nó de terra e o nó de referência do interruptor principal. Essa questão pode ser superada rearranjando a posição do interruptor principal para o lado inferior do conversor, o que implica a igualdade dos potenciais de terra e referência.

Por outro lado, a topologia *buck-boost* apresenta tensão de saída de maior ou menor amplitude que a tensão entrada, dependendo da aplicação e do valor assumido pela razão cíclica (CHEN, 2006). Uma característica desse conversor é que a polaridade da tensão de saída é invertida se comparada com a tensão de entrada. Nesse caso, interruptor principal também não é conectado ao mesmo nó de referência do circuito de potência. Neste conversor, os esforços de tensão nos semicondutores apresentam valor igual à soma das tensões de entrada e saída, o que pode levar a maiores perdas por condução, uma vez que maiores valores de  $V_{DS}$  implicam maiores resistências de condução (segundo a variação correspondente a  $R_{ds(on)}^2$ ), bem como maiores perdas por comutação (REDDY & NARASIMHARAJU, 2017).

Estas duas topologias convencionais básicas, aplicadas como circuitos de acionamento de estágio único alimentando um EHC COB LED, são apresentados na Fig. 4.2. A estrutura *buck* é mostrada em Fig. 4.2 (a), enquanto a estrutura *buck-boost* é mostrada em Fig. 4.2 (b). Nestes circuitos, pode ser visto ainda que um filtro de entrada LC de alta frequência é tipicamente necessário devido à natureza descontínua da corrente de entrada. Visando à possível melhora na eficiência total destes conversores (SCHITTLER, 2013), as representações de suas versões entrelaçadas (ou do inglês, *interleaved*) de duas células também são apresentadas na Fig. 4.3.

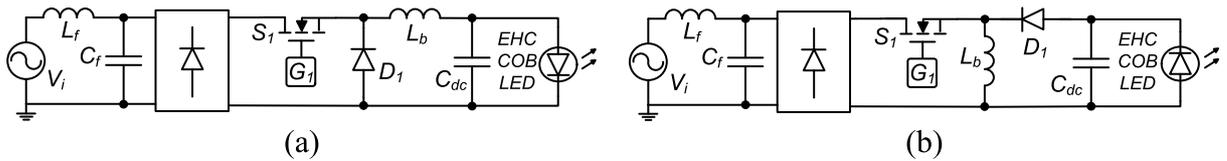


Fig. 4.2. Conversores abaixadores básicos não-isolados para o acionamento em estágio único de EHC COB LEDs. (a) *Buck* PFC convencional e (b) *buck-boost* PFC convencional.

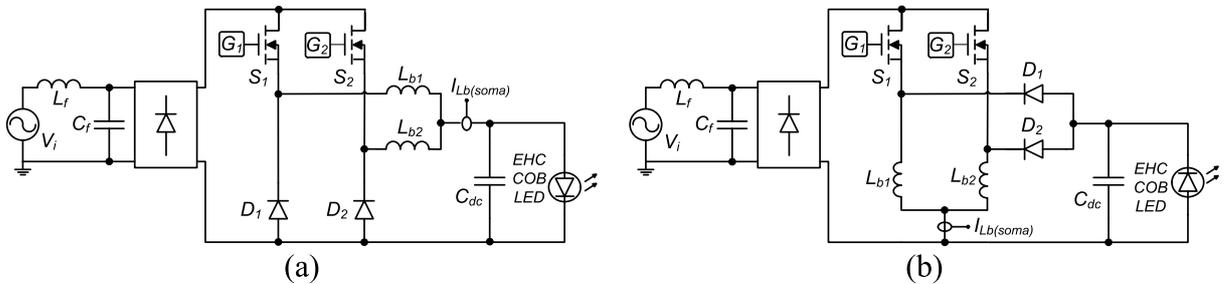


Fig. 4.3. Conversores abaixadores entrelaçados para o acionamento em estágio único de EHC COB LEDs. (a) *Buck* PFC entrelaçado e (b) *buck-boost* PFC entrelaçado.

A principal característica dos conversores entrelaçados é a divisão da corrente total (drenada pela carga) entre várias células (ou fases), de forma que a eficiência seja significativamente melhorada. Sendo assim, menores perdas por condução nos interruptores também são esperadas na estrutura entrelaçada, devido às menores correntes eficazes processadas por cada elemento específico. Como desvantagem, o circuito de acionamento se torna mais complexo, visto que nesse caso são necessários  $n$  MOSFETs e  $n$  diodos, sendo  $n$  o número de células entrelaçadas. Nesse caso, se a mesma amplitude da ondulação de alta frequência é projetada para o nó de saída (ponto comum entre os  $n$  indutores) e, sabendo que a corrente em cada elemento é  $I_{COB}/n$ , cada indutor será projetado para menores níveis de corrente eficaz. Esse fato simplifica o projeto físico dos elementos magnéticos, pois um menor número de fios em paralelo é utilizado para a condução das correntes em cada célula.

Em se tratando do projeto de capacitores de filtro de saída, a equação utilizada é apresentada em (4.5). Para os circuitos de acionamento de estágio único analisados, este valor de capacitância deve ser projetado para realizar a filtragem de baixas frequências (120 Hz) transmitidas pela tensão CA da rede, a qual é retificada. Uma grande desvantagem neste caso é que elevados valores de capacitância (da ordem de mF) são necessários para a filtragem desta ondulação de baixa frequência. É interessante notar que, segundo (4.5), quanto maior a potência empregada no conversor, maior será também a capacitância para a filtragem da ondulação de baixa frequência. Dessa forma, é importante que a tensão nesse barramento seja elevada para que haja minimização do respectivo valor de capacitância. Caso a capacitância a ser utilizada seja da tecnologia eletrolítica, a vida útil do *driver* pode ficar comprometida (sem

a devida manutenção térmica deste elemento), e ainda, valores elevados de ESR (do inglês, *equivalent series resistance*) são esperados. É desejado, então, que esse capacitor seja de tecnologia de filme, a qual proporciona valores reduzidos de ESR (da ordem de mΩ).

$$C_{dc} = \frac{P_o}{2 \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_r) \cdot V_{Cdc} \cdot \Delta V_{Cdc}} \quad (4.5)$$

De trabalhos atuais, sabe-se que capacitores eletrolíticos são os principais responsáveis pelo comprometimento da vida útil de uma luminária a LED. Para aplicações de corrente reduzida, associada a topologias de dois estágios, integradas ou ressonantes, existem na literatura técnica alguns trabalhos que tem por objetivo a minimização de capacitância para a consequente substituição de capacitores eletrolíticos por capacitores de filme de polipropileno (ALMEIDA, 2013a; ALMEIDA, 2013b; ALMEIDA 2013c; ALMEIDA, 2014; ALMEIDA, 2015; ALONSO, 2012a; ALONSO, 2012b; MELO, 2015; SOARES, 2012; SOARES, 2014; SOARES, 2017). Por outro lado, esse assunto ainda é tema de pesquisa em aplicações de EHC COB LEDs, sendo provavelmente tema de alguns trabalhos no futuro.

O conversor *buck* de estágio único pode ser representado também como uma topologia multinível em corrente, sendo este trabalho descrito e detalhado em Pereira et al. (2017). Este estudo utiliza a estrutura *buck* convencional de única célula para conceber uma família de conversores multiníveis em corrente, os quais são mostrados na Fig. 4.4. A estrutura multinível com  $n$  células é então denominada NCNI ( $n$  células e  $n$  indutores de equilíbrio). Basicamente, a corrente que flui pelo indutor de saída  $L_o$  é dividida entre as  $n$  células, desde que os interruptores controlados apresentem razão cíclica adequada (e propriamente defasada em cada célula) e que os indutores operem em CCM. Utilizando a técnica de modulação por largura de pulso senoidal (SPWM, do inglês, *sinusoidal pulse width modulation*) esta estrutura possui a capacidade de drenar correntes aproximadamente senoidais e em fase com a rede elétrica, o que caracteriza fator de potência aproximadamente unitário e baixo valor de THD<sub>i</sub> (NOGE & ITOH, 2014; WU, 2016).

Uma das vantagens da topologia NCNI como acionamento de estágio único reside na ausência de capacitores eletrolíticos, os quais são os principais responsáveis por limitar a vida útil de uma luminária LED. Por outro lado, o principal desafio dessa estrutura é referente ao elevado peso, volume e dimensões obtidos, pois o indutor de saída é projetado para a baixa frequência de 120 Hz. Como ele possui estrutura similar às dos conversores entrelaçados, o conversor multinível também possui eficiência teórica mais elevada do que as topologias

convencionais, de modo que o estudo completo e a modelagem estática do conversor NCNI de duas células pode ser encontrado em Pereira et al. (2017a) (do próprio autor).

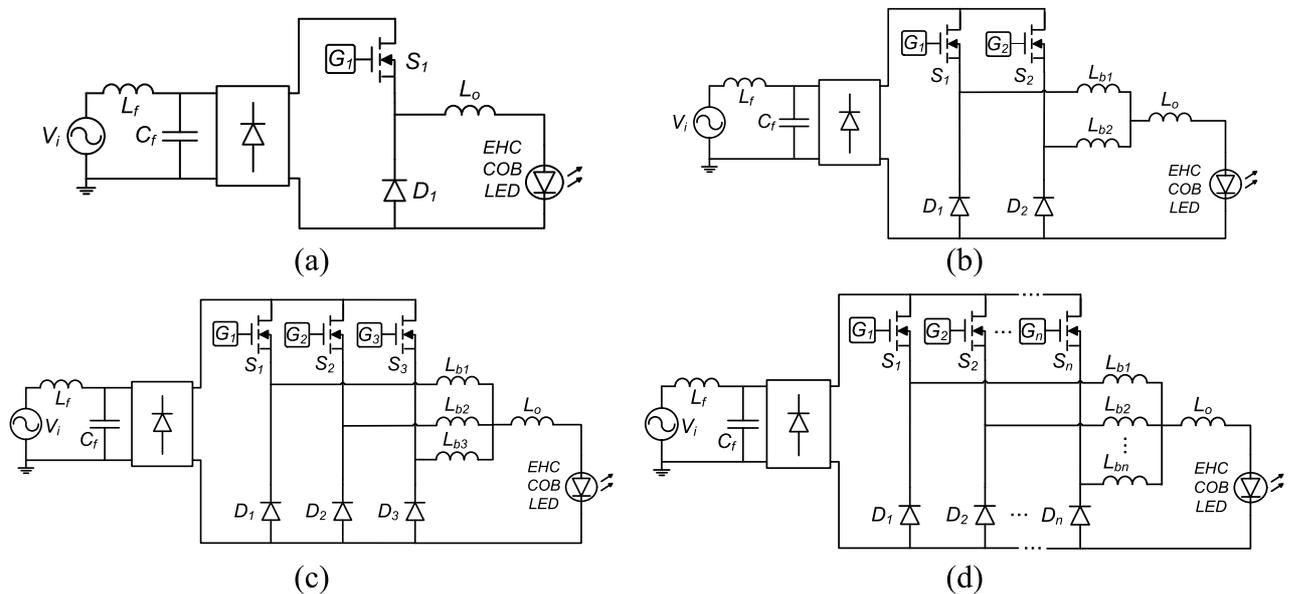


Fig. 4.4. Concepção de *drivers* para EHC COB LEDs baseados no conversor NCNI multinível em corrente: (a) uma célula, (b) duas células, (c) três células e (d)  $n$  células.

Deste modo, os conversores de estágio único foram projetados e avaliados considerando o ponto de operação descrito pela Tabela 4.1. Neste contexto, simulações com elementos não ideais foram, então, realizadas utilizando o *software* PSIM 11.1<sup>®</sup>, sendo estes parâmetros basicamente: as resistências de condução do interruptor principal (MOSFET); a queda de tensão direta e as resistências dinâmicas dos diodos rápidos e da ponte retificadora; e por fim, as resistências CC de condução, as quais foram calculadas para os indutores neste ponto de operação (BARBI et al., 2002).

Tabela 4.1. Especificações de projeto para os conversores de único estágio simulados e aplicados como *driver* do EHC COB LED.

Parâmetro	Símbolo	Valor (unidade)
Tensão de entrada eficaz	$V_{i(rms)}$	220 V
Tensão de entrada máxima	$V_{i(pico)}$	311 V
Potência de saída média	$P_o$	500 W
Corrente de saída média	$I_{COB}$	10 A
Tensão de saída média	$V_{COB}$	50 V
Frequência de comutação	$f_s$	40 kHz
Máxima oscilação de corrente no indutor (em CCM)	$\Delta I_{Lb}$	$40\% \times I_{COB} = 4$ A
Máxima oscilação de tensão no capacitor de saída	$\Delta V_{Co}$	$4\% \times V_{COB} = 2$ V

O Anexo 1 desta tese apresenta resultados comparativos para os conversores PFC básicos de único estágio considerando elementos parasitas não-ideais. Este estudo de parâmetros teóricos (do próprio autor) é detalhado em Pereira et al. (2017b), o qual é suprimido do escopo desta tese por questões de simplicidade. Assim, o Anexo 1 apresenta de forma sintetizada os valores das perdas nos indutores e nos interruptores, as quais foram calculadas utilizando os níveis de corrente obtidos em cada situação específica. Considerando os elementos magnéticos, pôde-se observar que os conversores que operam em DCM apresentam maiores perdas no núcleo (devido à grande variação do fluxo magnético), enquanto que os conversores operando em CCM se mostram com maiores perdas nos enrolamentos devido à maior indutância e, conseqüente, maior quantidade de espiras em um elemento físico hipotético.

Ao se avaliar os interruptores estáticos, pôde-se concluir que os conversores que operam em DCM apresentam maiores perdas por condução devido aos maiores níveis de corrente eficaz e média nesses elementos, de forma que não representam boas alternativas ao se trabalhar com correntes eficazes elevadas, como é o caso estudado. É importante mencionar que a parcela de perdas por condução nos diodos é maior em todas as situações devido à razão cíclica complementar ser maior no ponto de operação analisado (ou seja, a largura do pulso de corrente no diodo possuirá maior valor, nesse caso). Além disso, os conversores em CCM apresentam menores níveis nas correntes de pico e eficaz, gerando assim menores perdas por condução. Esse aspecto é melhorado nas estruturas entrelaçadas, as quais possuem os menores valores das perdas por condução nos interruptores dentre todos os conversores analisados. As perdas por condução nos diodos da ponte retificadora são suprimidas no Anexo 1, mantendo-se próximas a 2,58 W para todos os casos.

A eficiência teórica obtida se manteve entre 78,5% e 82,4% para as estruturas básicas de único estágio analisadas por simulação. O modo de operação em DCM apresenta maiores esforços nos interruptores, e por esse fato, possui os menores valores de eficiência. De outro modo, os conversores operando em CCM são mais indicados para o acionamento do EHC COB LED escolhido, pois menores esforços de corrente nos interruptores se traduzem em melhor eficiência do circuito de acionamento.

Adicionalmente a isso, as topologias entrelaçadas apresentaram, como esperado, eficiência total teórica superior às convencionais (isto é, 89,8% para o conversor *buck* multinível em corrente de duas células, 88,3% para o conversor *buck* entrelaçado e 86,6% para o conversor *buck-boost* entrelaçado). Ao se comparar as topologias utilizadas, nota-se

que as estruturas baseadas no conversor *buck* apresentam melhor eficiência para o ponto de operação escolhido, pelo fato de serem conversores diretos (apresentam etapas de condução direta entre entrada e saída) e, ainda, de apresentarem menores valores eficazes de corrente nos interruptores e conseqüentemente, menores perdas nos mesmos.

Assim, é possível estabelecer limites teóricos para os conversores de único estágio como circuitos de acionamento de EHC COB LEDs. Dentre eles, a vida útil (pela necessidade de elevados níveis de capacitância de saída) e a eficiência total (pelo reprocessamento de elevados níveis de energia) tornam estas alternativas indesejáveis para a aplicação específica nesta tese. Sendo assim, de modo que as limitações encontradas nesta seção possam ser superadas, dois estágios de operação no acionamento de EHC COB LEDs serão detalhadamente avaliados no decorrer dos próximos capítulos.

#### **4.3. CONVERSORES DE DOIS ESTÁGIOS PARA O ACIONAMENTO DE EHC COB LEDs**

Mediante as constatações de baixos níveis de eficiência teórica apresentados pelos conversores de único estágio, além da dependência de capacitores eletrolíticos de elevado valor para filtragem da ondulação de baixa frequência, as estruturas de dois estágios devem ser consideradas no projeto a partir de uma carga de alta corrente, tornando independentes os estágios PFC e PC.

Em se tratando de potências elevadas, conversores de múltiplos estágios são comumente utilizados na indústria. Isso acontece, principalmente, devido ao processamento de altos níveis de energia, os quais devem ser divididos entre conversores distintos para que haja melhor aproveitamento das características essenciais em um circuito de acionamento de LEDs. Os principais pontos a serem avaliados são as ações de controle distintas atribuídas a duas estruturas diferentes, os quais são projetados para aquela ação específica de forma a melhorar significativamente o projeto. Adicionalmente, o processamento da ondulação de baixa frequência é fortemente melhorado, resultando na maioria dos casos, na utilização de capacitores de filme de elevada vida útil, os quais são compatíveis com a vida útil da luminária como um todo. Neste contexto, o acionamento em múltiplos estágios ainda possui outra vantagem, a qual é atribuída à utilização de um barramento de elevada tensão, de forma que o valor da capacitância necessária para o mesmo ponto de operação é significativamente minimizado.

Um dos objetivos específicos desta tese é a realização da avaliação teórica e experimental dos conversores de dois estágios, de forma que o projeto do circuito de acionamento do EHC COB LED estudado atinja as melhores características possíveis acerca de fator de potência, capacitância de barramento e eficiência total (isto é, maior que 90%). Algumas topologias para os estágios PFC e PC serão avaliadas ao longo do trabalho, sendo que também serão demonstrados exemplos de projeto para aplicações de alta corrente.

#### 4.3.1. TOPOLOGIAS PARA O ESTÁGIO PFC

O retificador *boost* monofásico para correção do fator de potência operando em CCM é comumente utilizado em vários trabalhos na literatura técnica (CHATTOPADHYAY et al. 2003; CHOI et al. 2001; CRÉBIER et al. 2005; MAKSIMOVIC, 2004; QIAO & SMEDLEY, 2001; PEREIRA et al., 2014). A estrutura clássica é mostrada na Fig. 4.5, de modo que, se a saída desse estágio apresentar níveis de tensão mais elevados, a capacitância poderá ser proporcionalmente reduzida. Esse fato contribui para a utilização de capacitores de filme de longa vida útil, os quais estão em compatibilidade com a vida útil da luminária como um todo. Além disso, como a corrente de entrada possui natureza contínua, o filtro LC de entrada de alta frequência pode ser drasticamente reduzido se comparado a outros conversores PFC (ou até mesmo dispensado dependendo da aplicação). Outra vantagem é que a mesma referência é compartilhada pelo interruptor principal e pela carga, proporcionando maior simplicidade no acionamento e menores ruídos na carga proveniente da comutação do interruptor. As topologias estudadas nesta seção são projetadas e simuladas considerando o ponto de operação descrito na Tabela 4.2.

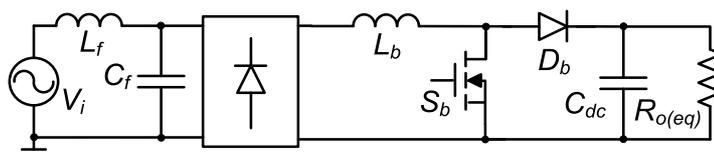


Fig. 4.5. Conversor *boost* convencional como estágio pré-regulador de fator de potência.

Tabela 4.2. Parâmetros de projeto de simulação para os retificadores *boost* CCM como estágios PFC.

Parâmetro	Simbologia	Valor (Unidade)
Tensão eficaz da rede CA	$V_{i(rms)}$	220 V
Frequência da rede CA	$f_r$	60 Hz
Tensão média de saída do barramento CC	$V_{dc}$	400 V
Potência média de saída	$P_o$	500 W
Frequência de comutação	$f_{s(PFC)}$	40 kHz
Máxima ondulação de corrente no indutor <i>boost</i>	$\Delta I_{Lb}$	$20\% \times I_{i(pico)} = 0,64 \text{ A}$
Máxima ondulação de tensão de baixa frequência no capacitor de barramento	$\Delta V_{C(dc)}$	$5\% \times V_{dc} = 20 \text{ V}$

Uma alternativa para o estágio PFC é a estrutura *boost bridgeless*, ou seja, sem ponte para retificação da tensão de entrada. Desde a década de 1990, têm sido propostas estruturas PFC que não empregam um retificador em ponte a diodos para realizar esta retificação da tensão de alimentação, de forma que o objetivo é a redução do número de semicondutores no caminho de circulação da corrente de entrada, aumentando assim, a eficiência total da topologia (MARTINEZ & ENJETI, 1996) (HUBER et al., 2008). As duas estruturas *boost bridgeless* mais conhecidas são mostradas na Fig. 4.6, sendo que na Fig. 4.6 (a) é apresentada a estrutura *dual-boost* (*boost bridgeless* simétrico) e na Fig. 4.6 (b), a estrutura *totem-pole* (*boost bridgeless* assimétrico).

Pela literatura técnica, as principais diferenças entre as duas topologias *boost bridgeless* são relacionadas com o nível de emissão eletromagnética de modo comum. Sendo assim, de acordo com Kong, Wang & Lee (2008) a topologia *dual-boost* possui as melhores características EMI. Considerando que o indutor  $L_b$  opere em CCM, que os sinais de comando dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  sejam realizados com mesma razão cíclica e com uma defasagem de  $180^\circ$  entre si, as estruturas apresentadas em Fig. 4.6 se comportarão como um PFC *boost* convencional, com a principal diferença que o indutor de entrada possuirá corrente bidirecional no caso *bridgeless*.

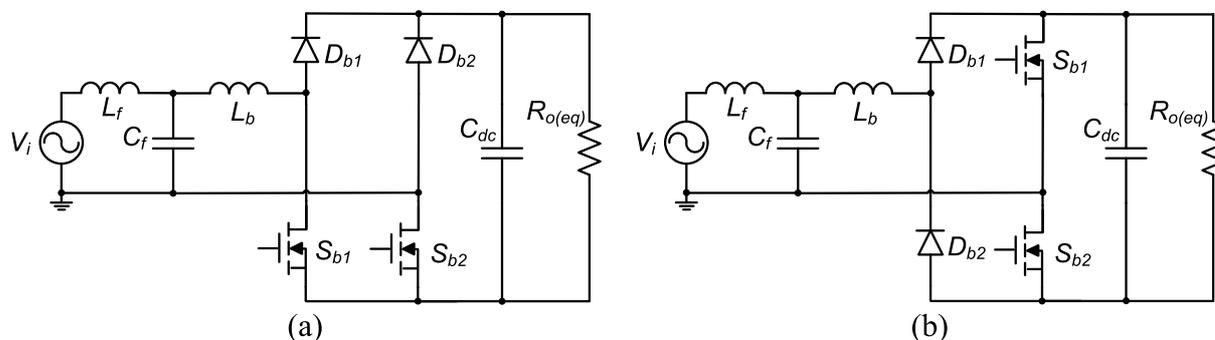


Fig. 4.6. Conversores *boost bridgeless* como estágios pré-reguladores de fator de potência. (a) Topologia *dual-boost* e (b) topologia *totem-pole*.

As principais formas de onda características para os conversores *boost* convencional e *boost bridgeless* simétrico são apresentadas na Fig. 4.7 (a) e Fig. 4.7 (b), respectivamente. Nestas simulações, foram utilizados os parâmetros  $L_b = 2,7$  mH,  $C_{dc} = 160$   $\mu$ F,  $R_{o(eq)} = 320$   $\Omega$ , sendo que o filtro EMI de entrada não se fez necessário na topologia convencional e, na topologia *bridgeless*, foi utilizado  $L_f = 100$   $\mu$ H e  $C_f = 4,7$  nF. Não obstante, todas as simulações desta seção foram realizadas considerando, igualmente, componentes parasitas intrínsecos aos indutores e aos interruptores (isto é, resistências de condução e principais parâmetros de folha de dados para os MOSFETs IRFP460 e diodos MUR 860).

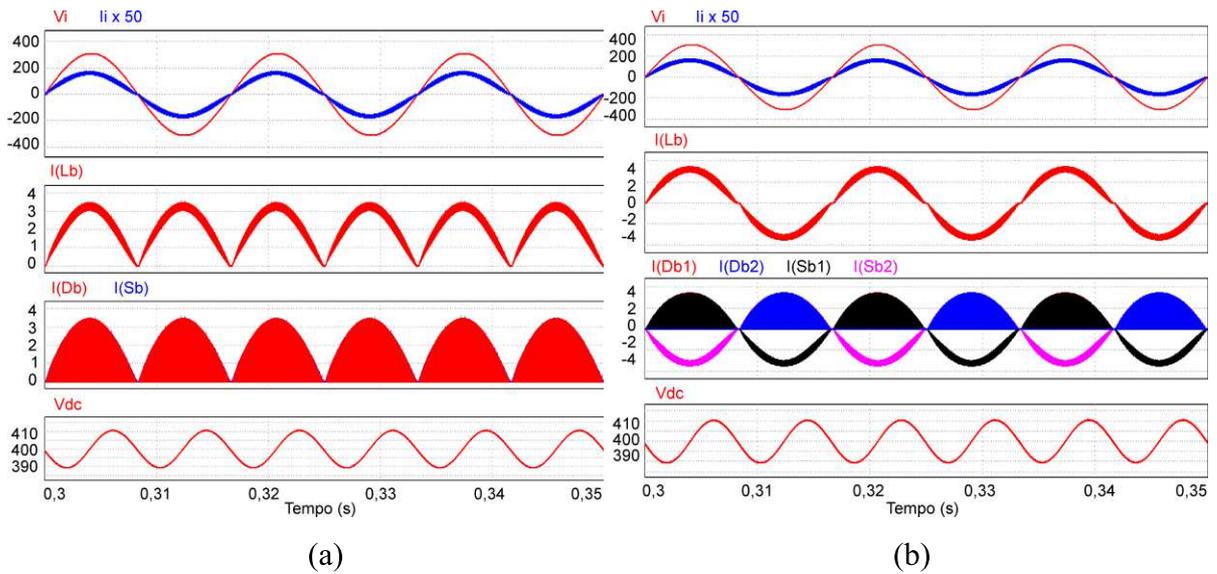


Fig. 4.7. Principais formas de onda em baixa frequência obtidas por simulação para os conversores: (a) *boost* convencional e (b) *boost bridgeless* simétrico (*dual-boost*) operando em modo de condução contínua.

Uma terceira alternativa é o acionamento trifásico do conversor *boost*, o qual possui a vantagem da minimização da ondulação de tensão que é transmitida ao barramento (MENDONÇA et al., 2014). Esta característica diminui o tamanho do capacitor de barramento, o qual pode ser desejável caso capacitores de filme de longa vida útil não possam ser utilizados nas estruturas monofásicas. Essa forma de acionamento também tem sido estudada em trabalhos recentes (COUTINHO et al., 2017), de modo que é uma alternativa viável em alguns casos específicos dependendo da disponibilidade de alimentação trifásica e do ponto de operação escolhido.

Duas estruturas trifásicas podem ser consideradas como alternativas a este tipo de acionamento, pois possuem a capacidade de controle da corrente de entrada, drenando correntes senoidais em suas três fases. Na Fig. 4.8 (a), é mostrada a estrutura controlada e, na Fig. 4.8 (b), tem-se a estrutura semicontrolada (*boost bridgeless* trifásico). A estrutura controlada foi simulada como exemplo considerando o ponto de operação descrito pela Tabela 4.2, sendo que as principais formas de onda são mostradas na Fig. 4.9. Nesta simulação, foram utilizados os parâmetros  $L_{b1}=L_{b2}=L_{b3} = 3 \text{ mH}$ ,  $C_{dc} = 47 \text{ } \mu\text{F}$ ,  $R_{o(eq)} = 320 \text{ } \Omega$ ; filtro de EMI  $L_{f1} = L_{f2} = L_{f3} = 300 \text{ } \mu\text{H}$  e  $C_{f1} = C_{f2} = C_{f3} = 10 \text{ nF}$ .

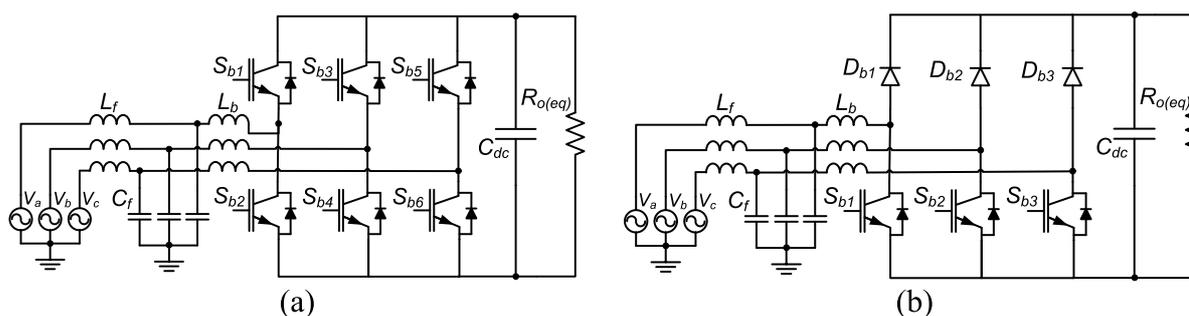


Fig. 4.8. Conversores *boost* trifásicos como estágios pré-reguladores de fator de potência. (a) Topologia controlada e (b) topologia semicontrolada (*bridgeless*).

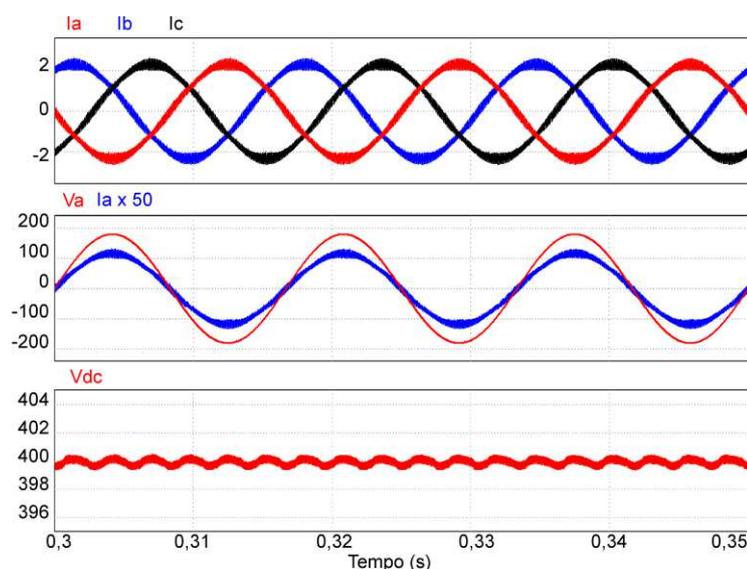


Fig. 4.9. Principais formas de onda obtidas por simulação para o conversor *boost* trifásico controlado operando em modo de condução contínua.

Por meio das simulações não ideais para as estruturas desta seção (com inclusão de elementos parasitas nos semicondutores e perdas nos elementos magnéticos), constatou-se que a avaliação final às alternativas para o estágio PFC mostra que a maior eficiência é, conforme esperado, proporcionada pelo conversor *boost bridgeless* simétrico (ou seja, 98,1%). A eficiência teórica estimada para o conversor *boost* convencional foi de 97,5%, enquanto que para a topologia *boost* trifásica esse valor foi de 96,3%. Sendo assim, as diferenças na eficiência das opções PFC analisadas são mínimas, de modo que se deve ponderar entre a complexidade de acionamento e a eficiência esperada ao se escolher entre as estruturas para determinado ponto de operação específico.

Para aplicação neste trabalho, a opção de menor complexidade foi escolhida para o primeiro estágio do conversor, isto é, o conversor *boost* convencional, de modo que a sua modelagem, projeto e implementação prática serão avaliados considerando alguns dos diferentes modos de controle PFC encontrados na literatura técnica. O fato mais importante

considerado nesta escolha topológica é que este estágio opera, tipicamente, com altas tensões e menores níveis de corrente eficaz, de modo que a sua eficiência é pouco impactada ao se empregar uma retificação *bridgeless* ou o acionamento trifásico. Sendo assim, as perdas mais significativas da topologia global de dois estágios serão majoritariamente caracterizadas pelo segundo estágio do conversor, o qual conduz correntes bastante elevadas, de ordem equivalente à alimentação do EHC COB LED.

#### 4.3.2. TÉCNICAS DE CONTROLE PARA A CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

Esta seção tem por objetivo introduzir as diversas técnicas de controle que são comumente empregadas em pré-reguladores de fator de potência operando em CCM. Para esta finalidade, encontram-se na literatura técnica, algumas estratégias interessantes, sendo que as mais utilizadas são o controle por histerese, controle por corrente média, e o controle por pico de corrente. Mais recentemente, as técnicas do controle ciclo a ciclo e autocontrole foram igualmente estudadas.

A técnica de modulação por histerese consiste em monitorar a corrente dentro dos limites estabelecidos por uma faixa de histerese, os quais são definidos por meio de resistores de tensão responsáveis por amostrar a tensão de entrada senoidal. A amostra da corrente de entrada é obtida por meio de um sensor do tipo resistor *shunt* ou sensor de efeito Hall. A corrente de entrada retificada é então comparada com os limites da faixa de histerese, de modo que o interruptor possa ser acionado ou bloqueado adequadamente, como mostra a Fig. 4.10. As principais características atribuídas a esta técnica são a frequência de comutação variável, o que normalmente é indesejável visto que o indutor de filtro deverá ser projetado para a menor frequência; e a necessidade de sensores de corrente e multiplicadores, o que torna o circuito de controle mais complexo.

A técnica de controle por corrente média (ACM, do inglês, *Average Current Mode*) consiste em gerar um sinal de referência por meio de um circuito multiplicador-divisor, sendo que esta forma de onda deve ser imposta à corrente de entrada, de acordo com a Fig. 4.11. A tensão de saída é amostrada por meio de um divisor resistivo e multiplicada pela amostra da tensão de entrada retificada. O sinal resultante desta operação é então comparado com a corrente no indutor, sendo que o sinal de erro resultante é comparado com uma forma de onda dente de serra de modo a gerar o sinal de controle do interruptor. As principais características atribuídas a esta técnica são a frequência de comutação constante; e a necessidade de sensores

de corrente, multiplicadores e divisores, tornando o circuito de controle igualmente complexo. Esta técnica é amplamente empregada na emulação do comportamento de uma carga resistiva em virtude da existência de diversos circuitos integrados (CIs) comercialmente disponíveis.

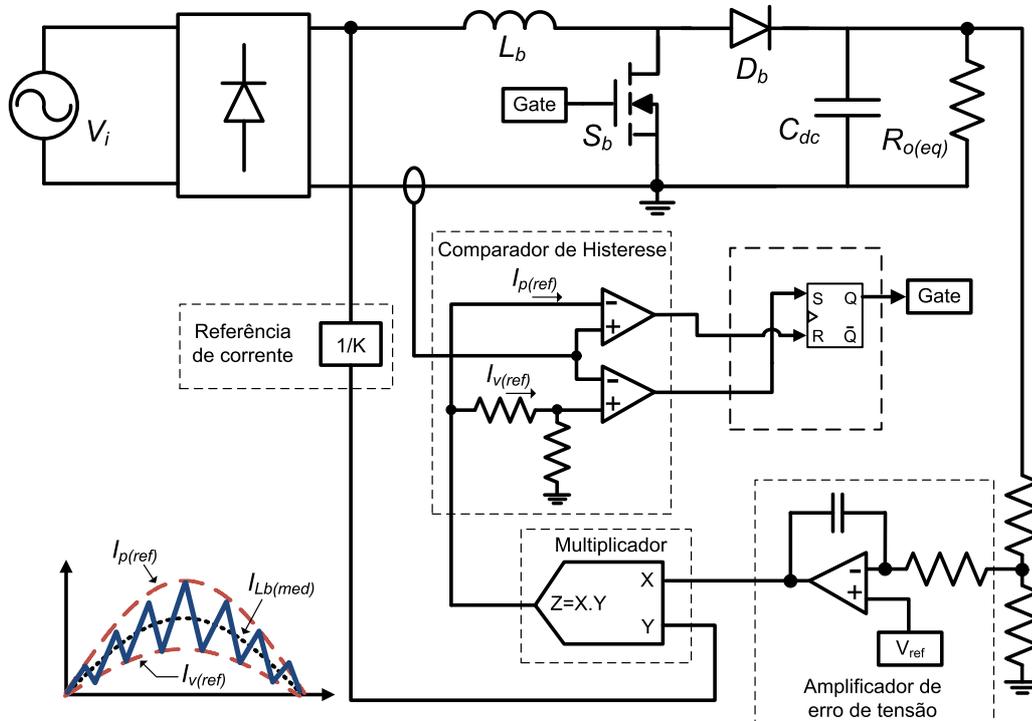


Fig. 4.10. Diagrama esquemático do controle por histerese aplicado a um conversor *boost*.

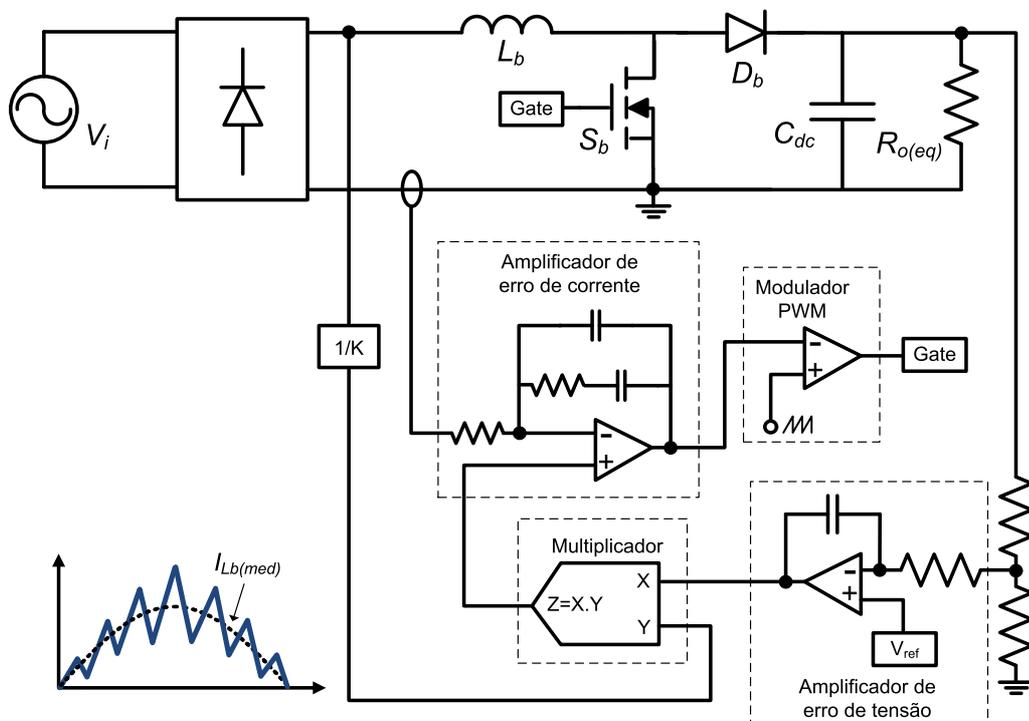


Fig. 4.11. Diagrama esquemático do controle por corrente média aplicado a um conversor *boost*.

A técnica por pico de corrente compara a corrente no interruptor com um sinal de referência obtido a partir de uma amostra da tensão de entrada. O interruptor é bloqueado quando a amostra da corrente se iguala à referência, de forma análoga à modulação por histerese, como mostram as formas de onda da Fig. 4.12. O estado de condução do interruptor é definido pelo modulador PWM (do inglês, *pulse width modulation*), sendo que a frequência de comutação é constante. As principais características atribuídas a esta técnica são a amostragem apenas da corrente no interruptor; a não necessidade de um amplificador de erro de corrente; e a necessidade de sensores de corrente e multiplicadores, tornando o circuito de controle complexo.

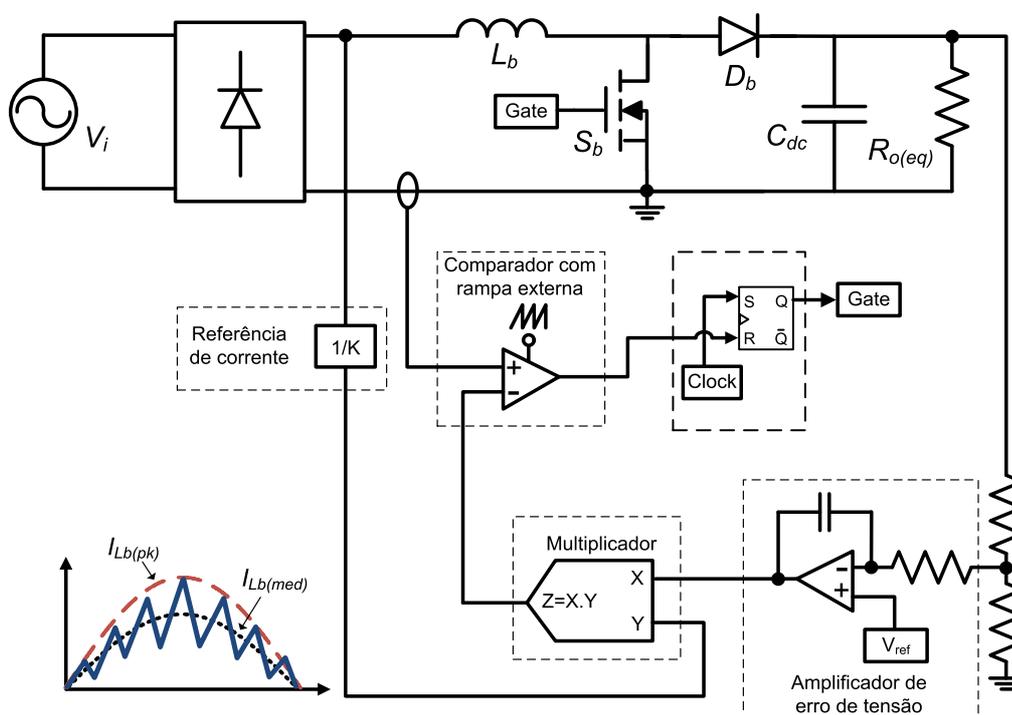


Fig. 4.12. Diagrama esquemático do controle por pico de corrente aplicado a um conversor *boost*.

A técnica de controle ciclo a ciclo (OCC, do inglês, *one-cycle control*) utiliza menor número de componentes no circuito de controle. Portanto, esse método não emprega multiplicadores analógicos, não amostra a tensão de entrada e não utiliza um oscilador com rampa fixa. A tensão de saída do conversor é comparada com uma tensão de referência usando um amplificador de erro que também fornece a compensação, gerando um sinal de erro ou de modulação. O ponto principal do controle ciclo a ciclo é o integrador reinicializável mostrado na Fig. 4.13, que integra a tensão de modulação e é reinicializado ao término de cada ciclo de comutação. Como a largura de banda da malha de tensão é muito estreita, a tensão de modulação varia muito lentamente, podendo ser considerada constante ao longo de um ciclo de comutação. Isto quer dizer que a saída do integrador é uma rampa linear.

A rampa variável é comparada com a tensão de erro subtraída do sinal de corrente para gerar o sinal de acionamento do interruptor. As principais características atribuídas a esta técnica são a não necessidade de amostrar a tensão de entrada senoidal, como uma forma de onda a ser imposta para a corrente de entrada; e a ausência de multiplicadores e divisores, simplificando o circuito de controle.

A estratégia de autocontrole também é uma técnica bem interessante em algumas aplicações, visto que ela utiliza um menor número de sensores para amostrar a corrente no indutor e a tensão de saída, sendo semelhante ao controle ciclo a ciclo. De acordo com a Fig. 4.14, a corrente de pico é amostrada diretamente no circuito e multiplicada por um ganho  $K_{samp}$ , de modo que seu respectivo valor permaneça dentro de uma banda de tensão moduladora triangular. Este valor é subtraído da amplitude do modulador, sendo que a forma de onda senoidal retificada invertida é multiplicada pelo sinal de erro da malha de tensão e então comparada com o modulador dente de serra, gerando o sinal PWM para o interruptor. As vantagens atribuídas a esta técnica são a não necessidade de amostrar a tensão de entrada ou geração de uma referência de corrente; a utilização de um compensador proporcional, tornando o sistema mais robusto e redução dos esforços resultantes mediante a utilização de controle digital.

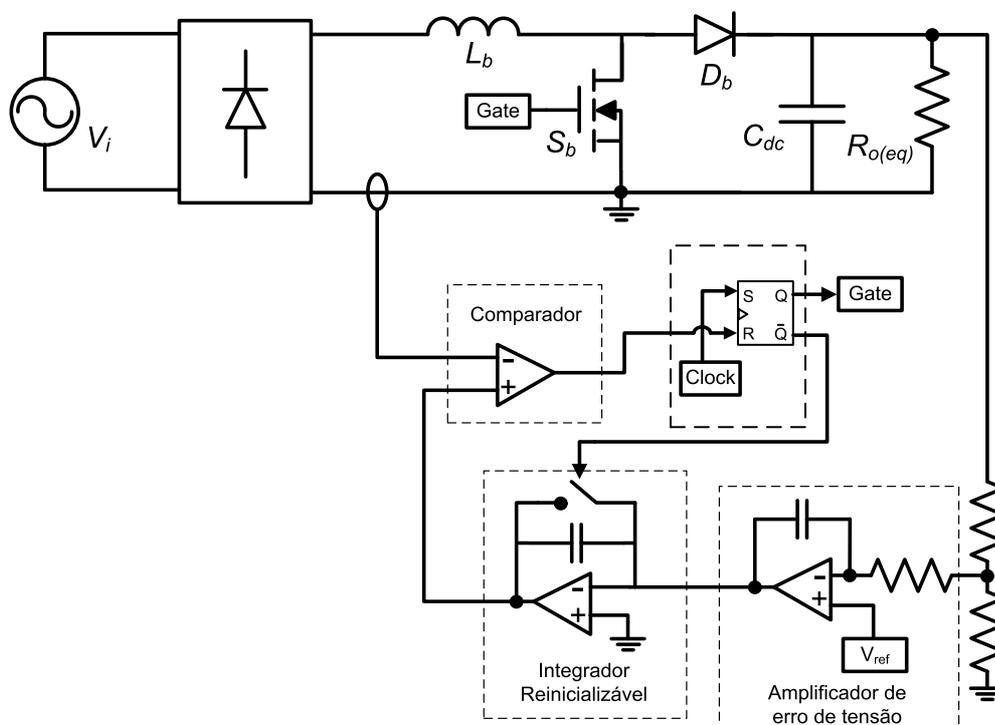


Fig. 4.13. Esquemático de controle ciclo a ciclo aplicado a um conversor *boost*.

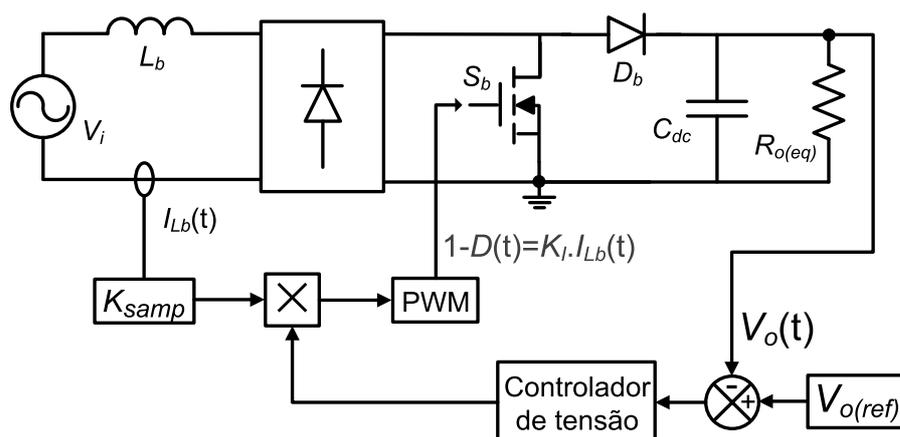


Fig. 4.14. Esquemático da técnica de autocontrole aplicado a um conversor *boost*.

Segundo a literatura técnica e em conformidade com trabalhos anteriores como Pereira et al. (2014) e Souza et al. (2015), as técnicas de PFC CCM com melhor desempenho são o controle ciclo a ciclo, que apresenta menor número de componentes aliado à elevada eficiência total do conversor; e o controle por corrente média, que apresenta circuitos integrados já conhecidos e também retorna alto fator de potência e elevada eficiência. Desta forma, as duas técnicas foram escolhidas para a referida aplicação em EHC COB LEDs e serão tema de estudo e implementação ao longo dos Capítulos 5 e 6 desta tese.

#### 4.3.3. TOPOLOGIAS PARA O ESTÁGIO DE CONTROLE DE POTÊNCIA

A premissa previamente estabelecida é de que o estágio PC possui, teoricamente, o menor nível de eficiência por apresentar correntes eficazes elevadas em todos os elementos do circuito de potência. Além disso, por se tratar de um acionamento com barramento em alta tensão, esses mesmos componentes também apresentarão elevada tensão (proporcionada pela tensão de barramento CC do estágio PFC), o que pode caracterizar significativas perdas em interruptores e elementos magnéticos.

Estabeleceu-se, então, o foco principal na avaliação e concepção de estruturas viáveis e mais eficientes para este estágio de acionamento, de modo que o conversor *buck* entrelaçado (ou IBC, *Interleaved Buck Converter*) se mostra como a melhor alternativa neste caso. Inicialmente, a estrutura PC de  $n$  células é apresentada na Fig. 4.15 (a), a qual é acionada a partir do barramento de alta tensão característico da etapa PFC. Adicionalmente, a estrutura de  $n$  células com acionamento síncrono dos interruptores (isto é, o conversor *buck* síncrono entrelaçado), é também mostrada na Fig. 4.15 (b).

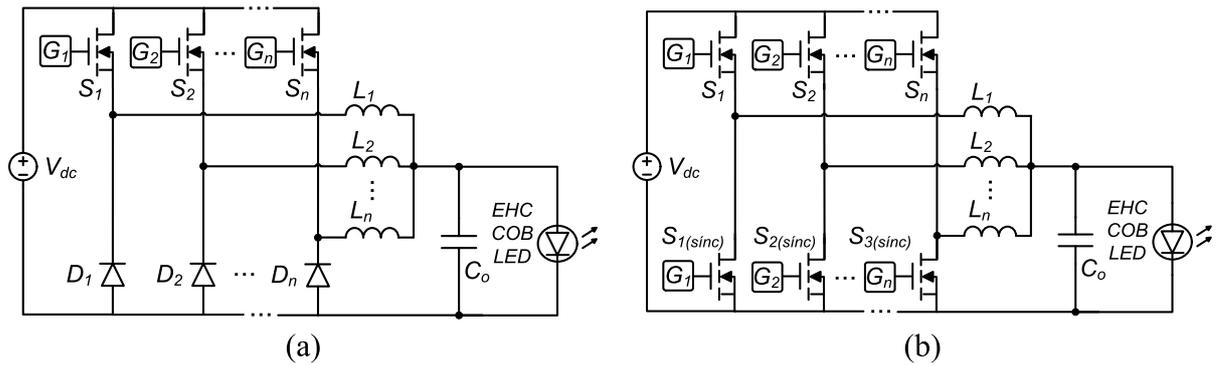


Fig. 4.15. Conversores *buck* entrelaçados de  $n$  células como estágios reguladores da potência de saída. (a) Topologia convencional e (b) topologia síncrona.

As principais formas de onda para um IBC de três células, as quais foram obtidas por simulação para o ponto de operação da Tabela 4.3, são apresentadas na Fig. 4.16. Estas simulações foram realizadas igualmente com o programa computacional PSIM® 11.0, de modo que os parâmetros utilizados foram  $L_1 = L_2 = L_3 = 560 \mu\text{H}$  e  $C_o = 40 \mu\text{F}$ . Além disso, os parâmetros correspondentes ao modelo linear do EHC COB LED utilizados nas simulações do estágio PC foram  $V_l = 40.5 \text{ V}$  e  $r_d = 0.95 \Omega$ , conforme definido anteriormente no capítulo 3. A corrente de projeto é  $I_{COB} = 10 \text{ A}$ . Como  $r_d$  possui valores muito reduzidos em EHC COB LEDs, a ondulação máxima de alta frequência no capacitor  $C_o$  também deve ser significativamente pequena, pois a respectiva ondulação de corrente também será igualmente afetada neste caso.

Tabela 4.3. Parâmetros de projeto de simulação para os conversores IBC e EGIBC como estágios PC.

Parâmetro	Simbologia	Valor (Unidade)
Tensão média de saída do barramento CC	$V_{dc}$	400 V
Ondulação de tensão de baixa frequência do barramento	$\Delta V_{dc}$	20 V
Potência média de saída	$P_o$	500 W
Frequência de comutação	$f_{s(PC)}$	40 kHz
Máxima ondulação de corrente nos indutores entrelaçados	$\Delta I_{Ln}$	$40\% \times I_{Ln}$
Máxima ondulação de tensão no capacitor de saída	$\Delta V_{C_o}$	$0,15\% \times V_{C_o} = 75 \text{ mV}$
Máxima ondulação de corrente de alta frequência no EHC COB LED	$\Delta I_{COB}$	$0,75\% \times I_{COB} \approx 75 \text{ mA}$

Mais recentemente, analisando a literatura técnica, a alternativa baseada no conversor EGIBC (do inglês, *Extended Gain Interleaved Buck Converter*) vem sendo estudada para aplicações com elevados ganhos CC (LEE et al., 2012). Esta estrutura, a qual é apresentada na Fig. 4.17, possui a interessante característica de dobrar o ganho estático, facilitando a controlabilidade da corrente de saída. Para isso, ela modifica a estrutura básica do conversor IBC de modo a incluir um capacitor de acoplamento série que possui a função de armazenar e

prover energia à carga durante as suas etapas de operação. Assim, este conversor apresenta perfeita adequação à aplicação proposta e assim, ele será mais bem detalhado, dinamicamente modelado e implementado experimentalmente no capítulo 6 desta tese.

Inicialmente, esta topologia foi projetada e simulada para o ponto de operação da Tabela 4.3, de modo que as principais formas de onda são apresentadas em Fig. 4.18. Os parâmetros utilizados nesta simulação foram  $L_1 = L_2 = 500 \mu\text{H}$ ,  $C_s = 12 \mu\text{F}$  e  $C_o = 40 \mu\text{F}$ . Pode-se notar que, neste caso, além de diminuir as perdas por condução pela distribuição de corrente entre células, esta topologia também caracteriza menores perdas por comutação, pois as tensões nos elementos semicondutores são reduzidas à metade da tensão de barramento. Além disso, elementos semicondutores com menores níveis de tensão máxima podem ser utilizados em sua implementação, de modo que o custo total do conversor também será reduzido.

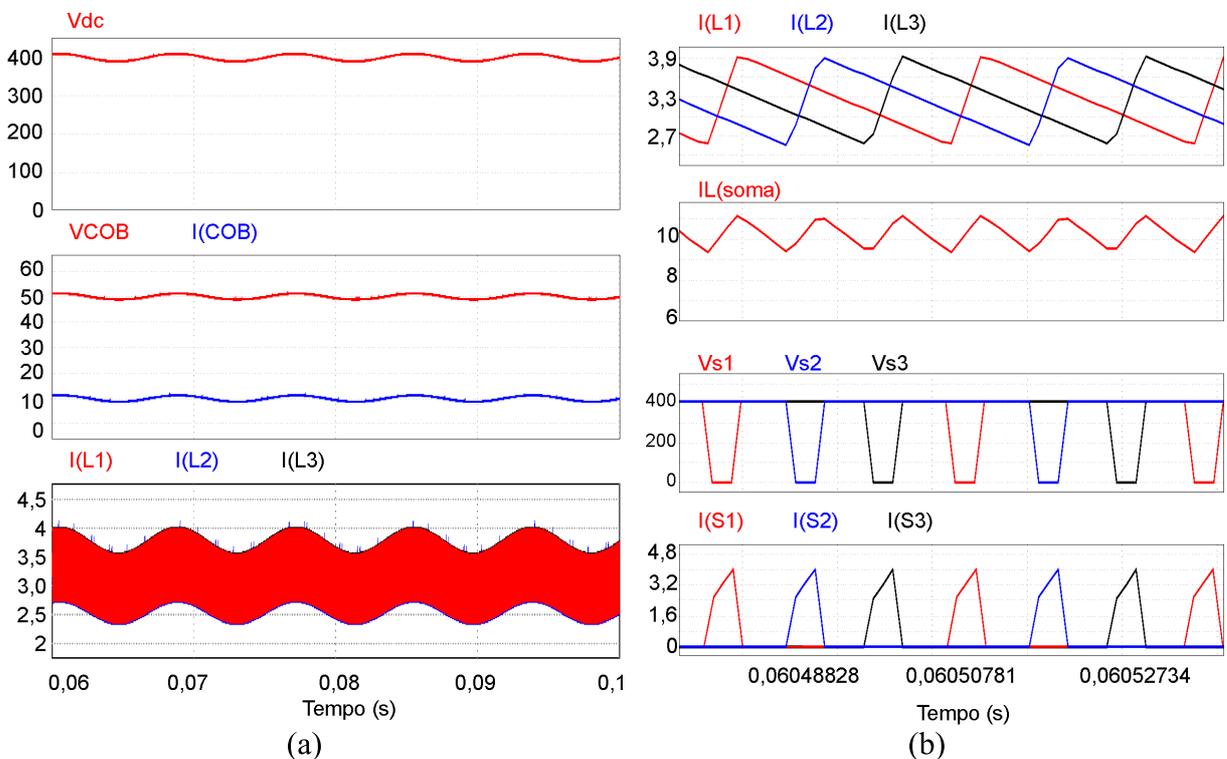


Fig. 4.16. Principais formas de onda obtidas por simulação para o conversor *buck* entrelaçado de três células operando em CCM. (a) Visualização em baixa frequência e (b) em alta frequência.

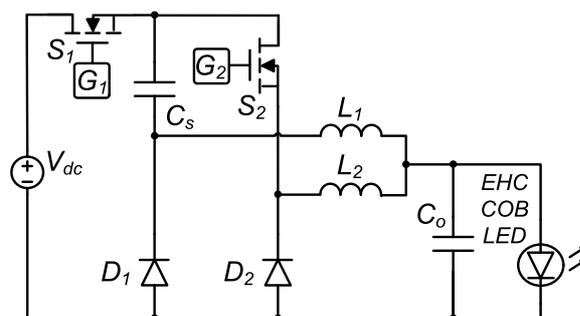


Fig. 4.17. Conversor *buck* entrelaçado de duas células com razão cíclica estendida (EGIBC).

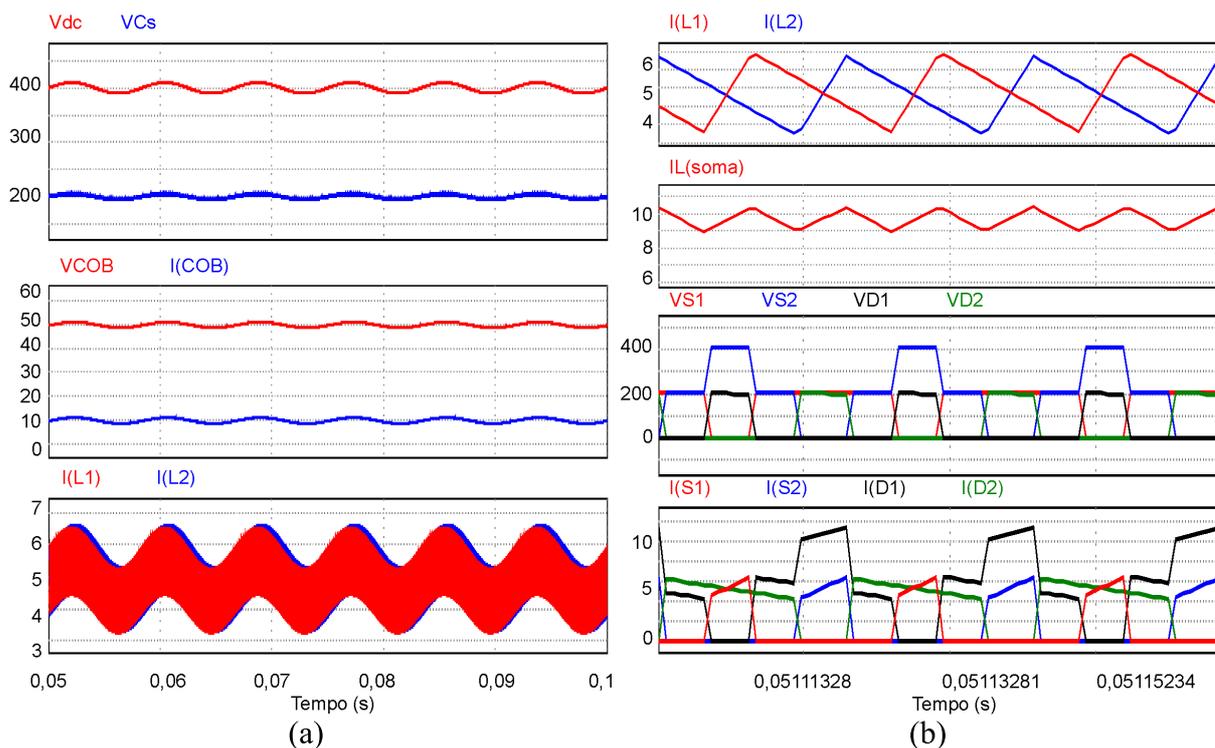


Fig. 4.18. Principais formas de onda obtidas por simulação para o conversor EGIBC de duas células operando em modo de condução contínua. (a) Visualização em baixa frequência e (b) em alta frequência.

#### 4.3.4. ESTÁGIO DE ISOLAMENTO BASEADO NO CONVERSOR EGIBC

O conversor EGIBC possui a sua versão isolada, sendo ela inicialmente proposta e descrita em Kim et al. (2017). Dependendo da aplicação, o isolamento entre o barramento e a carga pode ser requerido, de modo que esta estrutura é apresentada como uma opção viável nesse caso. Esta versão isolada do conversor EGIBC pode ser derivada a partir da estrutura original em conjunto com o inversor em ponte completa seguido por retificação síncrona ou a diodos, conforme mostrado na Fig. 4.19. O conversor EGIBC isolado foi projetado seguindo a principal referência (KIM et al., 2017) e simulado conforme o ponto de operação mostrado na Tabela 4.3, de modo que as principais formas de onda obtidas são mostradas na Fig. 4.20.

Esta topologia é apresentada nesta tese como uma interessante solução no caso de um estágio adicional de isolamento ser necessário, dependendo do tipo de aplicação. É importante enfatizar, ainda, que esta estrutura não está no escopo dos resultados experimentais apresentados neste trabalho, sendo analisada apenas por simulação nesta seção. Assim sendo, pode-se observar que as mesmas características da topologia EGIBC não isolada são observadas nesta estrutura. A maior diferença reside no fato de o transformador empregado conduzir a totalidade da corrente nominal que alimenta a carga. Este fato se traduzirá no

maior volume prático deste elemento magnético, o qual é projetado para maiores níveis de corrente eficaz se comparado à topologia EGIBC não isolada.

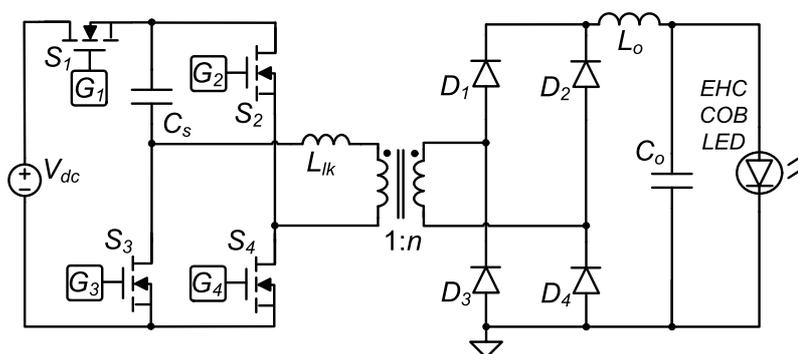


Fig. 4.19. Estrutura isolada baseada no conversor EGIBC.

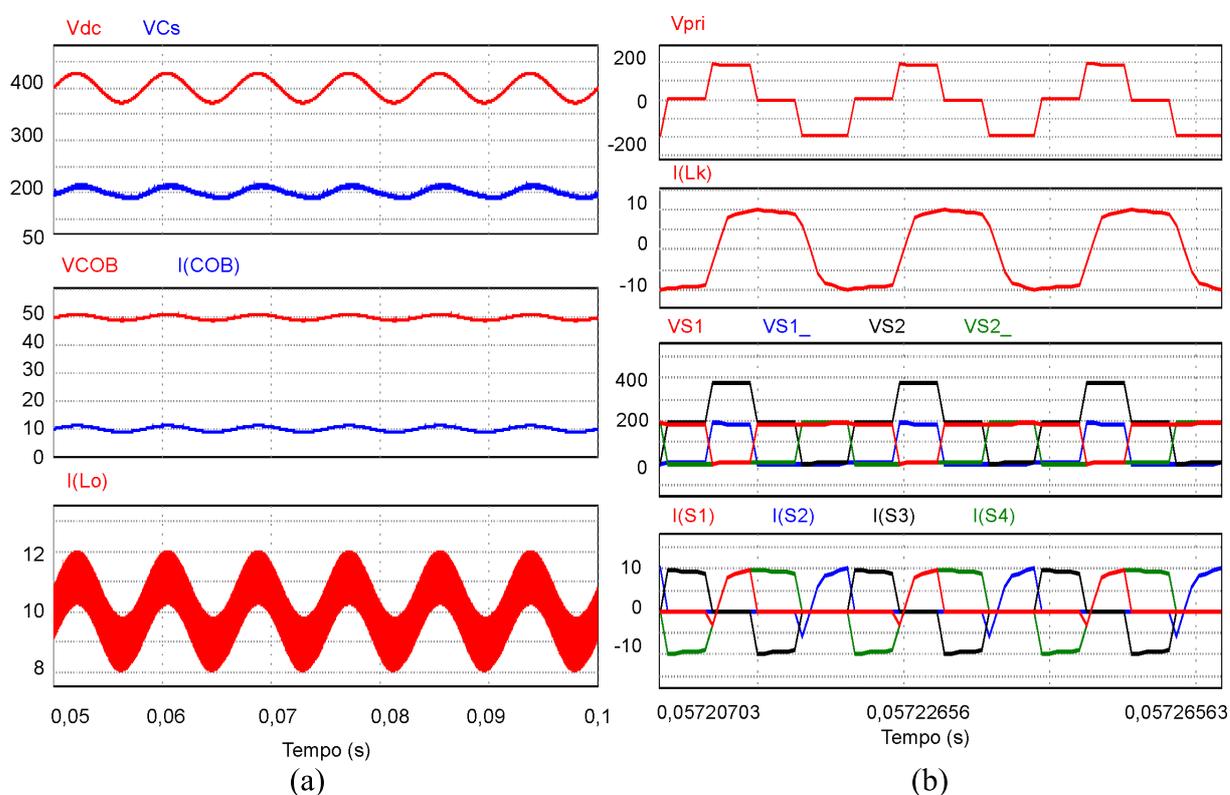


Fig. 4.20. Principais formas de onda obtidas por simulação para o conversor EGIBC isolado operando em modo de condução contínua. (a) Visualização em baixa frequência e (b) em alta frequência.

#### 4.4. CONCLUSÕES PARCIAIS

Este capítulo descreveu a análise de aplicabilidade de topologias de um ou mais estágios para aplicações de elevada corrente. Inicialmente, foi realizada a avaliação para algumas topologias de único estágio aplicadas como circuitos de acionamento de um EHC COB LED. Os conversores analisados foram as estruturas *buck* e *buck-boost* convencionais, as suas versões com duas células entrelaçadas, e o conversor *buck* multinível em corrente. As

informações pertinentes aos resultados obtidos são apresentados no Anexo 1 desta tese, sendo que o programa computacional PSIM 11.1<sup>®</sup> foi utilizado nas simulações, o qual permite a inclusão de parâmetros intrínsecos nos interruptores e demais elementos do circuito de potência. Esse fato permite, então, a obtenção de resultados teóricos mais próximos da realidade.

Considerando o modo de operação DCM, as características obtidas se traduzem em maiores níveis de corrente eficaz. Desse modo, as perdas por condução nos interruptores são mais significativas nesse caso. Os mesmos conversores foram estudados operando em CCM e, conseqüentemente, uma melhora de eficiência foi reportada. Com a natureza contínua da corrente no indutor, os níveis eficazes são minimizados, sendo esse modo de condução ideal para potências e correntes mais elevadas. O conversor *buck* entrelaçado em CCM resultou em uma melhora significativa da eficiência total. Nesse caso, utilizando um conversor de duas células, cada interruptor processa metade da corrente nominal do circuito, melhorando significativamente a eficiência do sistema.

Sendo assim, a partir dos resultados de simulação, notam-se melhores resultados de eficiência em estruturas que operam em CCM. Além disso, a inclusão de células entrelaçadas tem a tendência de aumentar a eficiência total do circuito de acionamento, pois os interruptores e indutores processam correntes menores em cada célula. Os melhores resultados foram obtidos a partir da estrutura *buck* entrelaçada, com eficiências da ordem de 89% nesses casos. Não obstante, as limitações encontradas foram referentes à eficiência total e também ao emprego de capacitores eletrolíticos de elevados valores, os quais possuem reduzida vida útil para o emprego em luminárias LED.

Desta forma, partiu-se à análise dos conversores de dois estágios, os quais são capazes de proporcionar as características necessárias à aplicação de EHC COB LEDs. Para o estágio de correção do fator de potência, algumas topologias *boost* e as diversas opções de controle PFC em CCM foram descritas. Foram destacados o conversor *boost* clássico, o conversor *boost bridgeless dual-boost* e o conversor *boost* trifásico controlado, os quais foram igualmente analisados por simulações computacionais não-ideais. Devido à menor complexidade aliada à elevada eficiência, o conversor *boost* convencional foi escolhido como opção mais viável ao estágio PFC do conversor de dois estágios. Além disso, as técnicas de correção PFC em CCM foram igualmente analisadas, tendo sido escolhidos os modos ciclo-a-ciclo e corrente média, as quais apresentam os melhores resultados na literatura técnica.

Para o estágio de controle de potência, foram apresentados os conversores *buck* CC-CC com característica entrelaçada, que caracteriza a divisão de esforços de corrente em duas ou mais células. O conversor EGIBC se mostrou como uma interessante variação da estrutura entrelaçada, sendo que ele proporciona maior ganho estático. Para aplicações nas quais a razão cíclica possui valor muito reduzido, como no caso estudado neste trabalho, o conversor EGIBC possui ótima aplicabilidade, pois esta estrutura facilita o desenvolvimento de estratégias de controle para a corrente de saída por meio da sua inerente característica de maiores larguras de pulsos aplicadas aos interruptores principais. Foi também apresentada uma variação do conversor EGIBC que considera um estágio intermediário adicional de isolamento. Esta topologia específica é uma solução para as aplicações que requerem isolamento elétrica e que, ainda assim, incorpora as principais vantagens atribuídas ao conversor EGIBC. Ao longo dos próximos capítulos, as topologias escolhidas para cada estágio serão projetadas e implementadas de forma a estabelecer um método confiável de acionamento para aplicações de EHC COB LEDs.

## 5. PROPOSTA DE MODELAGEM MÉDIA DE UM PRÉ-REGULADOR *BOOST* EM CCM E VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL COM UM CONVERSOR DE DOIS ESTÁGIOS

Para que o circuito de acionamento do EHC COB LED opere adequadamente, é necessário que ele atenda a muitas características, tais como controle da corrente de saída com reduzida oscilação de baixa frequência, correção de fator de potência, longa vida útil e elevada eficiência. Conforme foi demonstrado anteriormente, as soluções mais simples são derivadas de topologias de estágio único, mas elas possuem algumas restrições relacionadas à eficiência e vida útil quando operam em altas correntes.

A solução a ser considerada é a utilização de dois estágios de conversão com distintas atribuições de controle (XIE, 2011), ou seja, uma parcela que possui a função PFC e outra com função PC, como já discutido anteriormente no Capítulo 4. Uma estrutura viável concebida com base neste conceito é, então, mostrada na Fig. 5.1. Essa topologia baseia-se em um retificador do tipo *boost* PFC operando em CCM, bem como um segundo estágio PC, o qual emprega um conversor *buck* CCM entrelaçado genérico de  $n$  células.

Um barramento de alta tensão é, neste caso, utilizado entre os dois estágios, de forma que o emprego de capacitores de filme de longa vida útil possa ser considerado. É importante mencionar que, atualmente, há grande disponibilidade de circuitos de controle dedicados ao acionamento do interruptor principal no pré-regulador *boost* CCM. Isso se deve ao fato deste interruptor apresentar a mesma referência nos circuitos de potência e controle, aliado também a menores esforços de corrente do modo CCM. A tensão que será aplicada ao barramento intermediário possui amplitude maior que a tensão de entrada da rede CA (220 V), sendo que uma estrutura elevadora é obrigatória neste caso.

Por outro lado, o conversor *buck* entrelaçado operando em CCM foi escolhido para o segundo estágio devido à melhora na eficiência total teórica já estudada anteriormente no Capítulo 4. Da mesma forma, o modo de condução contínua se faz extremamente importante nessa etapa de conversão, pois os maiores valores de corrente eficaz nos interruptores são esperados neste segundo estágio. Como já foi mencionado, o modo CCM viabiliza menores valores de pico das correntes nos interruptores, acarretando também em menores valores eficazes. Considera-se então que, aliado à conexão entrelaçada de células, este fato gera o conseqüente aumento da eficiência total do conversor.

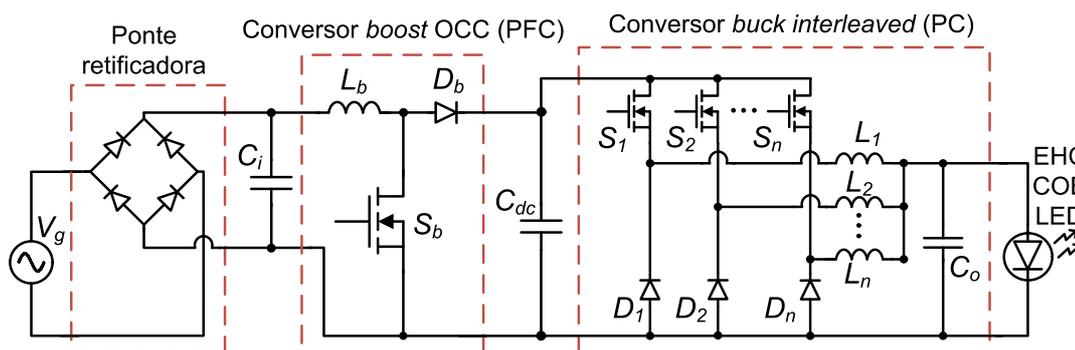


Fig. 5.1. Conversor de dois estágios direcionado ao acionamento do EHC COB LED Apollo 600.

O conversor de dois estágios tem operação independente para cada etapa. É possível, por exemplo, a utilização de distintas frequências de comutação para cada etapa, facilitando o projeto de componentes específicos, conforme o valor eficaz de corrente correspondente a cada estágio. É importante ressaltar também que, considerando dois estágios de conversão, a eficiência total do circuito é computada pelo produto das eficiências individuais de cada etapa. Além disso, quando um barramento de alta tensão é utilizado, todos os interruptores do circuito deverão ser capazes de suportar aquele nível de tensão, independente do estágio. Isso pode acarretar na utilização de MOSFETs com maiores resistências de condução  $R_{ds(on)}$ , fato este que influenciará nas perdas por condução e comutação caracterizadas nestes dispositivos. Assim, a escolha do nível de tensão, a qual é aplicada ao barramento, deve ser devidamente avaliada.

Deste modo, os principais objetivos em uma proposta de dois estágios é a obtenção de uma topologia com elevada eficiência total e que não utilize capacitores eletrolíticos para a filtragem da baixa frequência. Em se tratando de conversores que processam elevados níveis de corrente, a eficiência é extremamente afetada, podendo levar a resultados não satisfatórios. Tomando por base a análise realizada anteriormente para conversores de um estágio, define-se como objetivo inicial, um valor superior a 90% de eficiência nessa estrutura.

### 5.1. PRÉ-REGULADOR *BOOST* PFC COM CONTROLE CICLO A CICLO

As especificações de projeto do retificador *boost* CCM, como estágio PFC, são mostradas na Tabela 5.1. Adicionalmente, as expressões que regem o seu funcionamento operando como estágio pré-regulador de fator de potência são descritas na literatura técnica em Qiao & Smedley (2001), Tofoli (2005) e Pereira (2015), de modo que serão reproduzidas nessa seção para o cálculo dos componentes que fazem parte do circuito de potência. Inicialmente, as correntes de entrada eficaz e de pico são calculadas por (5.1), sendo  $P_g$  e  $P_o$  as potências médias de entrada e de saída, respectivamente ( $P_o = P_g$  para o caso ideal).

Tabela 5.1. Parâmetros de projeto do retificador *boost* como estágio PFC com controle ciclo a ciclo.

Parâmetro	Simbologia	Valor (Unidade)
Tensão eficaz da rede CA	$V_{g(rms)}$	220 V
Tensão de pico da rede CA	$V_{g(pico)}$	311 V
Frequência da rede CA	$f_L$	60 Hz
Tensão média de saída do barramento CC	$V_{dc}$	400 V
Potência média de saída	$P_o$	500 W
Frequência de comutação	$f_{s(PFC)}$	60 kHz
Máxima ondulação de corrente no indutor <i>boost</i>	$\Delta I_{Lb}$	$20\% \times I_{i(pico)} = 0,64$ A
Máxima ondulação de tensão no capacitor de barramento	$\Delta V_{C(dc)}$	$5\% \times V_{dc} = 20$ V

$$I_{g(rms)} = \frac{P_g}{V_{g(rms)}} = 2,27 \text{ A}; I_{g(pico)} = \sqrt{2} \cdot I_{g(rms)} = 3,21 \text{ A} \quad (5.1)$$

A corrente máxima no indutor *boost* é definida como sendo a corrente de pico de entrada. As expressões utilizadas no cálculo da indutância *boost* são, então, mostradas em (5.2) e (5.3). Inicialmente, o valor da ondulação máxima da corrente parametrizada depende do valor do parâmetro  $\beta$ , o qual é encontrado por meio de (5.2).

$$\beta = \frac{V_{dc}}{V_{g(pico)}} = 1,28; \overline{\Delta I_{Lb}} = \frac{\beta}{4} = 0,32 \quad (5.2)$$

sendo  $\beta$  o parâmetro que representa a razão entre as tensões de saída e entrada, e  $\overline{\Delta I_{Lb}}$  o máximo valor da ondulação parametrizada da corrente no indutor, localizado próximo ao pico da tensão da rede CA.

$$L_b = \frac{V_{g(pico)}}{f_{s(PFC)}} \cdot \frac{\overline{\Delta I_{Lb}}}{\Delta I_{Lb}} = 2,69 \text{ mH} \quad (5.3)$$

sendo  $\Delta I_{Lb}$  o máximo valor de ondulação da corrente no indutor definido em projeto.

A expressão para a razão cíclica mínima é dada por (5.4), a qual existe no instante em que ocorre o pico da tensão da rede CA.

$$D_{\min} = \frac{V_{dc} - V_{g(pico)}}{V_{dc}} = 0,22 \quad (5.4)$$

Finalmente, a capacitância de saída empregada no barramento CC, é obtida pela expressão (5.5), a qual é proporcional à potência de saída de projeto e inversamente proporcional à tensão que é aplicada ao barramento de saída, bem como o seu nível de ondulação. Dessa forma, é interessante que a tensão de barramento possua valor elevado, de modo a proporcionar significativa redução no tamanho do capacitor que será empregado.

$$C_{dc} = \frac{P_o}{2 \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_L) \cdot V_{dc} \cdot \Delta V_{dc}} = 165,78 \mu\text{F} \quad (5.5)$$

Os esforços de corrente e tensão nos diodos da ponte retificadora são dados pelas expressões subsequentes (TOFOLI, 2005), sendo a corrente média e a corrente eficaz definidas por (5.6) e a tensão reversa máxima obtida por (5.7).

$$I_{Dret(med)} = \frac{I_{g(pico)}}{\pi} = 1,02 \text{ A}; I_{Dret(rms)} = \frac{I_{g(pico)}}{2} = 1,61 \text{ A} \quad (5.6)$$

$$V_{Dret(max)} = V_{g(pico)} = 311,12 \text{ V} \quad (5.7)$$

Os esforços de corrente no diodo *boost* são obtidos por (5.8), considerando os seus valores médio e eficaz; enquanto a tensão reversa máxima é dada por (5.9).

$$I_{Db(med)} = \frac{P_o}{V_{dc}} = 1,25 \text{ A}; I_{Db(rms)} = \sqrt{\frac{3}{8}} \cdot \frac{P_o}{V_{dc}} = 0,76 \text{ A} \quad (5.8)$$

$$V_{Db(max)} = V_{dc} + \frac{\Delta V_{dc}}{2} = 410 \text{ V} \quad (5.9)$$

Os esforços de corrente no interruptor controlado são dados pela expressão (5.10), considerando os valores médio e eficaz; enquanto a tensão reversa máxima é dada por (5.11).

$$I_{Sb(med)} = \frac{2I_{g(pico)}}{\pi} \cdot \left(1 - \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_{g(pico)}}{V_{dc}}\right) = 0,79 \text{ A}; I_{Sb(rms)} = I_{g(rms)} \cdot \left(1 - \frac{8}{3\pi} \cdot \frac{V_{g(pico)}}{V_{dc}}\right) = 0,77 \text{ A} \quad (5.10)$$

$$V_{Sb(max)} = V_{dc} + \frac{\Delta V_{dc}}{2} = 410 \text{ V} \quad (5.11)$$

O modo corrente com controle ciclo a ciclo (OCC) (SMEDLEY & CUK, 1995) é a técnica que será empregada no primeiro estágio do *driver* implementado neste capítulo. Como já visto, esta técnica possui algumas vantagens de simplicidade quando comparada a outros modos descritos na literatura técnica. Os benefícios residem, principalmente, no fato de que não é necessário o sensoramento da tensão de entrada e, além disso, a malha interna de controle de corrente é baseada em um circuito integrador resetável. Este integrador é geralmente fixado internamente por circuitos integrados dedicados, os quais possuem concepção mais simples do que o controlador exigido no caso de outros métodos de controle como, por exemplo, pico de corrente. Para tal tarefa, foi então utilizado o circuito integrado (CI) IR1150 (da *International Rectifier*) (IR, 2005), sendo que ele oferece os requisitos necessários para esta aplicação proposta.

O circuito esquemático do conversor *boost* CCM PFC operando com o controle ciclo a ciclo do IR1150 é mostrado na Fig. 5.2. Nesse circuito esquemático, são mostrados também

os modelos dos interruptores e da ponte retificadora que foram utilizados. Adicionalmente, a Fig. 5.3 mostra o diagrama característico do modo corrente com controle ciclo a ciclo, o qual é considerado internamente ao CI IR1150. Os componentes calculados para o circuito de potência e também os componentes do circuito de controle, calculados segundo IR (2007), são sumarizados na Tabela 5.2. A teoria do cálculo destes componentes de controle é conhecida na literatura técnica e detalhadamente descrita em IR (2007), sendo, por isso, suprimida deste trabalho. Uma exceção aqui abordada é o projeto e implementação prática da malha externa de controle de tensão, a qual utiliza, neste trabalho, a metodologia baseada em uma nova proposta de modelagem média na frequência da rede elétrica retificada. Desta forma, os componentes do compensador da referida malha de controle de tensão são omitidos da Tabela 5.2, pois serão propriamente aprofundados e calculados na seção 5.1.4.

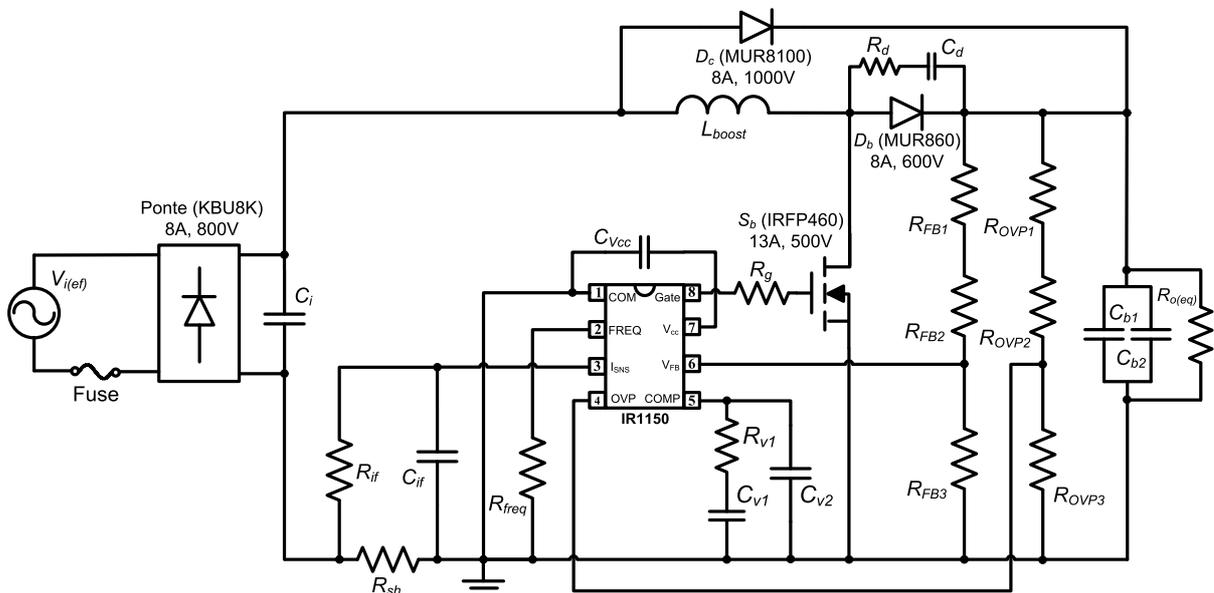


Fig. 5.2. Retificador *boost* monofásico como estágio PFC e barramento de alta tensão com controle ciclo a ciclo pelo circuito integrado IR1150.

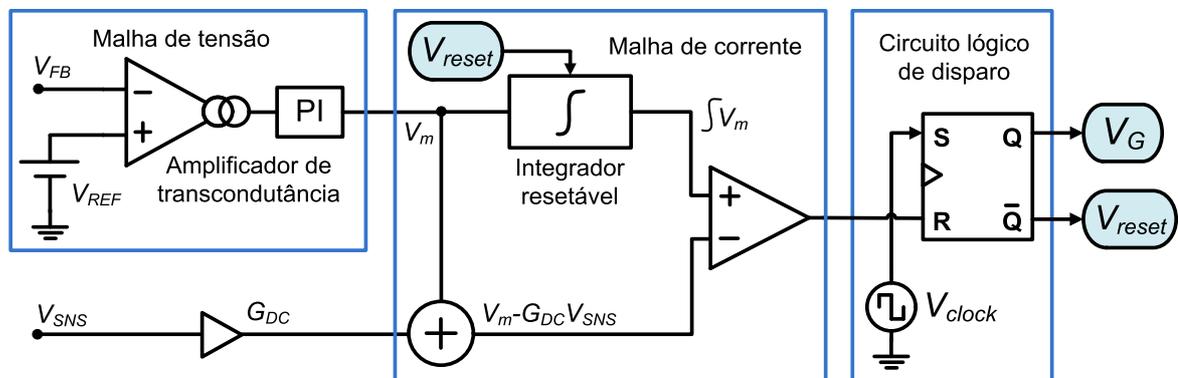


Fig. 5.3. Diagrama de blocos do circuito de controle PFC com a técnica ciclo a ciclo característica do IR1150.

Tabela 5.2. Componentes calculados para o conversor *boost* CCM PFC, com controle ciclo a ciclo, como primeiro estágio do *driver*.

Parâmetro	Simbologia	Valor (Unidade)
Indutor <i>boost</i>	$L_b$	2,7 mH
Capacitor de entrada	$C_i$	100 nF
Capacitores de barramento CC	$C_{dc1}, C_{dc2}$	80 $\mu$ F
Resistência equivalente de saída	$R_{dc(eq)}$	320 $\Omega$
Resistor <i>snubber</i> do diodo <i>boost</i>	$R_d$	100 $\Omega$
Capacitor <i>snubber</i> do diodo <i>boost</i>	$C_d$	100 pF
Capacitor de desacoplamento	$C_{Vcc}$	100 nF
Resistores de realimentação de tensão 1 e 2	$R_{FB1}, R_{FB2}$	499 k $\Omega$
Resistor de realimentação de tensão 3	$R_{FB3}$	15 k $\Omega$
Resistores de proteção contra sobretensão 1 e 2	$R_{OVP1}, R_{OVP2}$	499 k $\Omega$
Resistor de proteção contra sobretensão 3	$R_{OVP3}$	17 k $\Omega$
Resistor de <i>gate</i> do MOSFET	$R_g$	5,2 $\Omega$
Resistor de frequência de comutação	$R_{freq}$	150 k $\Omega$
Resistor sensor de corrente ( <i>shunt</i> )	$R_{sh}$	0,2 $\Omega$
Resistor de filtro do sensor de corrente	$R_{if}$	100 $\Omega$
Capacitor de filtro do sensor de corrente	$C_{if}$	6,8 nF

### 5.1.1. ANÁLISE DE UM BARRAMENTO CC DE ALTA TENSÃO PARA MINIMIZAÇÃO DA CAPACITÂNCIA DE BAIXA FREQUÊNCIA

Essa subseção tem por objetivo realizar um estudo sobre o efeito que um barramento de alta tensão tem no tamanho da capacitância que será empregada nesta etapa. Geralmente, para a filtragem da baixa frequência proveniente da forma de onda senoidal da rede CA e posteriormente retificada pela ponte de diodos, é necessário um elevado valor de capacitância, o que é indesejável em circuitos de acionamento de LEDs. Sendo assim, considerando o ponto de operação escolhido, é realizada uma análise por meio de gráficos de superfície e o efeito que variações na tensão e na ondulação da tensão têm no valor de capacitância que será empregado.

Por meio da equação (5.5) apresentada anteriormente, o gráfico de superfície da Fig. 5.4 é traçado considerando variações na tensão média de barramento e na amplitude de sua ondulação de baixa frequência para o ponto de operação de potência escolhido, isto é, 500 W. Considerando a equação (5.5), é possível concluir que, para a obtenção de determinado valor de ondulação, o valor de capacitância será menor quanto maior for o valor da tensão empregada no barramento. Essa é uma técnica interessante e aplicável, a qual pode ser utilizada em circuitos de acionamento de LEDs para a minimização do capacitor de baixa frequência utilizado. Como desvantagem, tem-se que as tensões que os interruptores devem suportar serão iguais à tensão escolhida para o barramento de alta tensão, sendo que cuidados na escolha dos semicondutores devem ser tomados na utilização desse método.

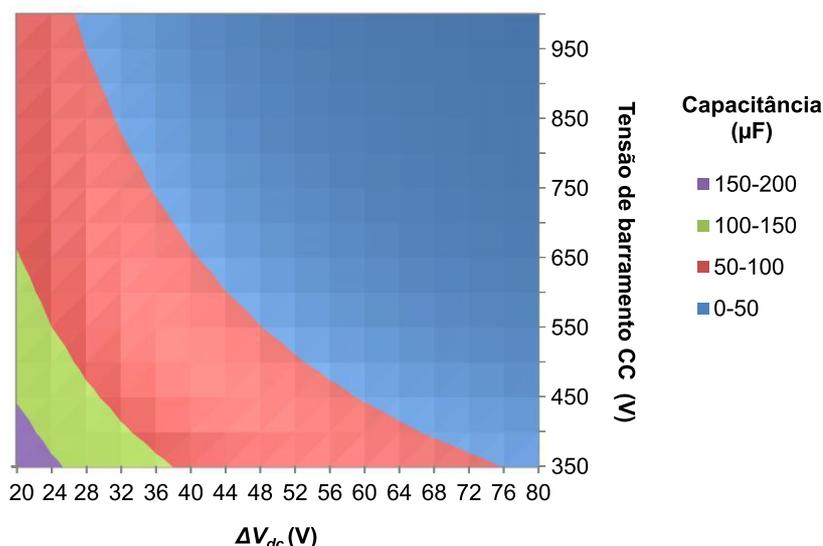


Fig. 5.4. Gráfico de superfície da tensão de barramento, ondulação de tensão e valores de capacitância.

Diante da análise teórica realizada e por meio de simulações computacionais, o ponto de operação escolhido para o barramento CC pôde ser definido em 400 V. Esta escolha é baseada no prévio conhecimento de que esse nível de tensão deverá ser processado, ainda, por um segundo estágio de conversão abaixador, de forma que a relação do ganho estático deve estar de acordo com as limitações impostas pela topologia do estágio PC, isto é, o conversor *buck* entrelaçado. Esse estágio subsequente é necessário devido ao nível de tensão exigido para o acionamento do EHC COB LED ser de 50 V no ponto de operação escolhido, ou seja, 10 A. Definida a tensão média no barramento intermediário, o gráfico da Fig. 5.5 pode ser traçado, o qual representa os valores de capacitância para vários níveis de ondulação de baixa frequência.

Neste ponto, é necessário definir o nível da ondulação de tensão de baixa frequência no barramento CC, o qual deve ser obtido mediante uma análise acerca da transmissão da ondulação ao segundo estágio e, assim, ao EHC COB LED. Neste contexto e, por meio da análise de simulações e trabalhos recentes, a transmissão de ganho CA (*i.e.*, de ondulação de baixa frequência) do conversor *buck* entrelaçado, é unitário (SCHITTLER et al., 2013). Isso significa que a mesma porcentagem de ondulação de tensão de baixa frequência empregada ao barramento intermediário será também transmitida à tensão de saída do EHC COB LED.

Por exemplo, 10% de 400 V significa uma oscilação de pico a pico de 40 V, quando um valor aproximado de 80 μF para a capacitância de barramento é utilizado. Essa ondulação de tensão de 10% é transmitida à carga, a qual teria, conseqüentemente, uma ondulação de tensão de 10%×50 V = 5 V. Devido ao fato de o modelo Apollo 600 possuir  $r_d \approx 1 \Omega$ , a relação entre seus níveis de tensão e corrente  $V_{COB}$  e  $I_{COB}$  também será unitária. Logo,  $\Delta V_{COB} = 5 \text{ V}$

equivale a  $\Delta I_{COB} \approx 5$  A. Ou seja, pelo fato da resistência  $r_d$  ser extremamente pequena nestes dispositivos, uma ondulação de 10% na tensão do EHC COB LED (5 V) proporciona, consequentemente, uma ondulação de aproximadamente 50% em sua corrente (5 A). Considerando agora menores níveis de ondulação, um capacitor de 160  $\mu\text{F}$  (ou dois de 80  $\mu\text{F}$  em paralelo) pode ser utilizado para a obtenção de uma ondulação de tensão de baixa frequência no barramento em torno de 5%, isto é, 20 V ( $\pm 10$  V em torno do ponto médio). Este valor é transmitido à carga por meio do segundo estágio com uma ondulação de tensão na carga de  $5\% \times 50 \text{ V} = 2,5 \text{ V}$ . Devido à relação unitária entre  $V_{COB}$  e  $I_{COB}$ , a ondulação de corrente de baixa frequência neste caso é de 2,5 A; ou seja, 25% do valor médio do ponto de operação (10 A).

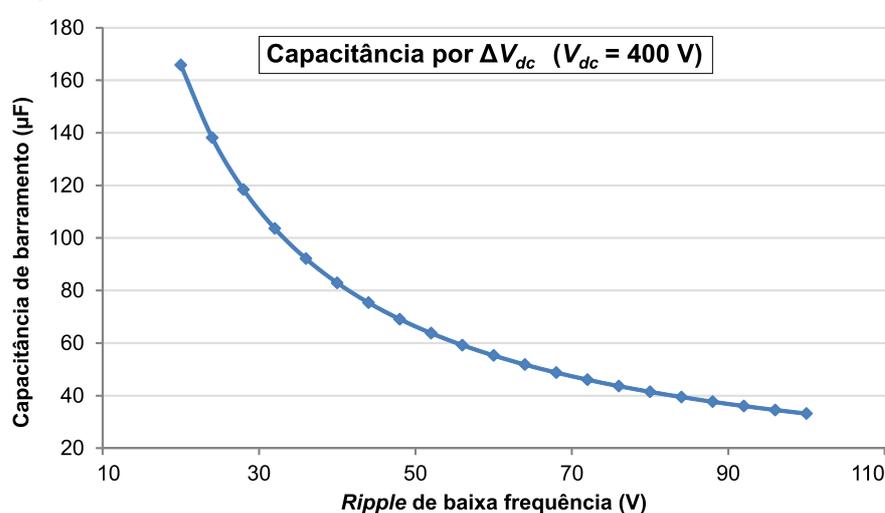


Fig. 5.5. Variação dos valores de capacitância com relação à ondulação de tensão considerando um barramento CC de 400 V.

Este valor de ondulação é, então, definido em projeto na Tabela 5.1. Como visto nas análises entre ondulação de corrente e *flicker* (Capítulo 3), um nível de  $\Delta I_{COB(\%)} \approx 25\%$  proporciona um nível de aproximadamente 12,5% na modulação da luz emitida do EHC COB LED. Portanto, esta porcentagem de ondulação foi escolhida neste trabalho por dois motivos principais: a disponibilidade de material em laboratório (capacitores confeccionados em filme de polipropileno), aliado à proximidade ao ponto de baixo risco de ondulação, *i.e.*, 10% de *flicker*, descrito em recomendações recentes (IEEE, 2015).

Nesta recomendação do ano de 2015, os limites de *flicker* são atribuídos à iluminação de LEDs aplicados a ambientes interiores (com alta luminância, *i.e.*, escotópicos). De outro modo, vários trabalhos com aplicação em iluminação de ambientes exteriores, os quais possuem baixa luminância, utilizam níveis de *flicker* mais elevados (de até 100% em casos de iluminação pública) sem que isso se torne prejudicial à saúde humana (CASAGRANDE et al.,

2013; NOGUEIRA et al. 2014a). No caso específico do tema de estudo neste trabalho, os ambientes exteriores de larga extensão (para aplicação *Floodlighting* de alto fluxo luminoso), requerem análises específicas de *flicker*, dependendo da finalidade do projeto. A priori, pode-se presumir que os riscos à saúde humana (oriundos de elevados níveis de *flicker*) são muito pequenos (ou até inexistentes) devido às inerentes condições de baixa luminância (condição mesópica) dos ambientes. Por outro lado, quando gravações de vídeo em câmera lenta forem necessárias, com altas taxas de *fps* (do inglês, *frames per second*), a modulação na luz emitida pela luminária de um estádio, por exemplo, pode interferir negativamente neste sentido. Uma análise criteriosa deve ser feita nestes casos específicos, as quais não se enquadram, necessariamente, aos limites detalhados na recomendação IEEE de 2015 (IEEE, 2015). Sendo assim, os limites desta recomendação do IEEE foram utilizados neste trabalho apenas como parâmetros base aproximados na definição da ondulação de baixa frequência, sem que seja, obrigatoriamente, estritamente respeitada.

Outro ponto importante a ser considerado na escolha de um capacitor de barramento, é o estudo do volume físico (em geral, elevado) dos capacitores de filme. Uma análise similar em gráficos de superfície pode ser realizada para uma estimativa inicial destes valores. Primeiramente, a proporcionalidade que o valor da capacitância e o nível de tensão têm sobre o volume de um capacitor de placas paralelas é definido pelas equações a seguir.

$$C = \frac{Q}{V}; Q = \frac{\epsilon_o \cdot E^2 \cdot \text{Vol}}{V} \quad (5.12)$$

sendo que  $C$  é o valor da capacitância,  $Q$  é a quantidade de carga,  $V$  é a tensão entre as placas,  $\epsilon_o$  é a permissividade elétrica no vácuo ( $8,854 \times 10^{-12}$  F/m),  $E$  é o campo elétrico gerado e  $\text{Vol} = A \times d$  é o volume da região entre as placas, em que  $A$  é a área da placa e  $d$  é a distância entre as mesmas.

Utilizando as expressões apresentadas em (5.12), a equação que relaciona o valor da capacitância com o volume do capacitor e a tensão máxima de projeto é obtida em (5.13).

$$C = \frac{\epsilon_o \cdot E^2 \cdot \text{Vol}}{V^2}; \text{Vol} = \frac{C \cdot V^2}{\epsilon_o \cdot E^2} \quad (5.13)$$

A partir de (5.13) é possível concluir que o volume do capacitor de barramento segue proporcionalidade linear com a capacitância e proporcionalidade quadrática com a tensão para o qual o componente é projetado. Deste modo, é possível traçar um gráfico de superfície com uma estimativa de volume do capacitor com relação a sua capacitância e a tensão do barramento, sendo apresentado na Fig. 5.6.

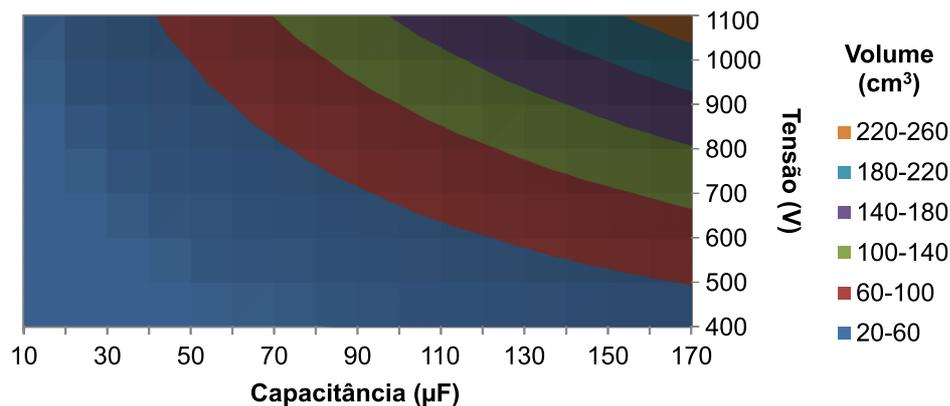


Fig. 5.6. Gráfico de superfície da relação entre tensão, capacitância e volume em um capacitor de placas paralelas.

Pela avaliação do gráfico de superfície da Fig. 5.6, pode-se chegar a uma estimativa de volume menor que  $60 \text{ cm}^3$  para a capacitância que será utilizada, pois o capacitor deve possuir tensão maior que os  $400 \text{ V}$  do barramento (faixa azul do gráfico,  $20\text{-}60 \text{ cm}^3$ ). Essa análise é interessante no que tange o elevado volume dos capacitores de filme, se comparados aos seus equivalentes eletrolíticos, podendo levar ao aumento significativo do volume total do *driver*.

#### 5.1.2. PROPOSTA DE UMA METODOLOGIA CCM PARA MODELAGEM DINÂMICA POR ANÁLISE MÉDIA DE PEQUENOS SINAIS

Considerando a operação do retificador *boost* PFC operando em modo de condução contínua com controle em modo corrente, o projeto de duas malhas de controle deve ser considerado. A malha externa de tensão possui característica dinâmica lenta e é dada por  $v_{dc}(s)/i_{Lb}(s)$ . A malha interna de corrente possui característica dinâmica rápida e é dada por  $i_{Lb}(s)/d(s)$ .

A abordagem específica da modelagem média de pequenos sinais avaliada nesta seção foi inicialmente proposta por Alonso et al. (2013) para o caso DCM de um conversor *buck-boost* alimentado a partir da rede CA. No caso específico desta tese, uma modelagem para o modo CCM foi elaborada de forma a também considerar a dinâmica lenta proveniente da baixa frequência da rede CA. Esta tese propõe, então, uma nova metodologia da modelagem média de pequenos sinais relacionada à malha externa do conversor (malha de tensão). De outro modo, o projeto da malha interna do conversor considera a função de transferência já bem concebida na literatura técnica, sendo esta descrita em alguns trabalhos anteriores (RAJAGOPALAN et al., 1999; CHOI et al., 2001).

Em conversores utilizados na correção do fator de potência, a dinâmica de baixa frequência é a parcela dominante do sistema e, além disso, possui a maior importância, sendo

que o conversor deve operar com uma ação de controle limitada nessa frequência de forma a obter alto fator de potência de entrada. Logo, a modelagem indicada para o estágio PFC deve empregar a análise média dentro de meio período da rede CA, de modo que ela é utilizada para modelar a dinâmica de baixa frequência de conversores PFC. Esse método substitui os elementos comutados, ou seja, o diodo e o MOSFET, por fontes de corrente controladas que representem perturbações de pequenos sinais no valor médio da corrente nestes interruptores. O modelo obtido por meio dessa análise é então válido para frequências de perturbação de até 60 Hz (isto é, com período de  $1/f_L$ ).

Inicialmente, para o conversor *boost* PFC em CCM, algumas definições devem ser realizadas. Em (5.14) e (5.15) são definidas as expressões para a tensão de entrada senoidal retificada e para a razão cíclica, respectivamente, as quais são variantes no tempo.

$$v_g(t) = V_g \cdot |\text{sen}(\omega_r t)| \quad (5.14)$$

$$\frac{V_{dc}}{V_g \cdot \text{sen}(\omega_r t)} = \frac{1}{1-d(t)}; \quad d(t) = 1 - \frac{V_g \cdot \text{sen}(\omega_r t)}{V_{dc}} \quad (5.15)$$

De forma a obter os valores médios das correntes mencionadas anteriormente (no diodo e no MOSFET), eles devem ser inicialmente descritos dentro de um período de comutação ( $T_s$ ). Essas grandezas representam os valores médios instantâneos, os quais podem ser obtidos considerando as formas de onda de alta frequência apresentadas na Fig. 5.7. As equações características, as quais são deduzidas das formas de onda de alta frequência, são mostradas em (5.16).

$$\begin{aligned} \langle i_S \rangle_{T_s} &= d(t) \cdot \langle i_{Lb} \rangle_{T_s} \\ \langle i_D \rangle_{T_s} &= (1-d(t)) \cdot \langle i_{Lb} \rangle_{T_s} \end{aligned} \quad (5.16)$$

Para esta análise, é considerada a aproximação de pequenos níveis de ondulação da corrente em alta frequência no indutor, pois essa é a representação do seu valor médio instantâneo. Assim, as expressões descritas em (5.17) podem ser utilizadas.

$$\begin{aligned} \langle i_{Lb} \rangle_{T_s} &= I_{Lb} \cdot \text{sen } \theta \\ \langle v_g \rangle_{T_s} &= V_g \cdot \text{sen } \theta \end{aligned} \quad (5.17)$$

Substituindo-se então (5.15) e (5.17) nas expressões dos valores médios instantâneos das correntes no interruptor e no diodo, determina-se (5.18).

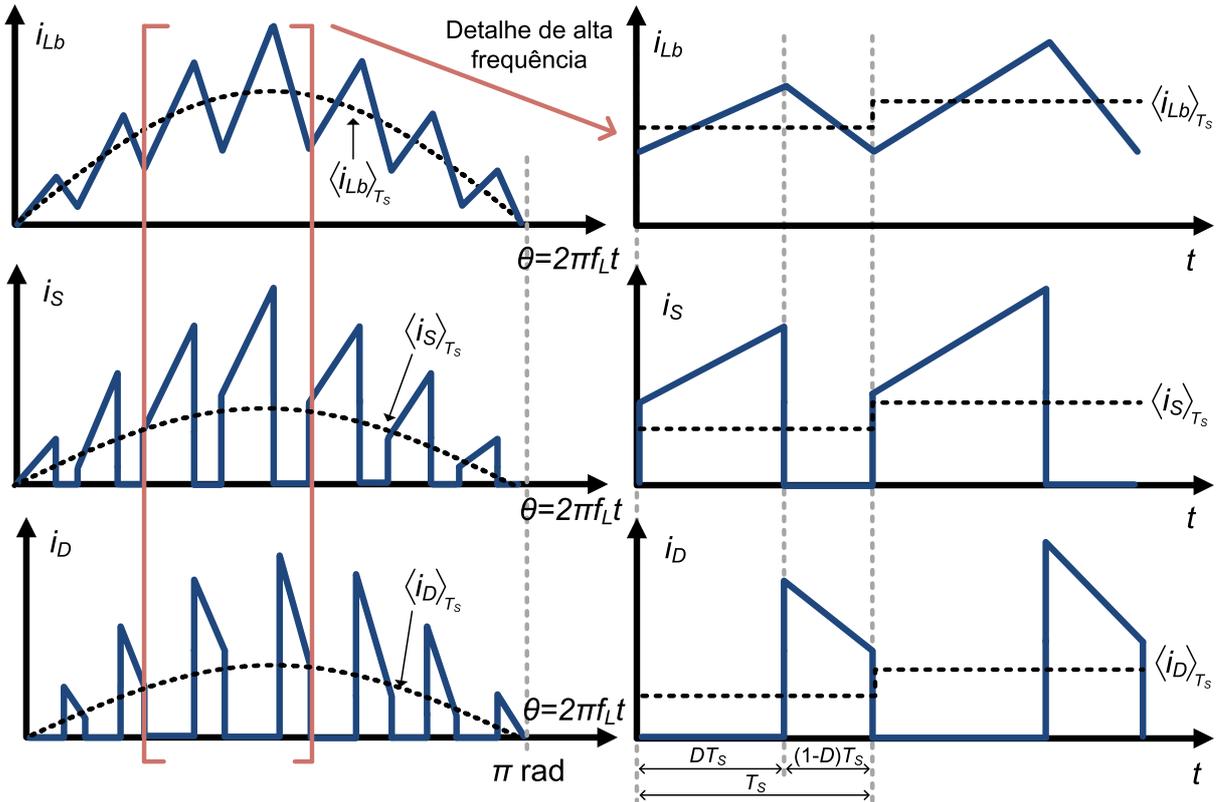


Fig. 5.7. Formas de onda em baixa e em alta frequência para a obtenção do modelo médio do estágio PFC.

$$\begin{aligned} \langle i_s \rangle_{T_s}(t) &= \left( 1 - \frac{V_g \cdot \text{sen}(\omega_r t)}{V_{dc}} \right) \cdot (I_{Lb} \cdot \text{sen } \theta) \\ \langle i_D \rangle_{T_s}(t) &= \left( \frac{V_g \cdot \text{sen}(\omega_r t)}{V_{dc}} \right) \cdot (I_{Lb} \cdot \text{sen } \theta) \end{aligned} \quad (5.18)$$

A modelagem média de pequenos sinais é baseada em perturbar e linearizar as variáveis médias do circuito para que possam ser representadas no domínio da frequência (Laplace). Integra-se então considerando o período da tensão retificada (120 Hz) e encontram-se as expressões (5.19) e (5.20), para o caso do interruptor e do diodo, respectivamente.

$$\begin{aligned} I_S &= \langle \langle i_s \rangle_{T_s} \rangle_{T_L/2} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi \langle i_s \rangle_{T_s}(\theta) d\theta \\ I_S &= \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi \left[ (I_{Lb} \cdot |\text{sen } \theta|) - \frac{I_{Lb} \cdot V_g}{V_{dc}} (|\text{sen } \theta|)^2 \right] d\theta \\ I_S &= I_{Lb} \cdot \left( \frac{2}{\pi} - \frac{V_g}{2V_{dc}} \right) \end{aligned} \quad (5.19)$$

$$\begin{aligned}
I_D &= \left\langle \langle i_D \rangle_{T_s} \right\rangle_{T_L/2} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi \langle i_D \rangle_{T_s}(\theta) d\theta \\
I_D &= \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi \left[ \frac{I_{Lb} \cdot V_g}{V_{dc}} (|\sin \theta|)^2 \right] d\theta \\
I_D &= \frac{I_{Lb} \cdot V_g}{2V_{dc}}
\end{aligned} \tag{5.20}$$

Depois de encontradas as expressões que descrevem as correntes nos interruptores considerando a dinâmica da rede, utilizam-se as equações de Laplace adicionando perturbações nas expressões das correntes médias. No caso do interruptor principal, tem-se a perturbação resultante em (5.21).

$$\Delta \left\langle \langle i_S \rangle_{T_s} \right\rangle_{T_L/2} = G_{Sg} \Delta V_g + G_{So} \Delta V_{dc} + G_{Si} \Delta I_{Lb} \tag{5.21}$$

Essa expressão é representada no domínio da frequência como (5.22):

$$i_S(s) = G_{Sg} \cdot v_g(s) + G_{So} \cdot v_{dc}(s) + G_{Si} \cdot i_{Lb}(s) \tag{5.22}$$

Definem-se então as derivadas parciais que devem se resolvidas para cada um dos casos, nos quais cada uma das variáveis é tomada como elemento de derivação dependendo de qual parcela é desejada. A expressão (5.23) refere-se à parcela da corrente do interruptor relacionada à tensão de entrada, a expressão (5.24) refere-se à parcela relacionada à tensão de saída, e em (5.25) é definida a parcela relacionada à corrente no indutor.

$$G_{Sg} = \frac{d}{dV_g} \left[ I_{Lb} \left( \frac{2}{\pi} - \frac{V_g}{2V_{dc}} \right) \right] = -\frac{I_{Lb}}{2V_{dc}} \tag{5.23}$$

$$G_{So} = \frac{d}{dV_{dc}} \left[ I_{Lb} \left( \frac{2}{\pi} - \frac{V_g}{2V_{dc}} \right) \right] = \frac{I_{Lb} \cdot V_g}{2V_{dc}^2} \tag{5.24}$$

$$G_{Si} = \frac{d}{dI_{Lb}} \left[ I_{Lb} \left( \frac{2}{\pi} - \frac{V_g}{2V_{dc}} \right) \right] = \frac{2}{\pi} - \frac{V_g}{2V_{dc}} \tag{5.25}$$

Realizando a mesma análise para o caso do diodo, tem-se inicialmente (5.26).

$$\Delta \left\langle \langle i_D \rangle_{T_s} \right\rangle_{T_L/2} = G_{Dg} \Delta V_g + G_{Do} \Delta V_{dc} + G_{Di} \Delta I_{Lb} \tag{5.26}$$

Essa equação é representada no domínio da frequência como (5.27).

$$i_D(s) = G_{Dg} \cdot v_g(s) + G_{Do} \cdot v_{dc}(s) + G_{Di} \cdot i_{Lb}(s) \tag{5.27}$$

As derivadas parciais para esse caso são descritas como (5.28) para a tensão de entrada, (5.29) para a tensão de saída e (5.30) para a corrente no indutor.

$$G_{Dg} = \frac{d}{dV_g} \left[ \frac{I_{Lb} \cdot V_g}{2V_{dc}} \right] = \frac{I_{Lb}}{2V_{dc}} \quad (5.28)$$

$$G_{Do} = \frac{d}{dV_{dc}} \left[ \frac{I_{Lb} \cdot V_g}{2V_{dc}} \right] = -\frac{I_{Lb} \cdot V_g}{2V_{dc}^2} \quad (5.29)$$

$$G_{Di} = \frac{d}{dI_{Lb}} \left[ \frac{I_{Lb} \cdot V_g}{2V_{dc}} \right] = \frac{V_g}{2V_{dc}} \quad (5.30)$$

Após a definição das expressões que representam  $i_S(s)$  e  $i_D(s)$ , pode-se esquematizar o circuito equivalente médio de pequenos sinais do conversor, sendo este mostrado na Fig. 5.8. O método consiste, agora, em resolver as equações dos nós e das malhas de forma a se obter as funções de transferência específicas a cada grandeza.

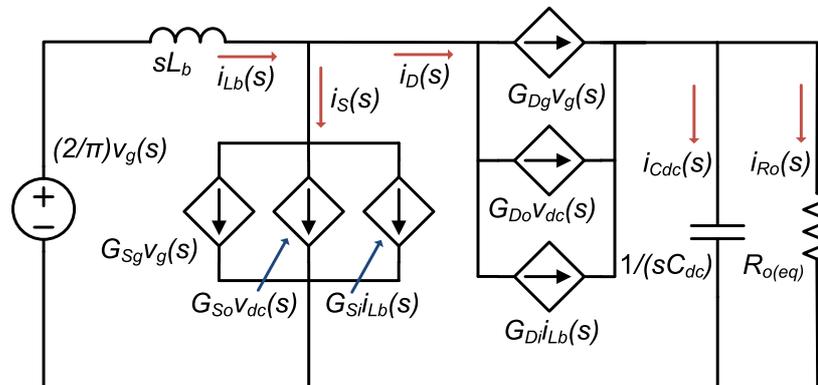


Fig. 5.8. Circuito equivalente para análise de pequenos sinais do conversor *boost* PFC operando em CCM.

Inicialmente, desconsiderando a resistência série equivalente (RSE) do capacitor de filme (pois esse elemento possui RSE de valor desprezível) pode ser encontrada a função de transferência que relaciona a tensão de saída com a tensão de entrada do conversor, mostrada em (5.31). Neste caso, a parcela dependente da corrente do indutor é igualada a zero.

$$M_v(s) = \frac{v_{dc}(s)}{v_g(s)} \quad (5.31)$$

Realizando o equacionamento para o nó de saída do circuito de pequenos sinais, a expressão (5.32) é obtida.

$$G_{Dg} \cdot v_g(s) + G_{Do} \cdot v_{dc}(s) = v_{dc}(s) \left( \frac{1}{R_{o(eq)}} + sC_{dc} \right) \quad (5.32)$$

Manipulando a equação (5.32), chega-se a (5.33).

$$\frac{v_{dc}(s)}{v_g(s)} = \frac{R_{o(eq)} \cdot G_{Dg}}{1 + R_{o(eq)} \cdot sC_{dc} - R_{o(eq)} \cdot G_{Do}} \quad (5.33)$$

A função de transferência de maior importância para o modo de condução contínua é aquela que relaciona a tensão de barramento com a corrente no indutor *boost*, sendo que ela representa a dinâmica da malha externa da técnica de correção de fator de potência por modo corrente (independentemente da técnica de controle, seja por pico de corrente, corrente média, ciclo-a-ciclo, entre outras). No caso da obtenção dessa função de transferência, o nó de saída do conversor também pode ser analisado fazendo a parcela relativa à tensão de entrada igual a zero. A relação é definida então pela equação (5.34):

$$Z_v(s) = \frac{v_{dc}(s)}{i_{Lb}(s)} \quad (5.34)$$

Realizando o equacionamento para o nó de saída do circuito para análise de pequenos sinais da Fig. 5.8, tem-se (5.35):

$$G_{Do} \cdot v_{dc}(s) + G_{Di} \cdot i_{Lb}(s) = v_{dc}(s) \left( \frac{1}{R_{o(eq)}} + sC_{dc} \right) \quad (5.35)$$

Manipulando a equação (5.35), chega-se a:

$$\frac{v_{dc}(s)}{i_{Lb}(s)} = \frac{R_{o(eq)} \cdot G_{Di}}{1 + R_{o(eq)} \cdot sC_{dc} - R_{o(eq)} \cdot G_{Do}} \quad (5.36)$$

A partir deste ponto, é importante descrever também a malha interna de controle do CI IR1150, a qual possui dinâmica rápida (referente à frequência de comutação) do conversor *boost* PFC em CCM. Assim, o projeto desta malha interna considera o diagrama interno do CI IR1150 (IR, 2007). O equacionamento da malha interna relaciona a corrente no indutor e a razão cíclica, de modo que ele é obtido a partir da expressão que representa o sinal de controle interno do modo corrente ciclo a ciclo (IR, 2005), sendo esta dada por (5.37).

$$G_{DC} \cdot R_{sense} \cdot i_g(s) = \frac{d(s)}{M_d} \quad (5.37)$$

Utilizando as expressões de (5.38), as quais são referentes ao balanço da potência de entrada do conversor, é possível colocar (5.37) em função da corrente que flui pelo indutor, como descrito em (5.39).

$$p_g(s) = V_g \cdot i_g(s) ; p_g(s) = V_{dc} \cdot i_{Lb}(s) \quad \therefore i_g(s) = \frac{V_{dc} \cdot i_{Lb}(s)}{V_g} \quad (5.38)$$

$$G_{DC} \cdot R_{sense} \cdot \frac{V_{dc} \cdot i_{Lb}(s)}{V_g} = \frac{d(s)}{M_d} \quad (5.39)$$

Manipulando a equação (5.39) e substituindo a relação que representa o valor médio do ganho estático  $M_d = V_{dc}/V_g$ , tem-se (5.40).

$$\frac{i_{Lb}(s)}{d(s)} = \frac{V_g^2}{V_{dc}^2 \cdot R_{sense} \cdot G_{DC}} \quad (5.40)$$

Como as funções de transferência das malhas externa e interna do estágio PFC são descritas por (5.36) e (5.40), respectivamente, a relação saída-contrôle do modo de controle ciclo a ciclo empregado pode finalmente ser obtida por (5.41).

$$\begin{aligned} \frac{v_{dc}(s)}{d(s)} &= \frac{v_{dc}(s)}{i_{Lb}(s)} \cdot \frac{i_{Lb}(s)}{d(s)} \\ \frac{v_{dc}(s)}{d(s)} &= \frac{V_g^2}{V_{dc}^2 \cdot R_{sense} \cdot G_{DC}} \cdot \frac{R_{o(eq)} \cdot G_{Di}}{1 + R_{o(eq)} \cdot sC_{dc} - R_{o(eq)} \cdot G_{Do}} \end{aligned} \quad (5.41)$$

### 5.1.3. VALIDAÇÃO DO MODELO DINÂMICO DA MALHA DE TENSÃO

Depois de encontrada a função de transferência que define a característica dinâmica (incluindo o efeito de baixa frequência da rede CA) do retificador *boost* PFC CCM, a respectiva validação é realizada por meio de simulação do circuito utilizando o PSIM<sup>®</sup> 11.0. Por meio do emprego do bloco “*s-domain transfer function*”, o circuito é simulado comparando as respostas dinâmicas do circuito e da função de transferência encontrada. Neste caso, distúrbios na corrente do indutor devem ser aplicados por meio de variações na tensão de entrada e na referência do circuito de controle.

Após a aplicação dos distúrbios mencionados, a saída  $V_{dc}$  da função de transferência obtida em (5.36) deve seguir a mesma característica de valor médio daquela obtida no circuito simulado. Considerando, então, pequenas variações em  $I_{Lb}$ , a tensão de saída responderá adequadamente em uma faixa de pequenos sinais. As formas de onda da tensão de barramento e da tensão de saída obtida com o modelo médio de pequenos sinais são mostradas na Fig. 5.9 (para variações na tensão de entrada) e na Fig. 5.10 (para variações na referência de controle).

Pode-se constatar pela Fig. 5.9 e pela Fig. 5.10 que a tensão de saída média referente ao modelo acompanha fielmente a tensão do barramento do conversor depois de aplicados degraus na tensão de entrada e na referência imposta pelo circuito de controle. Dessa forma, o modelo encontrado responde adequadamente aos distúrbios que possam ocorrer durante a operação do circuito de acionamento, podendo ser utilizado como função de transferência da planta do conversor para a malha de tensão (considerando, assim, a dinâmica da rede CA de alimentação).

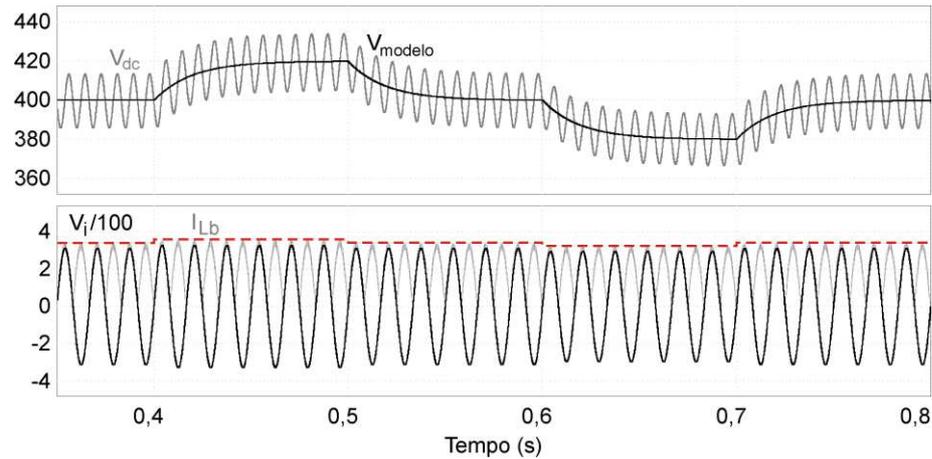


Fig. 5.9. Validação do modelo médio para o conversor *boost* PFC operando em CCM. Tensão de barramento e resposta do modelo para variações de pequenos sinais na tensão de entrada.

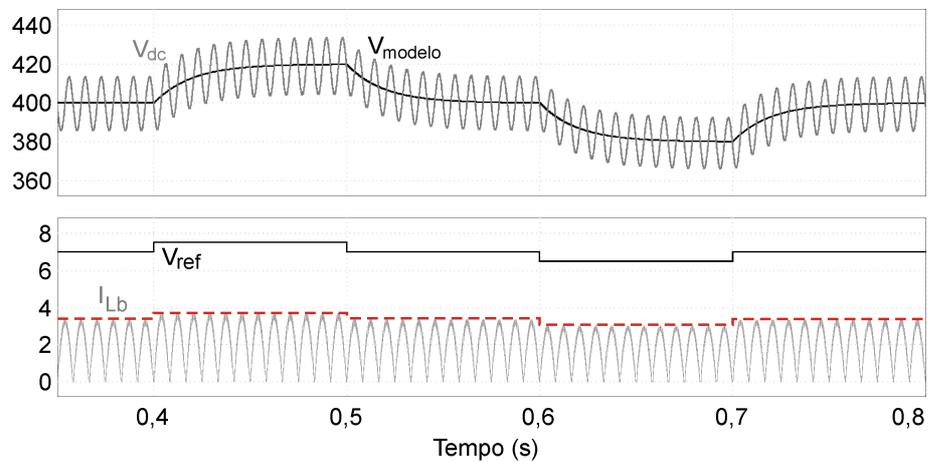


Fig. 5.10. Validação do modelo médio para o conversor *boost* PFC operando em CCM. Tensão de barramento e resposta do modelo para variações de pequenos sinais no sinal de controle.

#### 5.1.4. PROJETO DO COMPENSADOR DA MALHA DE TENSÃO

Depois de encontrada a função de transferência da malha externa, isto é, tensão de saída por corrente no indutor, a mesma é utilizada no projeto do compensador dessa malha de forma que o barramento de tensão seja controlado ao sofrer distúrbios provenientes da entrada CA ou da referência aplicada.

Os seguintes critérios são utilizados no projeto do controlador de tensão:

- Frequência de cruzamento de ganho em malha aberta menor ou igual a  $1/3$  da frequência da rede (foi escolhido o valor de 10 Hz). Esse critério é utilizado para a obtenção de larga banda de passagem, sem afetar a operação do estágio PFC;
- Margem de fase em malha aberta maior que  $60^\circ$ . Esse critério é importante para a obtenção de rápida resposta dinâmica, mas sem ocasionar grande sobressinal na tensão de barramento;

- Margem de ganho em malha aberta de valor elevado para se obter estabilidade satisfatória e rejeição de distúrbios;
- Erro de regime permanente aproximadamente nulo ao seguir a referência imposta para a tensão de barramento. Adotando esse critério, é então utilizado um compensador que possui ação integral de modo a garantir elevado ganho em malha aberta em baixas frequências.
- Reduzido valor de sobressinal (*overshoot*) máximo para proteção do sistema contra elevados níveis de tensão durante o transitório. Para a obtenção dessa característica, é utilizado um compensador do tipo PI com filtro, o qual proporciona melhora no tempo de transitório devido à ação proporcional, aliada a uma redução no sobressinal de tensão no barramento. Uma filtragem adicional aos ruídos de comutação também é obtida mediante o filtro capacitivo empregado na estrutura do compensador.

O compensador da malha de tensão deve possuir resposta lenta a variações de razão cíclica para que não haja distorção na corrente de entrada, de forma que uma ação de controle muito rápida pode causar uma rápida variação na referência de corrente. Nesse caso, a corrente no indutor deixaria de possuir formato senoidal retificado.

A compensação é então realizada por uma rede RC com características de filtro passa-baixas, sendo que a frequência de corte deve ser baixa de modo a atenuar a frequência de 120 Hz na saída do compensador. Considerando que um compensador PI (proporcional-integral) é tipicamente utilizado na malha externa, o critério de alocação de polos e zero consiste em ajustar a frequência de corte como sendo normalmente um terço da frequência da rede, entre 10 Hz e 20 Hz. Um polo é alocado na origem do sistema para anular o erro em regime permanente e um zero é alocado de forma a compensar o polo original do conversor. É interessante mencionar que outro polo pode também ser alocado de forma a proporcionar a redução do sobressinal máximo obtido durante o transitório do sistema.

A função de transferência de laço aberto da malha de tensão não compensada é dada por (5.42):

$$FTLA_{scv}(s) = H_v(s) \cdot Z_v(s)$$

$$FTLA_{scv}(s) = \frac{1}{0,0124s + 1} \quad (5.42)$$

sendo que  $H_v(s)$  é o ganho do sensor da tensão de saída dada por  $V_{ref}/V_{dc}$ , e  $V_{ref}$  é a tensão de referência interna do circuito integrado IR1150 (7 V).

O CI IR1150 utiliza uma topologia de compensador comumente empregada quando se requer saída em corrente no circuito de controle, trata-se do compensador com amplificador operacional do tipo transcondutância. A estrutura desse compensador é mostrada na Fig. 5.11, sendo que, internamente, o amplificador possui um ganho de transcondutância denominado  $g_m$ , o qual deve ser levado em consideração na função de transferência obtida com o mesmo.

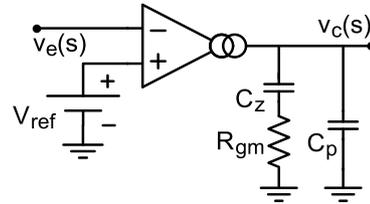


Fig. 5.11. Esquemático do compensador com amplificador operacional do tipo transcondutância.

Essa topologia de compensador possui dois polos e um zero (estrutura passa-baixas PI com filtro). A função de transferência com os respectivos ganhos e constante de tempo integral é obtida por (5.43), enquanto a resolução do circuito RC apresentado em Fig. 5.11 retorna a função de transferência apresentada em (5.44).

$$C_v(s) = k_p \cdot \frac{T_z s + 1}{s} \cdot \frac{1}{T_p s + 1} \quad (5.43)$$

$$C_v(s) = \frac{g_m}{C_z + C_p} \cdot \frac{R_{gm} C_z s + 1}{s} \cdot \frac{1}{R_{gm} \cdot \frac{C_z C_p}{C_z + C_p} s + 1} \quad (5.44)$$

Considerando as restrições impostas anteriormente, o polo do controlador é alocado na origem e o zero deve ser alocado uma década abaixo da frequência de cruzamento de ganho unitário escolhida de modo a melhorar a resposta transitória do sistema. Isso significa que essa malha de controle será insensível a perturbações periódicas que poderiam, eventualmente, deteriorar o fator de potência do conversor. Com esse valor da frequência de cruzamento, é assegurado que a amplitude de variação da razão cíclica dentro de um ciclo da rede CA será suficientemente pequena para manter controlado o barramento de tensão. Constata-se então com o auxílio da ferramenta de sintonia de controladores (*SISO Design Tool* do MATLAB) que a função de transferência do controlador será dada por (5.45).

$$C_v(s) = \frac{0,9037s + 70,6}{s(0,0124s + 1)} \quad (5.45)$$

Por meio das equações (5.44) e (5.45) os valores dos componentes do compensador podem ser então definidos como sendo  $C_p = 120$  nF,  $C_z = 480$  nF e  $R_{gm} = 120$  k $\Omega$ .

A partir da escolha da frequência de corte adequada e da correta alocação de polos e zeros do compensador, tem-se a função de transferência de laço aberto ( $FTLA$ ) da malha de tensão compensada dada por (5.46), cuja frequência de cruzamento de ganho unitário deve ser igual ao valor anteriormente escolhido como 10 Hz.

$$FTLA_{ccv}(s) = FTLA_{scv}(s) \cdot C_v(s)$$

$$FTLA_{ccv}(s) = \frac{79,73}{s(0,0124s + 1)} \quad (5.46)$$

Os diagramas de ganho e fase da função de transferência de laço aberto não compensada e compensada são mostrados na Fig. 5.12. O diagrama de ganho do conversor compensado, apresentado na Fig. 5.12 (a), possui frequência de cruzamento de 10 Hz e taxa de decrescimento próxima a  $-20$  dB por década. A margem de fase menor que  $90^\circ$ , juntamente à margem de ganho infinita, caracteriza uma malha estável para o sistema projetado. Além disso, o lugar das raízes do sistema projetado é mostrado na Fig. 5.12 (b), no qual são mostrados os polos e o zero do compensador, responsáveis por desempenhar o controle.

É importante mencionar novamente que o CI IR1150 opera com o controle ciclo a ciclo de correção do fator de potência. Desse modo, a malha interna (de corrente) possui um compensador integral interno reinicializável que não pode ser externamente modificado. A corrente no indutor, que é amostrada e enviada ao CI, é obtida por meio de um resistor *shunt* calculado como  $0,2 \Omega$  e com dissipação de potência em torno de 3 W. A única rede externa a essa malha é formada pelo filtro do sensor de corrente, o qual deve ser projetado para filtrar ruídos de altas frequências provenientes do impacto da comutação na leitura do sensor. Para uma frequência de corte em torno de 1 MHz, os valores calculados de acordo com IR (2010) foram de  $R_{if} = 100 \Omega$  e  $C_{if} = 6,8$  nF, conforme já mostrado na Tabela 5.2.

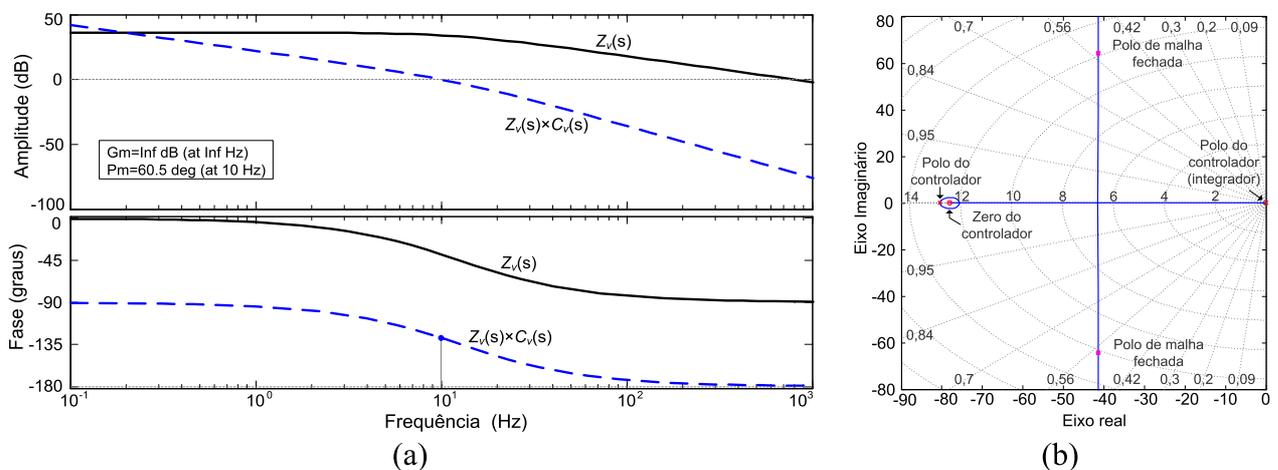


Fig. 5.12. Análise da resposta em frequência do conversor *boost* CCM PFC em OCC. (a) Gráficos de Bode para a malha externa não compensada (planta) e compensada, e (b) lugar das raízes com controlador projetado.

## 5.2. CONVERSOR *BUCK* ENTRELAÇADO COMO ESTÁGIO DE CONTROLE DE POTÊNCIA

O conversor *buck* convencional como estágio de controle de potência em luminárias LED pode ser amplamente encontrado na literatura técnica (KIM, 2015; SCHITTLER, 2013; SINGH & SHRIVASTAVA, 2014; MARVI, 2016). Considerando o acionamento de EHC COB LEDs, a estrutura *buck* entrelaçada (IBC) também é de extrema valia, como pôde ser visto nas análises do Capítulo 4. Essa ligação faz com que menores níveis de corrente eficaz percorram os interruptores, reduzindo significativamente as perdas por condução e comutação (BARRY, 2015; HUANG & LEHMAN, 2016; MARVI, 2016; YAO, 2005).

Como o barramento de tensão do conversor *boost* CCM PFC do primeiro estágio é mantido constante devido à ação de controle projetada na seção anterior, a potência de entrada do segundo estágio também se manterá constante para variações na tensão de entrada, quando uma mesma carga é utilizada no barramento. Como esse barramento representa a tensão de entrada do segundo estágio do *driver*, resta a esta etapa realizar o controle e dimerização da corrente no EHC COB LED frente a degraus que essa carga possa sofrer (por exemplo, mudanças na referência de corrente). A implementação do controle neste estágio PC será realizada no capítulo 6, de modo que as topologias entrelaçadas deste capítulo são projetadas em malha aberta. Neste caso, o intuito é a validação da modelagem previamente realizada ao estágio PFC e também a avaliação da eficiência prática das topologias aplicadas no segundo estágio.

Inicialmente, as especificações de projeto escolhidas para o conversor *buck* CC-CC entrelaçado, operando em CCM, são mostradas na Tabela 5.3.

Tabela 5.3. Parâmetros de projeto do conversor *buck* entrelaçado como estágio PC.

Parâmetro	Simbologia	Valor (Unidade)
Tensão média de entrada CC	$V_{dc}$	400 V
Tensão de operação do EHC COB LED	$V_{COB}$	50 V
Corrente de operação do EHC COB LED	$I_{COB}$	10 A
Potência média de saída	$P_o$	500 W
Frequência de comutação do estágio PC	$f_{s(PC)}$	40 kHz
Máxima ondulação de corrente nos indutores de saída	$\Delta I_{Ln}$	$44\% \times I_{Ln}$
Máxima ondulação de tensão no capacitor de saída	$\Delta V_{Co}$	$0,15\% \times V_{COB} = 75 \text{ mV}$
Máxima ondulação de corrente de alta frequência no EHC COB LED	$\Delta I_{COB(HF)}$	$0,75\% \times I_{COB} \approx 75 \text{ mA}$

O conversor IBC possui modelagem estática já bem conhecida na literatura técnica (SCHITTLER et al., 2011; KIM, 2015; MARVI, 2016), sendo que as expressões de projeto são reproduzidas nessa seção. A expressão para a razão cíclica do conversor IBC em CCM é dada por (5.47), ou seja, a mesma relação caracterizada pelo conversor *buck* convencional.

$$D_{PC} = \frac{V_{COB}}{V_{dc}} = 0,125 \quad (5.47)$$

As indutâncias de saída das células entrelaçadas serão dadas pela expressão (5.48). No projeto das indutâncias, a corrente de projeto levada em consideração é aquela que percorre cada elemento magnético, sendo que, para o conversor dessa seção, cuidados devem ser tomados para que a ondulação de corrente em cada elemento específico não deixe de operar em CCM (SCHITTLER et al., 2011; SCHITTLER et al. 2013).

$$L_n = \frac{V_{dc} \cdot D_{PC} \cdot (1 - D_{PC})}{f_{s(PC)} \cdot \Delta I_{Ln}} = 497,16 \mu\text{H} \quad (5.48)$$

A capacitância de saída do estágio PC é dada por (5.49). É interessante notar que outra vantagem do conversor IBC é o aumento da frequência de projeto do capacitor de saída, a qual é proporcional ao número de células do conversor (CHEN, 1999). Sendo assim, capacitores de filme de longa vida útil também podem ser utilizados no caso do segundo estágio do *driver*.

$$C_o = \frac{\Delta I_{L(total)}}{(n \cdot f_{s(PC)}) \cdot 8 \cdot \Delta V_{COB}} = 39,28 \mu\text{F}; \text{ sendo } \Delta I_{L(total)} = \Delta I_n \cdot \frac{1 - 2D_{PC}}{1 - D_{PC}} \quad (5.49)$$

Os esforços de corrente e tensão nos interruptores controlados serão dados pelas seguintes expressões, as quais podem ser deduzidas a partir do valor nominal da corrente de saída no EHC COB LED, aliado ao valor da razão cíclica para o ponto escolhido. Considerando os valores médio e eficaz para formas de onda que possuem característica quadrada e largura de pulso fixa, é possível obter as expressões para os esforços de corrente em cada interruptor do conversor IBC.

$$I_{Sn(med)} = \frac{I_{COB}}{n} \cdot D_{PC} = 0,625 \text{ A}; \quad I_{Sn(rms)} = \frac{I_{COB}}{n} \cdot \sqrt{D_{PC}} = 1,77 \text{ A} \quad (5.50)$$

$$V_{Sn(max)} = V_{dc} + \frac{\Delta V_{dc}}{2} = 410 \text{ V} \quad (5.51)$$

De forma análoga, porém dessa vez considerando a razão cíclica complementar, os esforços de corrente e tensão nos diodos ou interruptores síncronos serão dados pelas expressões (5.52) e (5.53).

$$I_{Dn(\text{med})} = \frac{I_{COB}}{n} \cdot (1 - D_{PC}) = 4,375 \text{ A}; I_{Dn(\text{rms})} = \frac{I_{COB}}{n} \cdot \sqrt{(1 - D_{PC})} = 4,67 \text{ A} \quad (5.52)$$

$$V_{Dn(\text{max})} = V_{dc} + \frac{\Delta V_{dc}}{2} = 410 \text{ V} \quad (5.53)$$

### 5.2.1. DEFINIÇÃO DO NÚMERO DE CÉLULAS ENTRELAÇADAS

Nessa subseção, é realizado um estudo acerca da melhor relação entre o número de células do conversor *buck* entrelaçado e seus respectivos níveis de eficiência. Considerando o ponto de operação escolhido em projeto (isto é,  $I_{COB} = 10 \text{ A}$ ), a Tabela 5.4 mostra os valores de potência que será dissipada por condução nos interruptores principais. Nesta análise, vários casos são considerados, nos quais são empregados alguns tipos de interruptores comerciais conjuntamente a diversos números de células entrelaçadas para o ponto de operação especificado. Em adição a Tabela 5.4, a Fig. 5.13 (a) mostra a variação de perdas por condução para os componentes descritos.

Para a obtenção dos valores das perdas por condução, a corrente eficaz que percorre o interruptor deve ser calculada para cada caso considerando que a razão cíclica obtida é de 0,125, pois se trata de um conversor abaixador com ampla taxa de conversão, isto é, de 400 V para 50 V. Dessa forma, utilizando a corrente máxima de cada interruptor, aliada ao valor da razão cíclica (ou seja, o tempo que o interruptor permanece em condução no modo CCM) do conversor, pode-se calcular a corrente eficaz de cada elemento considerando  $n$  células entrelaçadas. Adicionalmente, com os valores de  $R_{ds(on)}$  de cada MOSFET, as perdas por condução podem ser devidamente estimadas.

A Fig. 5.13 (b) apresenta as curvas teóricas para as perdas nos diodos do conversor. Pode-se notar que as perdas por condução são aproximadamente iguais independentemente do número de células utilizadas. Deste modo, estas curvas representam uma condição idealizada na qual as perdas por condução nos diodos foram calculadas pelo produto da queda de tensão direta ( $V_F$ ) pela corrente média ( $I_F$ ) que flui pelo dispositivo.

Ainda neste contexto, é importante mencionar que, em um caso real, os diodos também apresentariam menores perdas se a estrutura entrelaçada for utilizada. Como um menor nível de corrente percorrerá cada elemento das  $n$  células, cada diodo apresentará menor temperatura se comparado a uma situação na qual apenas um componente suportasse toda a corrente nominal de saída. Na prática então, o valor da queda de tensão direta é dependente da temperatura de operação do diodo, sendo que menores valores poderiam ser encontrados quando mais células fossem utilizadas.

Tabela 5.4. Análise teórica da dissipação de potência por condução em modelos comerciais de MOSFETs que podem ser empregados no circuito de potência do conversor *buck* entrelaçado.

Modelo do MOSFET	Perdas por condução para $n$ células entrelaçadas (W)									
	$n=1$	$n=2$	$n=3$	$n=4$	$n=5$	$n=6$	$n=7$	$n=8$	$n=9$	$n=10$
IRFP460	3,37	1,68	1,12	0,84	0,67	0,56	0,48	0,42	0,37	0,33
IPI50R199CP	2,48	1,24	0,83	0,62	0,49	0,41	0,35	0,31	0,27	0,24
IPP50R299CP	3,73	1,86	1,24	0,93	0,74	0,62	0,53	0,46	0,41	0,37
IPW50R140CP	1,75	0,87	0,58	0,43	0,35	0,29	0,25	0,21	0,19	0,17
IPW50R280CE	3,5	1,75	1,16	0,87	0,7	0,58	0,5	0,43	0,38	0,35

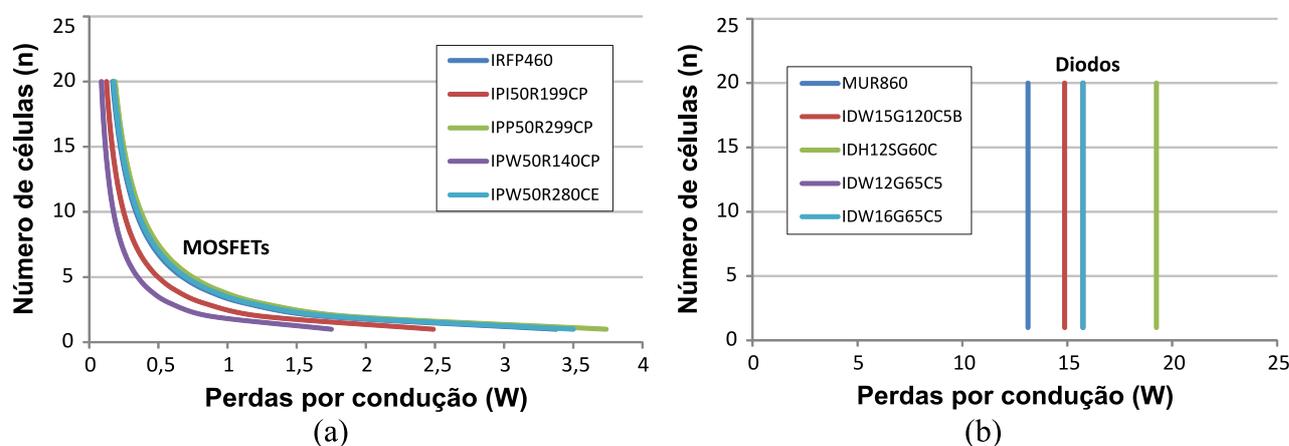


Fig. 5.13. Variação teórica das perdas por condução nos elementos semicondutores de um conversor *buck* entrelaçado de  $n$  células: (a) MOSFETs e (b) diodos.

Diante das análises gráficas realizadas nessa seção, concluiu-se que o melhor número para a implementação do conversor *buck* entrelaçado é de duas ou três células. Como pode ser visto nas curvas apresentadas, até  $n = 3$  o conversor apresenta significativa diminuição nas perdas por condução, sendo que, a partir desse número de células, o circuito de acionamento passaria a ter uma elevada complexidade de acionamento dos interruptores. Esse fato não justificaria a inclusão de mais braços entrelaçados, já que a redução das perdas por condução não seria tão significativa e o circuito de acionamento ficaria cada vez mais complexo conforme mais células fossem empregadas.

Neste capítulo, é considerada então a implementação prática dos conversores *buck* entrelaçados de duas e três células, de modo que seu desempenho seja analisado e comparado no que tange o equilíbrio de correntes e suas respectivas eficiências de conversão. Considerando a expressão (5.48) e o ponto de operação escolhido, os valores das indutâncias do conversor podem ser calculados como  $L_1=L_2=L_3=500 \mu\text{H}$ . Para o IBC de duas células, os

componentes físicos ( $L_1$  e  $L_2$ ) foram construídos com núcleo de ferrite Thornton NEE 42-21-20, com 3 fios AWG 22 em paralelo e 40 voltas (BARBI, 2002). Para os indutores do IBC de três células ( $L_1$ ,  $L_2$  e  $L_3$ ), foram empregados núcleos de ferrite Thornton NEE 42-21-15, com 2 fios AWG 22 em paralelo e 45 voltas. Adicionalmente, por meio da expressão (5.49), a capacitância de saída para esse estágio foi escolhida como  $C_{o(PC)}=40 \mu\text{F}$ , de modo que um capacitor de filme metalizado da fabricante EPCOS foi empregado em ambos os casos.

### 5.3. VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL UTILIZANDO UM *DRIVER* DE DOIS ESTÁGIOS PARA EHC COB LEDS

Os resultados de simulação e práticos para o circuito de acionamento de dois estágios são apresentados nessa seção. É importante enfatizar que, para o protótipo do conversor *boost* CCM PFC construído, não foi necessária a utilização de filtro LC de entrada, simplificando dessa forma a etapa de entrada CA do circuito.

O protótipo implementado é mostrado na Fig. 5.14, de modo que a placa de controle deve ser encaixada verticalmente. Além disso, pode-se observar que as maiores dimensões do protótipo do estágio PFC são provenientes de alguns componentes específicos, principalmente o indutor *boost* e os dois capacitores de filme de  $80 \mu\text{F}$  (450 V) que foram empregados no barramento para filtragem de baixa frequência. Para a avaliação da melhora na eficiência do segundo estágio do circuito de acionamento, o conversor *buck* entrelaçado de três células também foi implementado experimentalmente, sendo o protótipo mostrado na Fig. 5.15. Além disso, este conversor foi igualmente conectado ao segundo estágio do circuito de acionamento do EHC COB LED e avaliado experimentalmente.

Os sinais de disparo no estágio PC foram implementados digitalmente (em malha aberta, neste caso específico) utilizando o microcontrolador TIVA TM4C123GH da fabricante *Texas Instruments* (TEXAS INSTRUMENTS, 2018). Na PCB (do inglês, *Printed Circuit Board*) referente ao segundo estágio (à esquerda na Fig. 5.14 e na Fig. 5.15), é importante destacar os circuitos de disparo que foram utilizados nos MOSFETs. A construção prática de tais dispositivos é detalhada em Mendes (2018), de modo que suas principais características são atribuídas à sua simplicidade e elevada eficiência. Eles são responsáveis por elevar o sinal de 3,3 V (do microcontrolador) para o nível de saturação  $V_{gs}$  (tensão gate-source) do MOSFET, isto é, em torno de 12 V, resultando assim na correta comutação do dispositivo.

Os circuitos de disparo dos MOSFETs utilizados possuem isolamento do sinal de comando por meio do optoacoplador HCPL-3120 (AGILENT, 2005), sendo este CI também indicado

para aplicações de elevadas correntes de pico. A tensão de alimentação é de 15 V, de forma que se faz necessária a utilização de um regulador de tensão CC-CC, isto é, o DCH010515S (TEXAS INSTRUMENTS, 2016a). Este regulador possui relação entrada/saída de 5 V (nível obtido diretamente do terminal  $V_{cc}$  do microcontrolador) para 15 V, com alta eficiência e volume total reduzido. No caso dos conversores IBC empregados, cada sinal gerado no microcontrolador necessita de um circuito de disparo correspondente ao acionamento de cada um de seus respectivos MOSFETs, os quais devem possuir pulsos defasados de  $180^\circ$  no IBC de duas células e de  $120^\circ$  no IBC de três células.

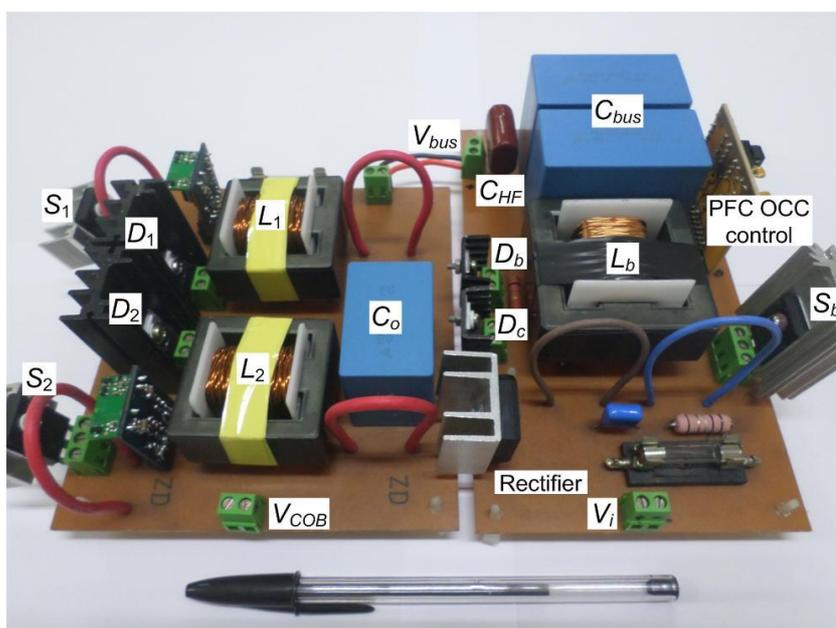


Fig. 5.14. Foto do protótipo do *driver* de dois estágios utilizado na validação experimental. Retificador *boost* CCM PFC e conversor IBC de duas células.

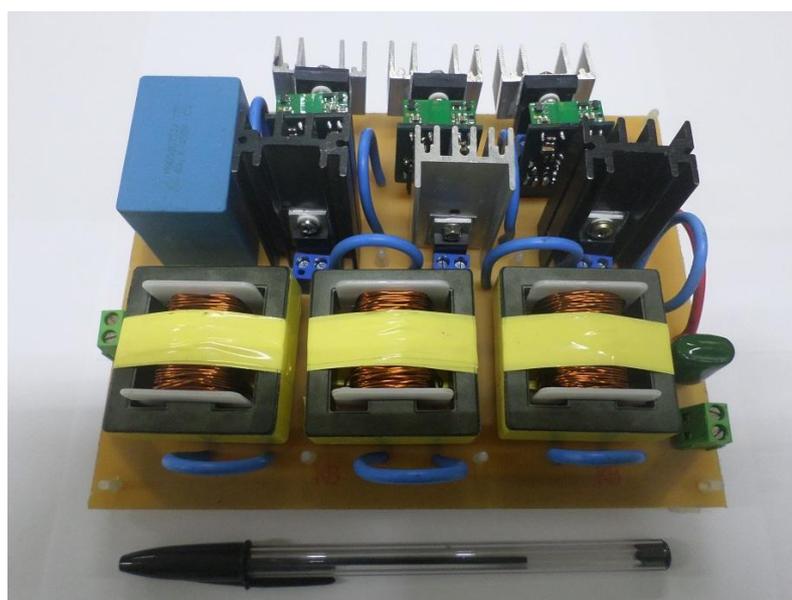


Fig. 5.15. Foto do protótipo do conversor IBC de três células também avaliado como segundo estágio do *driver*.

### 5.3.1. ESTÁGIO PFC COM CONTROLE CICLO A CICLO

O conversor *boost* operando em CCM com controle ciclo a ciclo é inicialmente analisado como circuito corretor de fator de potência. A Fig. 5.16 apresenta as formas de onda de entrada desse estágio, nas quais são apresentadas a tensão e a corrente de entrada do *driver*. As formas de onda foram obtidas considerando a tensão de alimentação eficaz como 220 V.

A partir da análise da Fig. 5.16 pode ser visto que a tensão e a corrente de entrada possuem formato senoidal e estão aproximadamente em fase, caracterizando fator de potência próximo a unidade (0,99) com  $THD_i = 5,65\%$  para o protótipo implementado. Ainda nas formas de onda da Fig. 5.16, a corrente no indutor *boost* possui a característica CCM previamente projetada. No caso da correção PFC ativa do modo CCM, o valor da largura de pulso do MOSFET  $S_b$  é mínimo próximo ao pico da rede CA e máximo próximo ao ponto de passagem por zero da rede CA. Essa operação caracteriza a correção do fator de potência, fato este que proporciona à corrente de entrada envoltório senoidal e reduzido conteúdo harmônico.

A transformada rápida de Fourier é realizada então para a obtenção das componentes em frequência da corrente de entrada. A Fig. 5.17 apresenta esses valores em comparação com a norma IEC 61000-3-2 classe C, na qual pode ser notado que tanto na simulação quanto experimentalmente os limites estão em conformidade com a referente regulamentação para as primeiras trinta e nove componentes harmônicas (IEC, 2005).

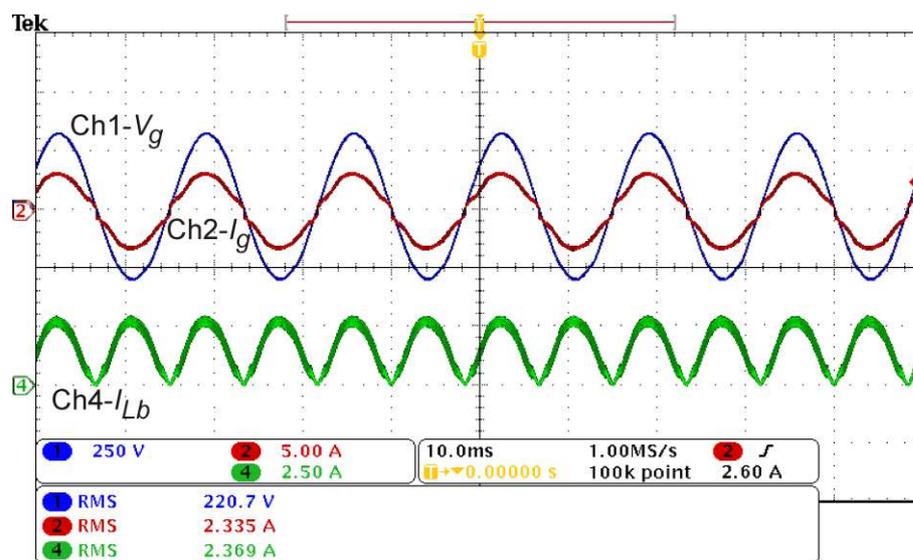


Fig. 5.16. Formas de onda experimentais para o *driver* PFC de dois estágios: tensão CA de entrada (V) (CH1 – 250 V/div.), corrente de entrada (A) (CH2 – 5 A/div.) e corrente no indutor *boost* (A) (CH4 – 2,5 A/div.). Escala de tempo: 10 ms/div.

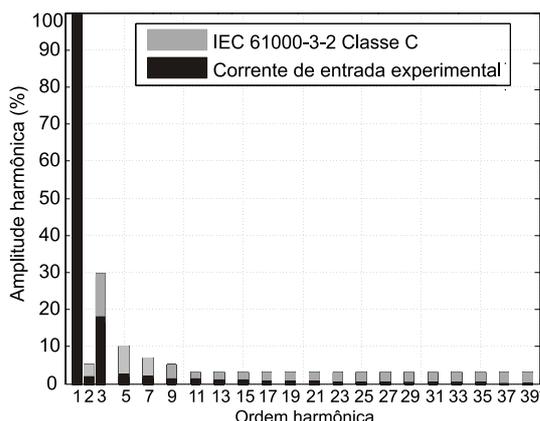


Fig. 5.17. Análise harmônica da corrente de entrada do estágio PFC para as 39 primeiras harmônicas em comparação com os limites impostos pela norma IEC 61000-3-2 classe C.

A Fig. 5.18 apresenta a forma de onda da tensão no barramento de saída do primeiro estágio. Como definido em projeto, é imposto um elevado valor de tensão (400 V) de forma a reduzir o valor da capacitância necessária para a atenuação da ondulação de 120 Hz. Adicionalmente, a Fig. 5.18 apresenta ainda o detalhamento de baixa frequência da forma de onda obtida experimentalmente. Como pode ser visto no detalhamento correspondente, o valor de capacitância escolhido (160  $\mu$ F) é suficiente para atenuar a ondulação de 120 Hz em aproximadamente 21 V de pico a pico.

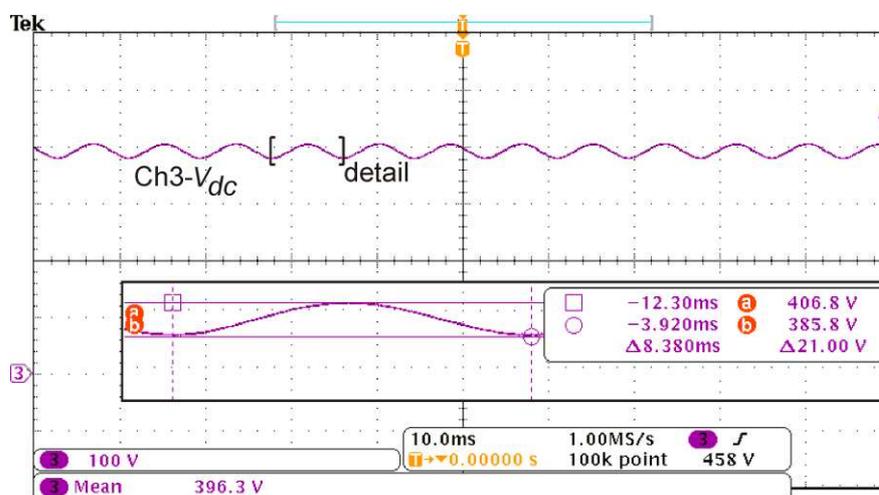


Fig. 5.18. Formas de onda experimentais para o conversor *boost* CCM PFC. Tensão no barramento intermediário (V) (CH3 – 100 V/div.) com detalhamento para a análise da respectiva ondulação de tensão de baixa frequência.

Escala de tempo: 10 ms/div.

É importante ressaltar que o valor de ondulação de tensão próximo de 21 V obtido no barramento de saída do primeiro estágio é também, como já descrito nas seções anteriores, adequado para a atenuação da ondulação na corrente de saída do segundo estágio (e portanto, na carga). Desse modo, uma condição de amplitude e ondulação satisfatória pôde ser obtida neste estágio de entrada do circuito de acionamento. Considerando apenas a parcela referente

ao estágio PFC implementado, pôde-se constatar que, para a tensão de alimentação de 220 V, a eficiência prática do conversor ficou em 96,81%, sendo este um valor satisfatório ao se trabalhar com níveis elevados de potência. Esse resultado foi obtido utilizando um wattímetro Yokogawa modelo WT-230.

### 5.3.2. RESULTADOS DE RESPOSTA DINÂMICA COM CARGA RESISTIVA

De forma a validar a modelagem média apresentada anteriormente, distúrbios foram aplicados a este estágio de operação conectado, inicialmente, a uma carga resistiva de 500 W.

As formas de onda para os degraus na tensão de entrada podem ser vistas na Fig. 5.19. A Fig. 5.19 (a) foi obtida mediante um afundamento de 14% na tensão de entrada, ou seja, de 220 V para 190 V. Como pode ser visto nos resultados, a tensão no barramento de saída (canal 3) é novamente controlada próxima a 400 V, enquanto a correção do fator de potência continua operando adequadamente, conforme pode ser constatado pela corrente de entrada (canal 2). Além disso, pode ser visto que a corrente na carga (canal 4) também é controlada no valor de projeto, sendo que para este caso, a potência entregue à carga continua sendo a mesma após a aplicação do distúrbio. A forma de onda da Fig. 5.19 (b) foi obtida mediante um degrau incremental próximo a 7% na tensão de entrada, isto é, de 220 V para 235 V. De forma análoga, pode ser constatado que a tensão e a corrente de saída são novamente controladas com valores médios igualmente próximos aos respectivos valores de projeto, enquanto a correção do fator de potência também não é impactada.

Foi realizado também um experimento simulando degraus positivos e negativos de 8% da potência de saída considerando uma carga resistiva equivalente  $R_{o(eq)} = 320 \Omega$ , de 500 W para 455 W (8%) e de 500 W para 545 W (8%). Os resultados obtidos com esse experimento são mostrados nas formas de onda da Fig. 5.20. Pela análise das formas de onda, pode ser visto que, para o caso do degrau de carga, o barramento da tensão é propriamente controlado (canal 3) e a correção de fator de potência também opera adequadamente para ambos os casos. Na Fig. 5.20 (a), a corrente de saída é reduzida conforme a potência drenada pela carga; e em Fig. 5.20 (b), a corrente de saída é incrementada conforme a potência drenada pela carga após o degrau. Desta forma, a modelagem média anteriormente realizada pôde ser devidamente validada, inicialmente, para cargas resistivas, sendo que a próxima seção realizará a validação empregando também o EHC COB LED utilizado nas pesquisas.

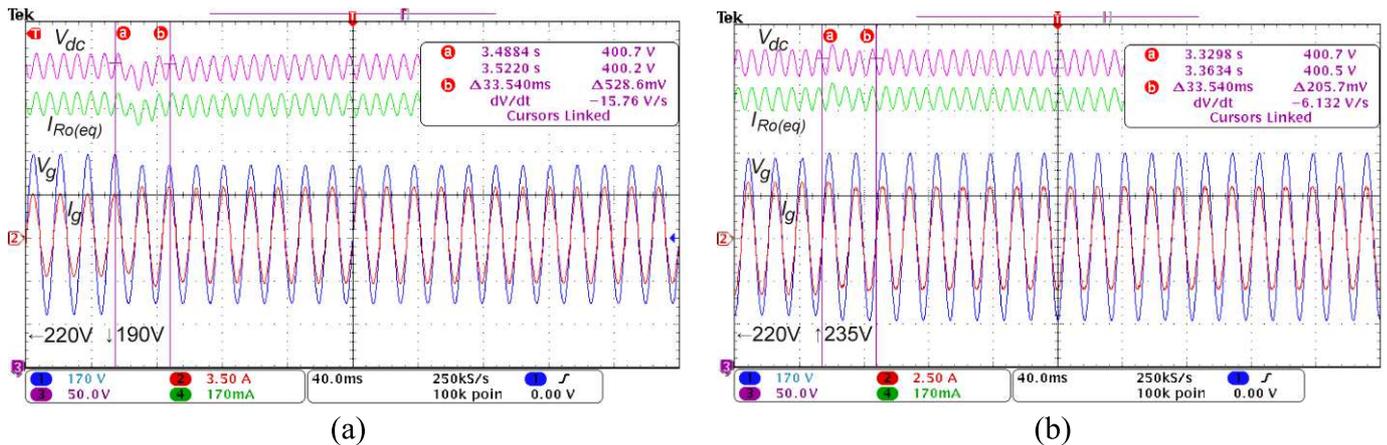


Fig. 5.19. Degraus da tensão de entrada no estágio PFC com carga resistiva. Afundamento de 14% e incremento de 7% na tensão da rede CA. Tensão de entrada (V) (CH1), corrente de entrada (A) (CH2), tensão de saída (V) (CH3) e corrente no barramento (A) (CH4). Escala de tempo: 40 ms/div.

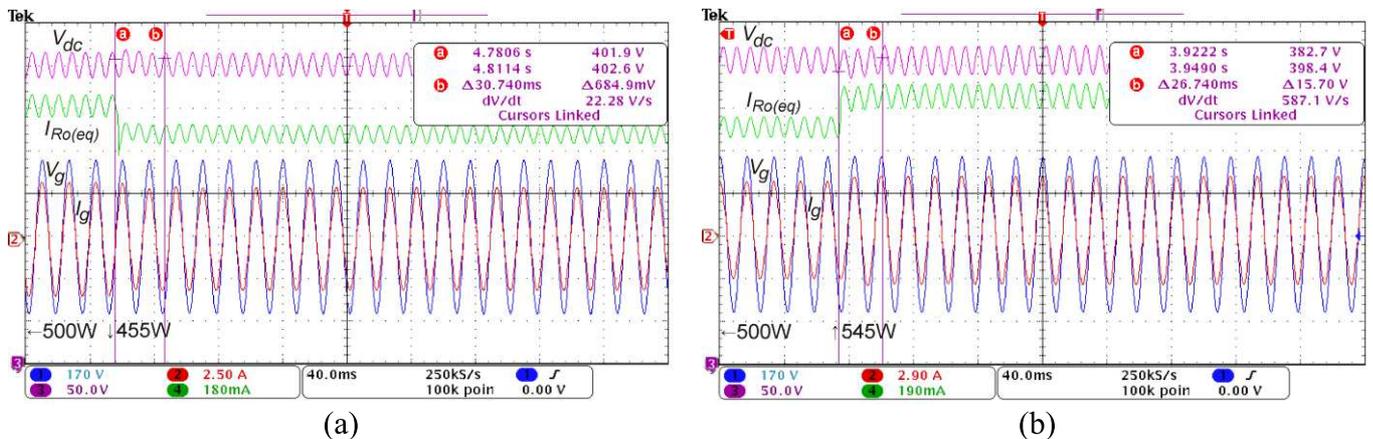


Fig. 5.20. Degraus da potência de saída (carga) no estágio PFC com carga resistiva. (a) Diminuição de 8% na potência de saída e (b) elevação de 8% na potência de saída. Tensão de entrada (V) (CH1), corrente de entrada (A) (CH2), tensão de saída (V) (CH3) e corrente no barramento (A) (CH4). Escala de tempo: 40 ms/div.

### 5.3.3. ESTÁGIO PC BASEADO NOS CONVERSORES IBC DE DUAS E TRÊS CÉLULAS E RESPOSTA DINÂMICA DO EHC COB LED

Os resultados experimentais para o segundo estágio do *driver* direcionado ao acionamento do EHC COB LED são analisados nesta seção. Assim, as formas de onda desta seção são referentes aos conversores *buck* entrelaçados de duas e três células.

A Fig. 5.21 mostra as formas de onda de corrente nos indutores do estágio PC para o conversor IBC de duas células, as quais estão em modo de condução contínua e possuem defasamento de 180°, e valor médio de 5 A com equilíbrio de corrente satisfatório entre as células. Como já discutido anteriormente, a operação em CCM objetiva menores níveis de corrente eficaz que fluem pelos elementos semicondutores, visando também ao aumento da eficiência total. Ainda na Fig. 5.21, o período de carregamento de cada indutor corresponde à

largura de pulso aplicada aos sinais  $V_{gs1}$  e  $V_{gs2}$ . Isso significa que as razões cíclicas para cada interruptor ativo devem ser aproximadamente iguais para evitar desequilíbrio de corrente entre células. A construção física dos indutores entrelaçados deve ser bem projetada de modo que estes componentes magnéticos apresentem aproximadamente as mesmas características para minimizar, assim, os problemas de desequilíbrio de corrente (BARBI, 2002). Portanto, é importante que os  $n$  indutores entrelaçados utilizem o mesmo modelo de núcleo magnético e fio AWG, além de possuir aproximadamente o mesmo número de espiras e mesmo número de condutores em paralelo.

Considerando agora o conversor IBC de três células, a Fig. 5.22 mostra as formas de onda de corrente nos indutores da estrutura, as quais também operam em CCM e apresentam equilíbrio de corrente satisfatório entre células. As correntes obtidas nos indutores denotam a característica entrelaçada de divisão dos esforços provenientes da elevada corrente de saída. Neste caso, o defasamento entre as correntes de cada célula é de  $120^\circ$  e os esforços se dividem de modo aproximadamente igualitário, isto é, com valores médios de 3,52 A, 3,39 A e 3,19 A, respectivamente. Portanto, menores níveis de corrente eficaz são obtidos em cada elemento. Novamente, os períodos de carregamento dos indutores correspondem à largura de pulso aplicada aos sinais  $V_{gs1}$ ,  $V_{gs2}$  e  $V_{gs3}$ , e assim, as razões cíclicas de cada interruptor ativo são aproximadamente iguais para evitar o desequilíbrio de corrente entre células.

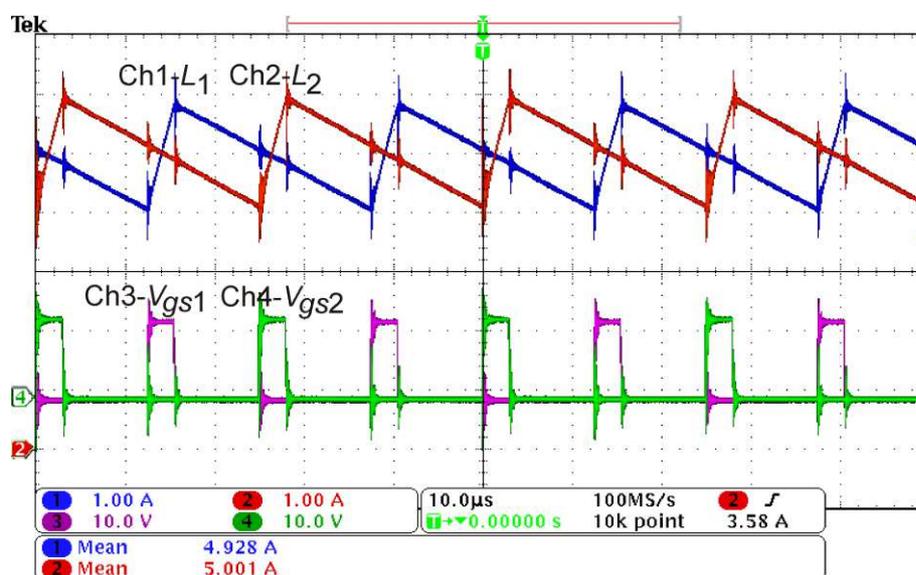


Fig. 5.21. Formas de onda da corrente nos indutores para o conversor IBC de duas células do estágio PC em comparação com os pulsos de acionamento dos MOSFETs: Correntes em  $L_1$  (CH1 – 1 A/div.) e em  $L_2$  (CH2 – 1 A/div.); e tensões  $V_{gs1}$  (CH3 – 10 V/div.) e  $V_{gs2}$  (CH4 – 10 V/div.). Escala de tempo: 10 μs/div.

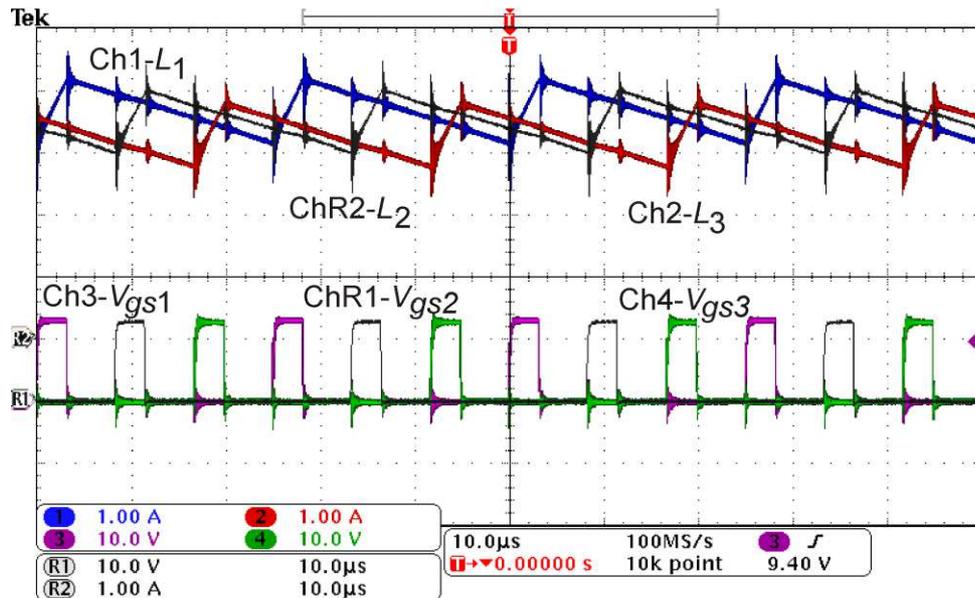


Fig. 5.22. Formas de onda da corrente nos indutores para o conversor IBC de três células do estágio PC em comparação com os pulsos de acionamento dos MOSFETs: Correntes em  $L_1$  (CH1 – 1 A/div.), em  $L_2$  (CHR2 – 1 A/div.) e em  $L_3$  (CH2 – 1 A/div.); e tensões  $V_{gs1}$  (CH3 – 10 V/div.),  $V_{gs2}$  (CHR1 – 10 V/div.) e  $V_{gs3}$  (CH4 – 10 V/div.). Escala de tempo: 10  $\mu$ s/div.

A Fig. 5.23 apresenta as formas de onda nos MOSFETs  $S_1$  e  $S_2$  para o conversor IBC de duas células, as quais também apresentam a característica entrelaçada de divisão dos esforços provenientes da elevada corrente de saída. Analisando as correntes de dreno  $I_{d1}$  e  $I_{d2}$ , pode-se notar que os esforços são divididos de modo semelhante em cada célula (com valor de pico de  $5\text{A} + (\Delta I_{Ln}/2) \approx 6\text{A}$ ), obtendo, assim, menores níveis de corrente eficaz em cada elemento e aumentando, conseqüentemente, a eficiência total do *driver*. Além disso, as tensões  $V_{ds1}$  e  $V_{ds2}$  também são mostradas, as quais possuem valor máximo igual à tensão de barramento de projeto, isto é,  $400\text{V} + (\Delta V_{dc}/2) \approx 410\text{V}$ .

Para o conversor IBC de três células, a Fig. 5.24 apresenta as formas de onda de tensão e corrente nos MOSFETs  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$ . Analisando as correntes de dreno  $I_{d1}$ ,  $I_{d2}$  e  $I_{d3}$ , pode-se notar que os esforços de corrente se dividem de modo aproximadamente igualitário em cada célula (com valor de pico aproximado de  $3,3\text{A} + (\Delta I_{Ln}/2) \approx 4,1\text{A}$ ), obtendo assim menores níveis de corrente eficaz em cada elemento. As tensões  $V_{ds1}$ ,  $V_{ds2}$  e  $V_{ds3}$  também são mostradas, as quais possuem valor máximo igual à tensão de barramento de projeto, ou seja,  $400\text{V} + (\Delta V_{dc}/2) \approx 410\text{V}$ .

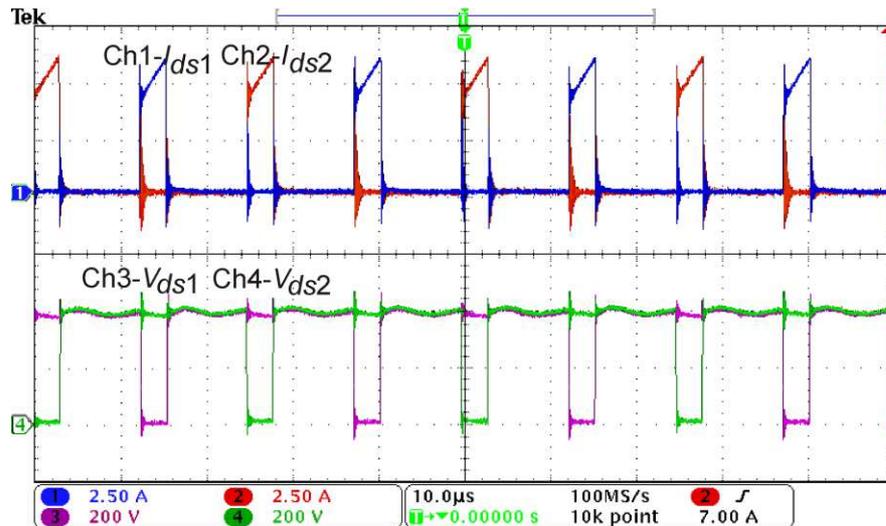


Fig. 5.23. Formas de onda nos MOSFETs  $S_1$  e  $S_2$  do conversor IBC de duas células como estágio PC: Correntes  $I_{ds1}$  (CH1 – 2,5 A/div.), e  $I_{ds2}$  (CH2 – 2,5 A/div.); e tensões  $V_{ds1}$  (CH3 – 200 V/div.) e  $V_{ds2}$  (CH4 – 200 V/div.).

Escala de tempo: 10  $\mu$ s/div.

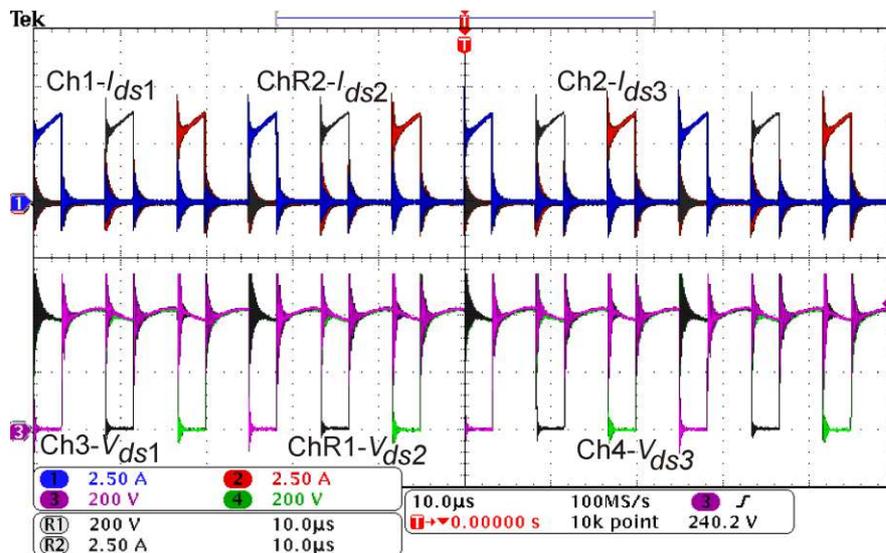


Fig. 5.24. Formas de onda nos MOSFETs  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$  do conversor IBC de três células como estágio PC: Correntes  $I_{ds1}$  (CH1 – 2,5 A/div.),  $I_{ds2}$  (CHR2 – 2,5 A/div.), e  $I_{ds3}$  (CH2 – 2,5 A/div.); e tensões  $V_{ds1}$  (CH3 – 200 V/div.),  $V_{ds2}$  (CHR1 – 200 V/div.), e  $V_{ds3}$  (CH4 – 200 V/div.). Escala de tempo: 10  $\mu$ s/div.

A Fig. 5.25 apresenta as formas de onda nos diodos  $D_1$  e  $D_2$  do conversor IBC de duas células. Analisando as correntes  $I_{D1}$  e  $I_{D2}$ , pode-se notar que os esforços são divididos de modo semelhante em cada célula (com valor de pico de  $5A + (\Delta I_{Ln}/2) \approx 6A$ ), reduzindo, assim, os níveis de corrente eficaz em cada elemento. No caso específico dos diodos, níveis mais elevados de corrente eficaz são encontrados, os quais se traduzem em maiores perdas por condução se comparados aos interruptores principais (MOSFETs). Isso se deve ao fato de o conversor possuir razão cíclica muito pequena ( $D = 0,125$ ), de modo que a largura de pulso complementar aplicada aos diodos representa a maior parcela do período de comutação

( $D' = 1 - D = 0,875$ ). Adicionalmente, as tensões  $V_{D1}$  e  $V_{D2}$  também são mostradas na Fig. 5.25, as quais possuem valor máximo igual à tensão de barramento de projeto, ou seja,  $400 \text{ V} + (\Delta V_{dc}/2) \approx 410 \text{ V}$ .

Considerando o conversor IBC de três células, análises semelhantes podem ser realizadas. A Fig. 5.26 apresenta as formas de onda de tensão e corrente nos diodos  $D_1$ ,  $D_2$  e  $D_3$ . Analisando as correntes  $I_{D1}$ ,  $I_{D2}$  e  $I_{D3}$ , pode-se notar que os esforços são divididos de modo semelhante em cada célula (com valor de pico de  $3,3\text{A} + (\Delta I_{Ln}/2) \approx 4,1 \text{ A}$ ), reduzindo, assim, os níveis de corrente eficaz em cada elemento. Neste caso, a largura de pulso complementar ( $D' = 0,875$ ) também é aplicada aos diodos, ocasionando níveis mais elevados de corrente eficaz nestes elementos e, portanto, maiores perdas por condução se comparados aos MOSFETs. Na Fig. 5.26, as tensões  $V_{D1}$ ,  $V_{D2}$  e  $V_{D3}$  também são mostradas, as quais possuem valor máximo igual à tensão de barramento de projeto, ou seja,  $400 \text{ V} + (\Delta V_{dc}/2) \approx 410 \text{ V}$ .

As formas de onda de saída para o conversor IBC de duas células são apresentadas na Fig. 5.27. Considerando a tensão e a corrente no EHC COB LED, os valores médios obtidos são de aproximadamente  $50 \text{ V}$  e  $10 \text{ A}$ , respectivamente, para o ponto de operação projetado. O detalhamento da forma de onda da corrente de saída (por meio dos cursores  $a$  e  $b$ ) visa a análise da ondulação em baixa frequência dessa forma de onda. Pode ser constatado, assim, que a ondulação de baixa frequência obtida é de  $25\% \times I_{COB} = 2,5 \text{ A}$ .

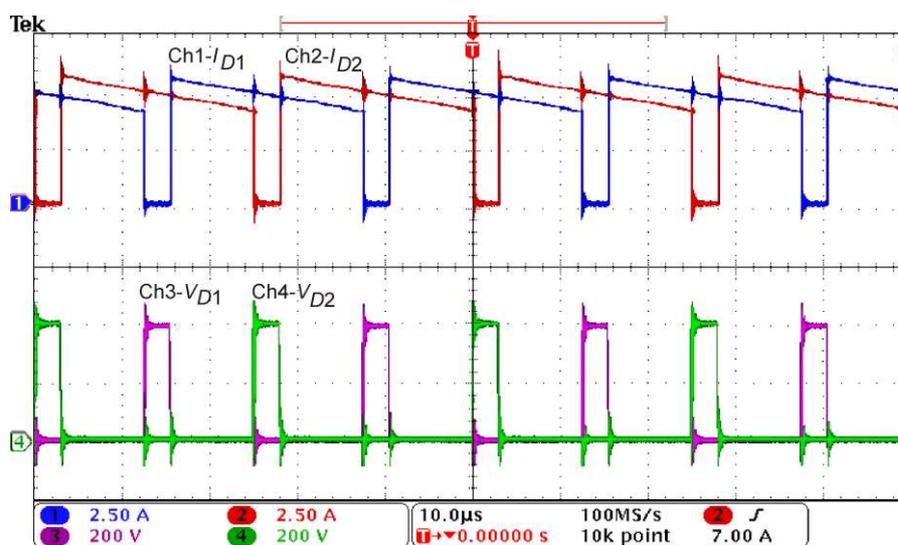


Fig. 5.25. Formas de onda nos diodos  $D_1$  e  $D_2$  do conversor IBC de duas células como estágio PC: Correntes  $I_{D1}$  (CH1 – 2,5 A/div.), e  $I_{D2}$  (CH2 – 2,5 A/div.); e tensões  $V_{D1}$  (CH3 – 200 V/div.) e  $V_{D2}$  (CH4 – 200 V/div.). Escala de tempo:  $10 \mu\text{s}/\text{div.}$

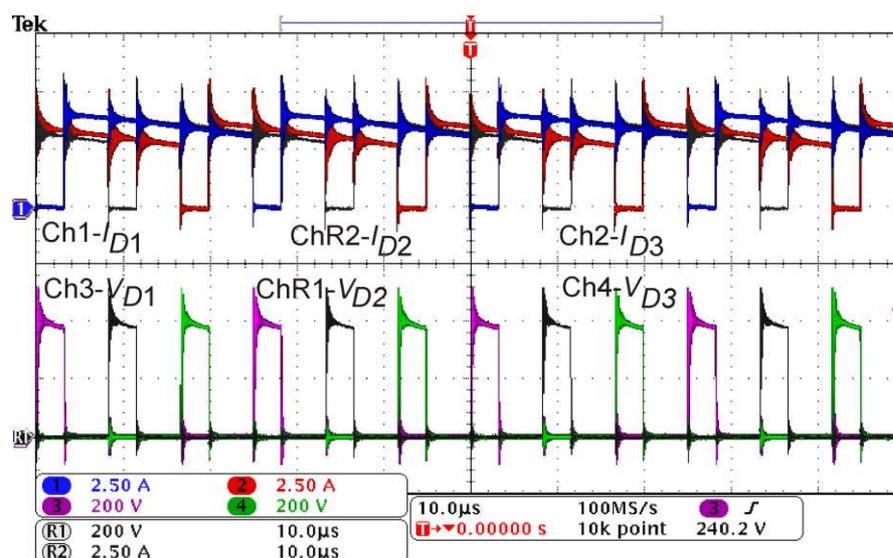


Fig. 5.26. Formas de onda nos diodos  $D_1$ ,  $D_2$  e  $D_3$  do conversor IBC de três células como estágio PC: Correntes  $I_{D1}$  (CH1 – 2,5 A/div.),  $I_{D2}$  (CHR2 – 2,5 A/div.), e  $I_{D3}$  (CH2 – 2,5 A/div.); e tensões  $V_{D1}$  (CH3 – 200 V/div.),  $V_{D2}$  (CHR1 – 200 V/div.), e  $V_{D3}$  (CH4 – 200 V/div.). Escala de tempo: 10  $\mu$ s/div.

A análise para o nível de *flicker* nesta aplicação é realizada conforme definido nas seções anteriores. Utilizando a equação de Michelson, os níveis de iluminância são relativos aos valores máximos e mínimos da corrente que flui pelo dispositivo e a ondulação associada a sua forma de onda. Como a ondulação da corrente de saída é em torno de 25%, o valor da modulação da luz em torno do ponto médio é, tipicamente, definido como metade desse valor (IEEE, 2015 p. 7). Dessa forma, obtém-se o valor de 12,5%, o qual está próximo à região de baixo risco da norma IEEE 1789-2015, isto é, 10%. Como abordado nas seções anteriores, a condição de baixo risco da referida recomendação foi utilizada apenas como um parâmetro inicial de projeto, de modo que a aplicação específica abordada nesta tese não se guia por estes níveis. Os valores de *flicker* podem variar conforme a aplicação desejada, como em condições mesópicas ou escotópicas de visualização, ou ainda, se condições de filmagens em câmera lenta são ou não requeridas, conforme já foi discutido na seção de projeto do capacitor de barramento,  $C_{dc}$ .

A Fig. 5.28 mostra as formas de onda de tensão e corrente no EHC COB LED para o conversor IBC de três células. Os mesmos valores médios podem ser obtidos também neste caso, ou seja, 50 V e 10 A, respectivamente, para o ponto de operação projetado. Como o mesmo capacitor de saída,  $C_o = 40 \mu\text{F}$ , foi considerado também neste conversor, pode-se notar uma ligeira redução na ondulação de alta frequência nas formas de onda de saída. A ondulação de alta frequência na corrente é de aproximadamente 75 mA para o IBC de duas células e 42 mA para o IBC de três células. Como a ondulação principal (e que traz mais

problemas) neste caso é aquela associada à baixa frequência transmitida pela rede CA, esta vantagem pouco influencia na aplicação estudada. Neste contexto, as mesmas análises aplicadas para a ondulação de baixa frequência ao conversor IBC de duas células também são válidas neste caso, ou seja, 25% de ondulação de corrente e, conseqüentemente, 12,5% de modulação da luz.

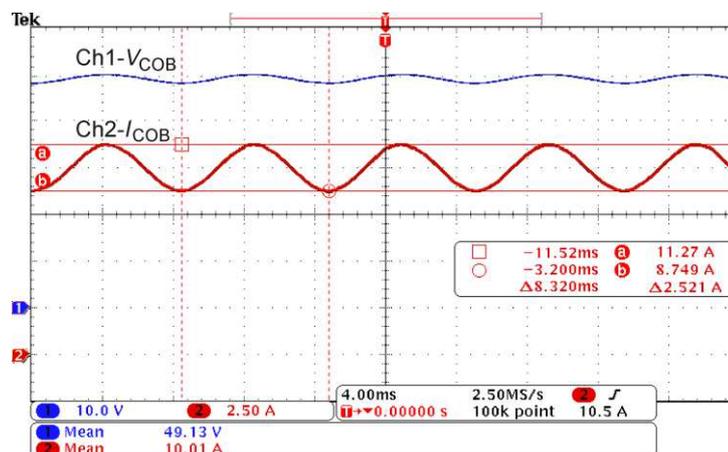


Fig. 5.27. Formas de onda da tensão e corrente no EHC COB LED e detalhamento da corrente para análise do *ripple* de baixa frequência de saída para o conversor IBC de duas células: tensão de saída  $V_{COB}$  (CH1 – 10 V/div.) e corrente de saída  $I_{COB}$  (CH2 – 2,5 A/div.). Escala de tempo: 4 ms/div.

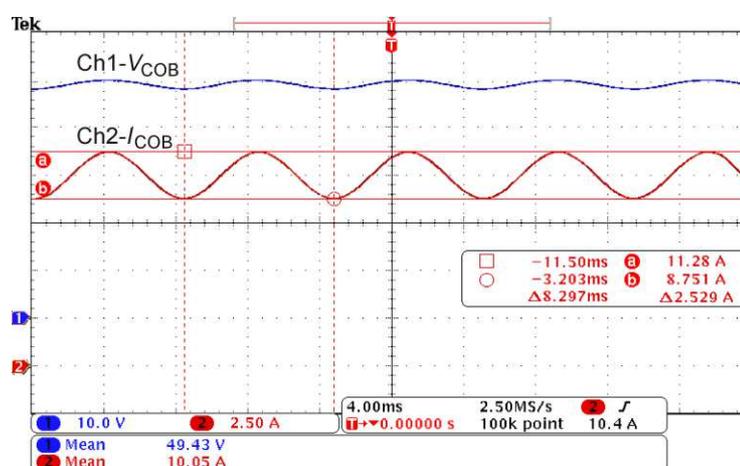


Fig. 5.28. Formas de onda da tensão e corrente no EHC COB LED e detalhamento da corrente para análise do *ripple* de baixa frequência de saída para o conversor IBC de três células: tensão de saída  $V_{COB}$  (CH1 – 10 V/div.) e corrente de saída  $I_{COB}$  (CH2 – 2,5 A/div.). Escala de tempo: 4 ms/div.

A eficiência do segundo estágio, medida com o Wattímetro Yokogawa WT-230, para o conversor IBC de duas células foi de 93,5%. Para o conversor IBC de três células, a eficiência obtida experimentalmente foi de 94,3%. Assim, a estrutura de duas células apresentou uma eficiência muito próxima àquela do conversor de três células e, além disso, ela necessita de menor número de elementos com conseqüente redução das dimensões da PCB. Portanto, concluiu-se experimentalmente que os componentes adicionais inerentes à estrutura de três

células não se traduzem em vantagens significativas na aplicação estudada. Doravante esta constatação, topologias de duas células foram suficientes para atingir os objetivos iniciais impostos nesta tese, isto é, alta eficiência e dimensões reduzidas para o ponto de operação escolhido (10 A). No capítulo seguinte, outra topologia de duas células, o EGIBC (*Extended Gain Interleaved Buck Converter*) também será estudada para a incorporação de outras vantagens à aplicação de EHC COB LEDs.

Os resultados de dinâmica aplicados ao *driver* de dois estágios (estágio PFC com *boost* operando com controle ciclo a ciclo e estágio PC com IBC de duas células) são mostrados na Fig. 5.29. O objetivo destas formas de onda é realizar a validação, com a carga EHC COB LED, da modelagem desenvolvida ao estágio PFC de entrada. Assim, na Fig. 5.29, variações na tensão de entrada foram realizadas de modo que as respostas dinâmicas da corrente de entrada, tensão CC no barramento e corrente de saída no EHC COB LED fossem avaliadas mediante o sistema de controle projetado baseado na modelagem PFC proposta.

Após a aplicação de degraus negativos e positivos na tensão de entrada, ou seja, 190 V (14%) e 235 V (7%), respectivamente, a tensão CC de barramento é mantida regulada no valor médio de 400 V e a corrente na carga é controlada em 10 A, enquanto a corrente de entrada permanece aproximadamente senoidal e em fase com a tensão CA de entrada após os distúrbios. De fato, os critérios de projeto para o compensador empregado garantem que a tensão CC de barramento seja controlada enquanto não distorce a corrente de entrada. O compensador PI projetado foi, assim, capaz de reduzir o erro de regime permanente com rápida resposta transitória.

É importante enfatizar, neste caso, que esta alternativa permite o controle da corrente de saída no estágio PC apenas para variações na tensão de entrada, pois o segundo estágio foi projetado neste capítulo apenas para operação em malha aberta. Como a técnica OCC não possui um controlador específico para a malha interna de corrente do estágio PFC (ou seja, apenas um integrador resetável), grandes variações de potência na carga podem provocar significativas distorções da corrente de entrada. Portanto, o circuito de acionamento analisado apresenta as características necessárias de qualidade de energia apenas para as variações da tensão de entrada, assim como níveis adequados de ondulação de corrente na carga. Como as aplicações com o EHC COB LED podem solicitar elevadas taxas de dimerização de corrente dependendo do nível de intensidade luminosa requerido, é importante mencionar que a operação com controle por corrente média será igualmente avaliada nesta tese (no capítulo subsequente) de modo a incorporar robustez à malha de corrente do estágio PFC, enquanto

que as condições de controle de corrente na carga também serão analisadas pela implementação de um controlador dedicado ao estágio PC.

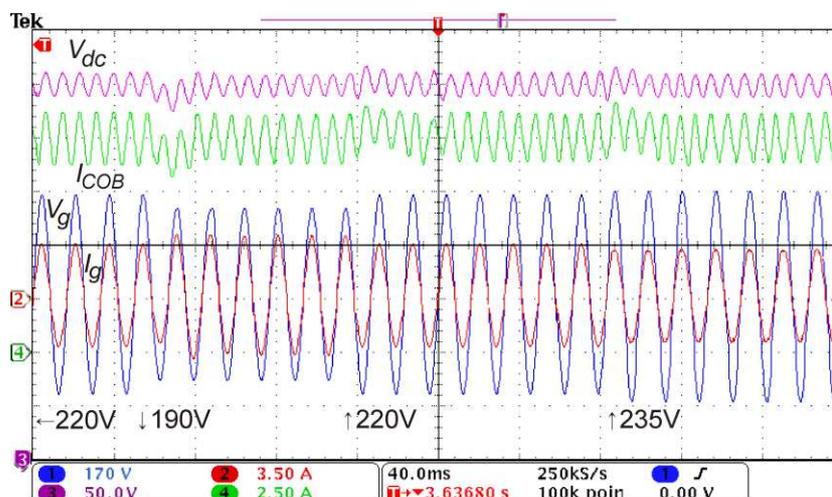


Fig. 5.29. Resposta dinâmica do *driver* de dois estágios ao se variar a tensão CA de entrada com afundamento de 14% e incremento de 7%, respectivamente. Tensão de entrada (CH1 – 170 V/div.), corrente de entrada (CH2 – 3,5 A/div.), tensão CC de barramento (CH3 – 50 V/div) e corrente no EHC COB LED (CH4 – 2,5 A/div.).

Escala de tempo: 40 ms/div.

Como as eficiências medidas no estágio PFC e PC foram de 96,8% e 93,5%, respectivamente, a eficiência global do *driver* projetado é de 90,5% e, assim, pôde ser alcançada a premissa estipulada em projeto, isto é, um valor maior que 90%. A estimativa das perdas medidas no protótipo de 500 W construído é mostrada na Fig. 5.30, de modo que a parcela dominante é devido à operação do estágio PC. Isso é justificado pelos altos níveis de corrente que circulam pelo segundo estágio, implicando elevadas perdas por condução nos elementos semicondutores e, principalmente, nos indutores do conversor IBC de duas células. As maiores perdas nos indutores são ocasionadas devido à condução constante de corrente nestes elementos (com  $I_{L1(rms)} \approx I_{L2(rms)} \approx 5$  A), os quais possuem resistência do cobre de aproximadamente 350 mΩ em cada indutor. Assim, a maior parte das perdas nestes elementos é caracterizada no cobre e não no núcleo (típico de conversores operando em CCM).

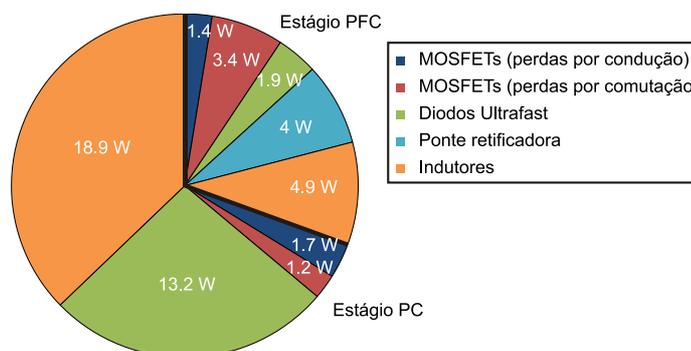


Fig. 5.30. Perdas experimentais medidas no *driver* de dois estágios empregado na validação.

#### 5.4. CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foi apresentada uma nova proposta de modelagem CCM baseada na análise média de pequenos sinais aplicada ao pré-regulador *boost* PFC. Adicionalmente, a proposta foi validada utilizando um conversor de dois estágios como circuito de acionamento do EHC COB LED Apollo 600. Inicialmente, as expressões de projeto e esforços nos interruptores do retificador *boost* PFC foram descritos. De modo a projetar adequadamente o controle ciclo-a-ciclo com o CI IR1150, foi obtido um modelo dinâmico em CCM, o qual responde devidamente a distúrbios na tensão de entrada e na referência imposta pelo circuito de controle do estágio PFC. Esta mesma modelagem também pode ser utilizada para o projeto da malha externa de outras técnicas de controle em modo corrente, tal qual será utilizado também na abordagem por corrente média.

Um estudo acerca da utilização de um barramento de alta tensão visando a minimização de capacitância também foi mostrado. Foi constatado que, para um barramento de 400 V, a capacitância necessária para a atenuação de baixa frequência proveniente da rede (para um nível de ondulação de corrente de 25%), seria em torno 160  $\mu\text{F}$ . Por meio do projeto apresentado, outros valores da tensão de barramento poderiam ser também considerados em outras situações, de forma que os esforços de tensão do conversor possam ser minimizados dependendo da aplicação e interruptores disponíveis.

Considerando o segundo estágio do circuito de acionamento utilizado na validação, conversores *buck* entrelaçados de duas e três células foram aplicados de modo a realizar a adequação dos níveis de tensão e corrente no EHC COB LED e ainda alcançar a divisão dos esforços em algumas células, de forma a aumentar a eficiência total de conversão. As respectivas expressões de projeto e esforços nos semicondutores também foram apresentadas nesse caso. Além disso, um estudo foi realizado no que tange a relação entre o número de células e as perdas por condução nos semicondutores, a qual pode ser obtida na aplicação dessa topologia no ponto de operação escolhido. Esse estudo levou em conta as perdas por condução e a complexidade de acionamento dos interruptores ao se considerar diferentes números de células do conversor.

Resultados experimentais foram apresentados e avaliados. Constatou-se que o conversor apresenta as características necessárias para a validação da modelagem empregada ao estágio pré-regulador do fator de potência. As formas de onda de entrada apresentaram fator de potência aproximadamente unitário e baixo nível de distorção harmônica da corrente de entrada. Utilizando a metodologia de modelagem dinâmica proposta, o compensador da malha

externa de tensão do estágio PFC operando em OCC foi projetado de modo a rejeitar os distúrbios provenientes da tensão CA de entrada. Os resultados dinâmicos apresentados mostram que o sistema possui resposta satisfatória, ou seja, o barramento intermediário de tensão é regulado no valor médio de projeto, enquanto a corrente de entrada continua aproximadamente senoidal e em fase com a tensão de entrada após os distúrbios aplicados. Além disso, a corrente de saída também é indiretamente controlada neste caso, pois a potência na carga não varia na situação analisada neste capítulo. Um sistema de controle para o segundo estágio deve ser então projetado, visando o controle da corrente na carga segundo as referências de intensidade luminosa (*dimming*) que podem ser impostas ao EHC COB LED.

Para os estágios de saída analisados, comprovou-se que menores perdas por condução podem ser devidamente obtidas pelas conexões entrelaçadas de duas e três células. As eficiências encontradas foram satisfatórias frente à premissa imposta, isto é, eficiência global do *driver* maior que 90%. Os valores obtidos para o estágio PC foram de 93,5% para o IBC de duas células e 94,3% para o IBC de três células. A eficiência total de conversão considerando os dois estágios é, conseqüentemente, maior que 90% em ambos os casos, com pouca diferença entre as duas alternativas. Adicionalmente, concluiu-se que a alternativa de duas células apresentou melhor equilíbrio na divisão de corrente entre células do que aquele encontrado no IBC de três células. Isso pode ser explicado devido ao fato da implementação prática se tornar mais complexa no caso de mais células serem incorporadas, o que dificulta a disposição igualitária dos componentes no circuito de potência.

Finalmente, pode-se inferir que a estrutura de dois estágios proposta se mostrou adequada à validação da modelagem ao estágio PFC, bem como quanto ao acionamento do EHC COB LED em condições nominais de potência, sendo que uma técnica de controle PFC com maior robustez às variações de carga, aliada ao controle da corrente de saída referente ao estágio PC será tema de estudo no próximo capítulo.

## 6. DRIVER DE DOIS ESTÁGIOS ALIMENTADO A PARTIR DA REDE CA COM CONTROLE ANALÓGICO DO BARRAMENTO DE TENSÃO E CONTROLE DIGITAL DA CORRENTE DE SAÍDA

Este capítulo tem o objetivo de apresentar o projeto, teoria e resultados experimentais para um circuito de acionamento de dois estágios controlado direcionado ao acionamento de EHC COB LEDs e alimentado a partir da rede CA. A topologia utilizada na concepção do circuito de acionamento é apresentada na Fig. 6.1. A estrutura é composta pelo pré-regulador *boost* CCM operando como estágio PFC; o barramento intermediário em alta tensão já estudado anteriormente; e o conversor EGIBC introduzido no Capítulo 4, operando como estágio PC. Inicialmente, é descrito o projeto de controle analógico por modo corrente média do estágio de entrada (PFC). Na sequência, são descritos também a modelagem do segundo estágio (PC) e o respectivo projeto de controle digital da corrente que flui no EHC COB LED. Finalmente, resultados experimentais para um protótipo de 500 W são apresentados, de modo que a corrente de saída no dispositivo é dinamicamente avaliada mediante variações na tensão CA de alimentação e também pela variação da corrente de referência imposta por meio de um microcontrolador.

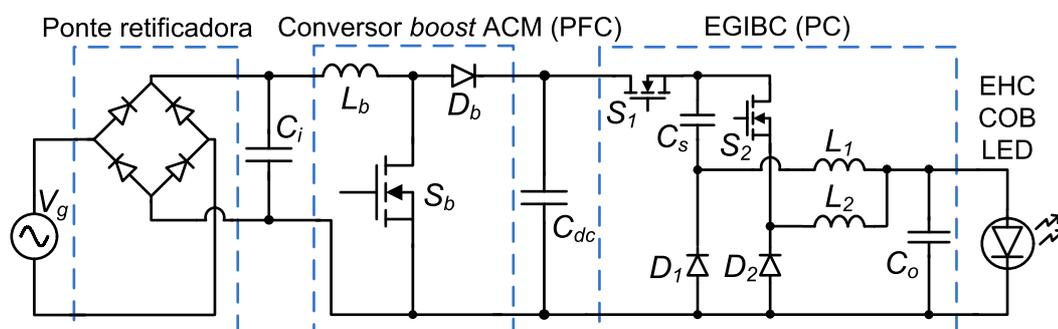


Fig. 6.1. Circuito de potência do conversor de dois estágios controlado proposto direcionado ao acionamento do EHC COB LED: Pré-regulador *boost* como estágio PFC e conversor EGIBC como estágio PC.

### 6.1. PRÉ-REGULADOR *BOOST* PFC COM CONTROLE POR CORRENTE MÉDIA

O modo de controle por corrente média (ou ACM) é outra técnica com muitas vantagens inerentes à correção ativa do fator de potência de entrada. A principal diferença em comparação com a técnica OCC é a sua robustez em relação à controlabilidade da corrente de entrada para variações de potência na carga. Em contraponto a sua implementação com maior

número total de componentes, emprega-se um sensor adicional que possui a tarefa de amostrar a tensão de entrada retificada, além da utilização de um compensador específico na malha interna de corrente. Estes aspectos de projeto proporcionam maior regulação do controle dependendo das especificações requeridas. Para a aplicação no primeiro estágio do conversor, foi utilizado o circuito integrado UC3854 (TEXAS INSTRUMENTS, 2016b) (TODD, 1999), o qual vem sendo constantemente aprimorado pela fabricante *Texas Instruments* para oferecer os requisitos necessários para diversos níveis de potência.

O circuito esquemático do conversor *boost* CCM PFC operando com o CI UC3854, é mostrado na Fig. 6.2. Nesse circuito esquemático, são mostrados também os modelos dos interruptores e da ponte retificadora que foram utilizados. Adicionalmente, a Fig. 6.3 mostra o diagrama característico do modo de controle por corrente média, o qual representa a lógica considerada internamente pelo UC3854. Como este já se trata de um tema abordado em alguns documentos técnicos específicos, os componentes do circuito de sensoriamento foram projetados segundo Texas Instruments (2016b) e Todd (1999), de modo que esta análise quantitativa é suprimida do escopo deste trabalho. Novamente, a malha externa de controle de tensão é projetada utilizando a função de transferência obtida pela modelagem média anteriormente apresentada no Capítulo 5 e, além disso, a malha interna de controle de corrente também deve ser projetada neste caso. Os componentes dos circuitos de potência e controle utilizados no protótipo são detalhados na Tabela 6.1.

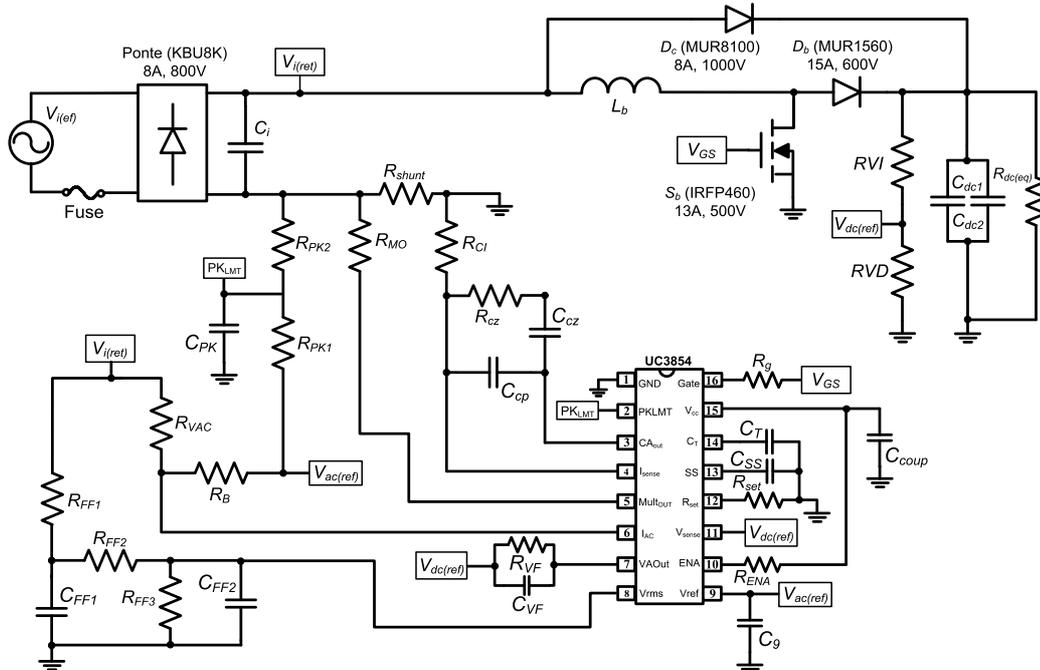


Fig. 6.2. Retificador *boost* CCM monofásico como estágio PFC com controle por corrente média pelo circuito integrado UC3854.

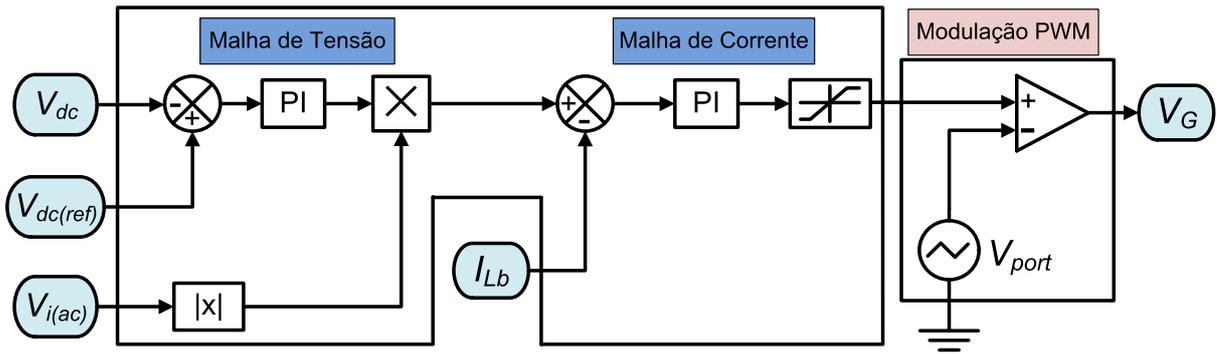


Fig. 6.3. Diagrama em blocos do circuito de controle PFC com a técnica ACM do UC3854.

Tabela 6.1. Componentes calculados para o conversor *boost* CCM PFC operando por ACM como primeiro estágio do *driver*.

Parâmetro	Simbologia	Valor (Unidade)
Indutor <i>boost</i>	$L_b$	2,7 mH
Capacitor de entrada	$C_i$	100 nF
Capacitores de barramento CC	$C_{b1}, C_{b2}$	80 $\mu$ F
Resistência equivalente de saída	$R_{o(eq)}$	320 $\Omega$
Capacitor de desacoplamento	$C_{coup}$	100 nF
Resistor de realimentação de tensão 1	$R_{VI}$	510 k $\Omega$
Resistor de realimentação de tensão 2	$R_{VD}$	9 k $\Omega$
Resistor <i>set</i>	$R_{set}$	499 k $\Omega$
Resistor ENA	$R_{ENA}$	22 k $\Omega$
Resistor de <i>gate</i> do MOSFET	$R_g$	22 $\Omega$
Capacitor de frequência de comutação	$C_T$	4.7 nF
Resistor sensor de corrente ( <i>shunt</i> )	$R_{sh}$	0,2 $\Omega$
Resistor de pico de corrente 1	$R_{pk1}$	10 k $\Omega$
Resistor de pico de corrente 2	$R_{pk2}$	2.2 k $\Omega$
Capacitor de pico de corrente	$C_{pk}$	100 nF
Resistor multiplicador de tensão	$R_{MO}$	5.6 k $\Omega$
Resistor de entrada de corrente	$R_{CI}$	5.6 k $\Omega$
Resistor do compensador de corrente	$R_{CZ}$	42 k $\Omega$
Capacitor do compensador de corrente (zero)	$C_{cz}$	470 nF
Capacitor do compensador de corrente (polo)	$C_{cp}$	68 pF
Resistor do compensador de tensão	$R_{VF}$	180 k $\Omega$
Capacitor do compensador de tensão	$C_{VF}$	680 nF
Resistor da tensão de entrada CA	$R_{VAC}$	680 k $\Omega$
Capacitor da tensão de entrada CA	$C_{VAC}$	100 nF
Resistor de acoplamento entrada-corrente	$R_B$	10 k $\Omega$
Resistor de <i>feedforward</i> 1	$R_{FF1}$	470 k $\Omega$
Resistor de <i>feedforward</i> 2	$R_{FF2}$	47 k $\Omega$
Resistor de <i>feedforward</i> 3	$R_{FF3}$	10 k $\Omega$
Capacitor de <i>feedforward</i> 1	$C_{FF1}$	680 nF
Capacitor de <i>feedforward</i> 2	$C_{FF2}$	1 $\mu$ F

### 6.1.1. PROJETO DO COMPENSADOR DA MALHA DE CORRENTE

O compensador da malha interna de corrente é projetado de modo que a corrente do indutor possua formato senoidal retificado, independentemente de sofrer distúrbios

provenientes da entrada CA ou da referência aplicada. Assim, o objetivo desta malha é impor à corrente de entrada um sinal de referência senoidal e em fase com a tensão CA de alimentação, de modo que o conversor seja capaz de operar com elevado fator de potência.

É necessário, então, determinar a função de transferência que relaciona a corrente no indutor *boost* (a variável controlada) com o sinal de controle do interruptor ativo, ou seja, a razão cíclica aplicada (a variável de controle). Pela aplicação do modelo do interruptor PWM proposto em Vorperian (1990), a função de transferência  $i_{Lb}(s)/d(s)$  é mostrada em (6.1).

$$G_i(s) = \frac{i_{Lb}(s)}{d(s)} = \frac{V_{dc} \cdot [1 + s \cdot R_{o(eq)} \cdot C_{dc}]}{[R_{o(eq)} \cdot (D')^2] + s \cdot (L_b) + s^2 \cdot (R_{o(eq)} \cdot C_{dc} \cdot L_b)} \quad (6.1)$$

sendo que  $i_{Lb}(s)$  é a corrente no indutor boost;  $d(s)$  é a razão cíclica e  $D' = 1 - D$  é a razão cíclica complementar.

Na função de transferência da malha de corrente apresentada em (6.1), os valores de ganho e de fase dependem do ponto de operação do conversor e de parâmetros do circuito. A presença de dois polos e um zero pode ser também constatada. Considerando que, tipicamente, a frequência de cruzamento da malha de controle de corrente é bastante elevada, esta função de transferência pode ser simplificada como (6.2) (TOFOLI, 2005).

$$G_i(s) = \frac{i_{Lb}(s)}{d(s)} = \frac{V_{dc}}{s \cdot L_b} \quad (6.2)$$

Para que o ganho em baixas frequências seja elevado e também proporcionar ao sistema boa resposta dinâmica com alta imunidade a ruídos, um compensador PI com filtro (tipo 2) é utilizado nessa malha de controle. Portanto, a sua utilização visa mitigar o efeito da frequência de comutação na malha de corrente. Se a ondulação devido à comutação em alta frequência surgir na saída do compensador, haverá instabilidade do sistema, pois a razão cíclica varia rapidamente e pode provocar oscilações indesejadas na corrente de entrada (SILVA JR, 1994).

Os seguintes critérios são utilizados no projeto do controlador de corrente:

- Frequência de cruzamento de ganho em malha aberta menor ou igual a 1/10 da frequência de comutação (6 kHz). Esse critério é utilizado para a obtenção de uma ampla banda de passagem sem afetar a operação do estágio PFC;
- Margem de fase em malha aberta entre 20° e 40°. Esse critério é importante para a obtenção de rápida resposta dinâmica, mas sem ocasionar grande sobressinal na corrente de entrada. Para isso, o zero do compensador deve ser alocado a uma década abaixo da frequência de comutação;

- Margem de ganho em malha aberta de valor elevado para se obter estabilidade satisfatória e rejeição de distúrbios;
- Erro de regime permanente aproximadamente nulo ao seguir a referência imposta pelo sinal de corrente amostrado. Para esse critério é então utilizado um compensador que possua ação integral de modo a garantir elevado ganho em malha aberta em baixas frequências.
- Reduzido valor de sobressinal (*overshoot*) máximo para proteção do sistema contra elevados níveis de tensão durante o transitório. Para a obtenção dessa característica, é utilizado um filtro capacitivo que proporciona filtragem de ruídos de alta frequência.

As fontes de perturbação do conversor são a tensão de entrada e a potência no barramento, as quais interferem no valor da sua razão cíclica. O compensador da malha de corrente deve possuir resposta rápida a variações da carga para que não haja distorção na corrente de entrada. A função de transferência do compensador de corrente é dada por (6.3).

$$C_i(s) = \frac{\omega_{p1}}{s} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega_{p2}}} \quad (6.3)$$

sendo que  $\omega_z$  é a frequência de alocação do zero (em rad/s);  $\omega_{p1}$  é a frequência do polo da origem (em rad/s); e  $\omega_{p2}$  é a frequência do segundo polo (em rad/s).

Os componentes do compensador de corrente ( $R_{cz}$ ,  $C_{cz}$  e  $C_{cp}$ ), os quais são utilizados conjuntamente ao CI UC3854, podem ser obtidos, então, pelas relações apresentadas em (6.4), as quais relacionam os valores destes componentes com as suas respectivas frequências de alocação.

$$\frac{1}{\omega_z} = C_{cz} \cdot R_{cz}; \quad \frac{1}{\omega_{p1}} = (C_{cp} + C_{cz}) \cdot R_{ci}; \quad \frac{1}{\omega_{p2}} = R_{ci} \cdot \frac{C_{cp} \cdot C_{cz}}{(C_{cp} + C_{cz})} \quad (6.4)$$

Assim, a função de transferência do compensador de corrente apresentada em (6.3), pode ser reescrita como (6.5).

$$C_i(s) = \frac{1 + s \cdot C_{cz} \cdot R_{cz}}{s \cdot R_{ci} \cdot (C_{cp} + C_{cz} + s \cdot R_{cz} \cdot C_{cp} \cdot C_{cz})} = \frac{2,9959 \cdot 10^5 (s + 1885)}{s (s + 9,425 \cdot 10^4)} \quad (6.5)$$

A função de transferência de laço aberto da malha de corrente sem compensação,  $FTLA_{sci}(s)$ , será dada por (6.6).

$$FTLA_{sci}(s) = G_i(s) \cdot H_i(s) \cdot F_m(s)$$

$$FTLA_{sci}(s) = \frac{5486,968}{s} \quad (6.6)$$

sendo:  $H_i(s)$  o ganho do sensor de corrente, ou seja,  $H_i(s) = R_{sh}$ ; e  $F_m(s)$  a função de transferência do modulador PWM, a qual é definida por  $F_m(s) = 1/V_s$ , em que  $V_s$  é o valor de pico do sinal dente de serra interno do CI UC3854 (7,5 V).

Depois de projetado o compensador  $C_i(s)$  a partir das diretrizes descritas, tem-se que a função de transferência de laço aberto da malha de corrente compensada  $FTLA_{cci}(s)$  é dada por (6.7).

$$FTLA_{cci}(s) = FTLA_{sci}(s) \cdot C_i(s) \quad (6.7)$$

Os diagramas de Bode para amplitude e fase para a malha de corrente projetada são mostrados na Fig. 6.4. Pode-se perceber que a malha é estável, com alto ganho em baixas frequências e com frequência de cruzamento igual aquela estipulada em projeto (1/10 de  $f_s$ ).

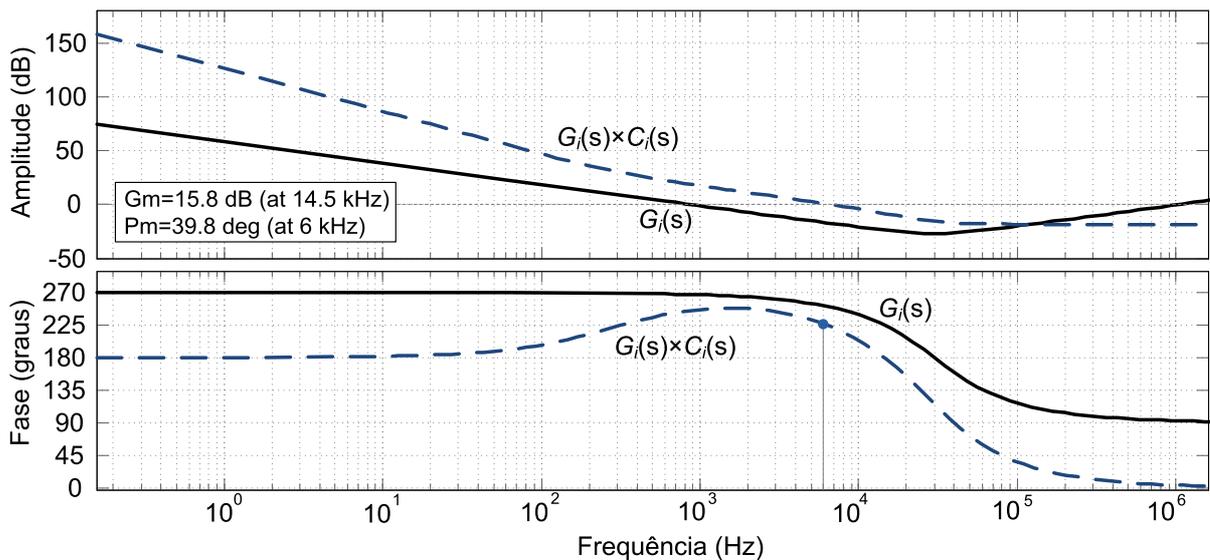


Fig. 6.4. Gráficos de Bode da resposta em frequência da malha interna do conversor *boost* CCM PFC operando por ACM: malha não compensada (planta) e malha compensada.

### 6.1.2. PROJETO DO COMPENSADOR DA MALHA DE TENSÃO

Utilizando a função de transferência da malha externa já descrita no Capítulo 5, pode-se projetar o respectivo compensador de modo que o barramento de tensão seja controlado ao sofrer distúrbios provenientes da entrada CA ou da referência aplicada.

Os seguintes critérios são utilizados no projeto do controlador de tensão:

- Frequência de cruzamento de ganho unitário em malha aberta menor ou igual a 1/3 da frequência da rede (escolhendo-se 10 Hz). Esse critério é utilizado para a obtenção de larga banda de passagem, sem afetar a operação do estágio PFC;
- Margem de fase em malha aberta maior que 60°. Esse critério é importante para a obtenção de rápida resposta dinâmica, mas sem ocasionar grande sobressinal na tensão de barramento;
- Margem de ganho em malha aberta de valor elevado para se obter estabilidade satisfatória e rejeição de distúrbios;
- Erro de regime permanente aproximadamente nulo ao seguir a referência imposta para a tensão de barramento. Para esse critério é então utilizado um compensador que possua ação integral de modo a garantir elevado ganho em malha aberta em baixas frequências.

As fontes de perturbação do conversor são a razão cíclica e a potência no barramento. O compensador da malha de tensão deve possuir resposta lenta a variações da carga para que não haja distorção na corrente de entrada. Sendo assim, uma ação de controle muito rápida poderia causar uma rápida variação na referência de corrente, de modo que a corrente no indutor deixasse de possuir o formato senoidal retificado requerido.

Considerando as funções internas do CI UC3854, a função de transferência de laço aberto da malha de tensão não compensada será dada por (6.8).

$$FTLA_{scv}(s) = H_v(s) \cdot \left( \frac{I_{ac}}{K_m \cdot V_{ff}^2} \right) \cdot \left( \frac{R_{mo}}{H_i(s)} \right) \cdot Z_v(s) \quad (6.8)$$

$$FTLA_{scv}(s) = \frac{0,4517}{0,0124s + 1}$$

sendo:  $H_v(s)$  o ganho do sensor da tensão de saída dada por  $V_{ref}/V_{dc}$ , em que  $V_{ref}$  é a tensão de referência interna do circuito integrado UC3854 (7,5 V);  $I_{ac}$  é a corrente do multiplicador;  $K_m$  é a constante do CI UC3854;  $V_{ff}$  é a tensão da malha de *feedforward* e  $R_{mo}$  é o resistor do multiplicador de corrente utilizado no CI UC3854.

O compensador utilizado possui um polo e um zero, de modo que a função de transferência com o respectivo ganho proporcional,  $k_p$ , e constante de tempo integral,  $T_z$ , é obtida por (6.9).

$$C(s) = k_p \cdot \frac{T_z s + 1}{s} \quad (6.9)$$

Considerando as restrições impostas anteriormente, o polo do controlador é alocado na origem e o zero deve ser alocado uma década abaixo da frequência de cruzamento escolhida de modo a melhorar a resposta transitória do sistema. Isso significa que essa malha de controle será insensível a perturbações periódicas que poderiam, eventualmente, deteriorar o fator de potência do conversor. Com esse valor da frequência de cruzamento, é assegurado que a amplitude de variação da razão cíclica dentro de um ciclo da rede CA será suficientemente pequena para manter controlado o barramento de tensão. Pode ser constatado então, com o auxílio da ferramenta de sintonia de controladores (*SISO Design Tool* do MATLAB) que a função de transferência do controlador é dada por (6.10).

$$C_v(s) = \frac{1,3522(s+125,7)}{s} \quad (6.10)$$

Por meio das equações (5.44) e (5.45) os valores dos componentes do compensador podem ser então definidos como sendo  $C_{VF} = 680$  nF e  $R_{VF} = 180$  k $\Omega$ .

A partir da escolha da frequência de cruzamento adequada e da correta alocação de polos e zeros do compensador, tem-se a função de transferência de laço aberto da malha de tensão compensada, dada por (6.11) e cuja frequência de cruzamento de ganho unitário deve ser igual à frequência de cruzamento anteriormente escolhida, ou seja, 10 Hz.

$$\begin{aligned} FTLA_{ccv}(s) &= FTLA_{scv}(s) \cdot C_v(s) \\ FTLA_{ccv}(s) &= \frac{47,718(s+125,7)}{s(s+78,13)} \end{aligned} \quad (6.11)$$

Os diagramas de ganho e fase da função de transferência de laço aberto não compensada e compensada são mostrados na Fig. 6.5. O diagrama de ganho do conversor compensado possui frequência de cruzamento de 10 Hz e taxa de decrescimento próxima a  $-20$  dB por década. A margem de fase menor que  $90^\circ$ , juntamente à margem de ganho com valor elevado, caracteriza uma malha estável para o sistema projetado.

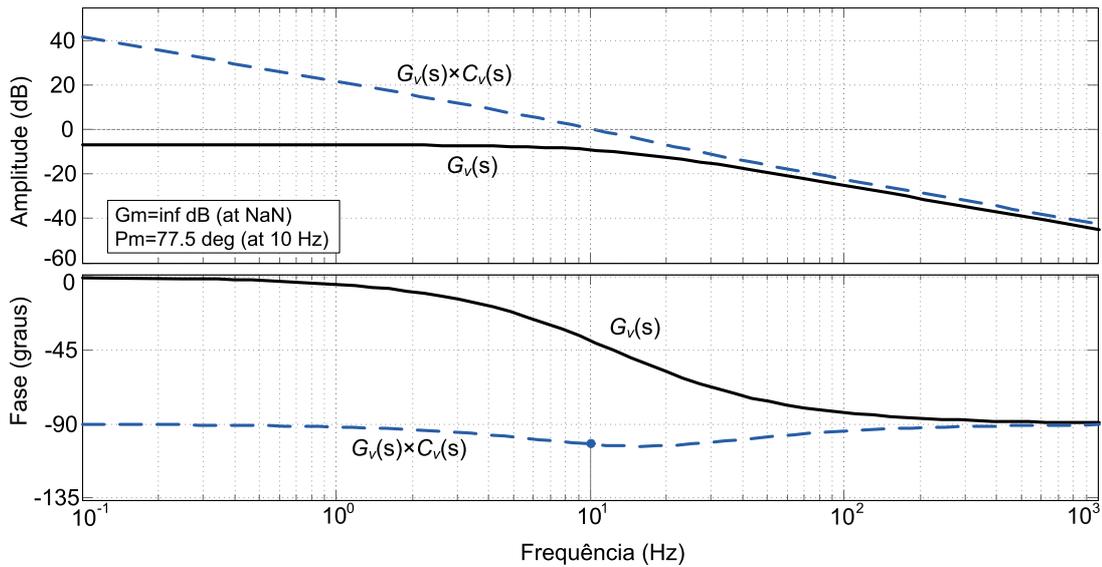


Fig. 6.5. Gráficos de Bode da resposta em frequência da malha externa do conversor *boost* CCM PFC operando por ACM: malha não compensada (planta) e malha compensada.

### 6.1.3. MALHA DE *FEEDFORWARD*

A malha de controle da tensão de entrada tem como função tornar a tensão de saída do conversor imune às variações de tensão na entrada do conversor. Neste caso, uma malha de *feedforward* se faz necessária, a qual possui ação de controle com característica antecipativa. Esta malha utiliza um filtro do tipo passa-baixas cujo sinal de entrada é a tensão da rede retificada. A saída é um sinal contínuo de tensão com uma pequena ondulação. A amplitude desse sinal é proporcional à amplitude da tensão na entrada do conversor (TODD, 1999).

A componente alternada do sinal de saída da malha de *feedforward* provoca uma pequena distorção na referência de corrente e, conseqüentemente, na corrente de entrada do retificador. Assim, é necessário que este filtro apresente considerável atenuação das componentes harmônicas que estão na amostra de tensão da fonte de alimentação. A configuração deste filtro pode ser visualizada na Fig. 6.2, com a rede formada pelos resistores e capacitores da malha de *feedforward*, ou seja,  $R_{ff1}$ ,  $R_{ff2}$ ,  $R_{ff3}$ ,  $C_{ff1}$  e  $C_{ff2}$ .

O ganho do filtro é calculado considerando que sua tensão de saída contribui com uma distorção harmônica de 1% na referência de corrente, a partir da componente harmônica de segunda ordem presente na tensão de alimentação retificada, cuja amplitude é de 66,2% da tensão de entrada do retificador. Definindo-se que este sistema vai contribuir com 1% na distorção de entrada, tem-se então que o ganho do filtro é dado por (6.12).

$$G_f = \frac{TDH_f}{66,2} = \frac{1}{66,2} = 0,0151 \quad (6.12)$$

sendo que  $THD_f$  é a taxa de distorção harmônica do filtro.

A frequência de corte do filtro é calculada por (6.13), sendo que  $f_L$  é a frequência da rede CA de alimentação (tipicamente igual a 60 Hz) e  $G_f$  é o ganho de feedforward do CI UC3854.

$$f_{cf} = 2 \cdot f_L \cdot \sqrt{G_f} \cong 14,74 \text{ Hz} \quad (6.13)$$

Os capacitores de filtro são então obtidos pelo sistema definido pelas expressões (6.14) e (6.15).

$$C_{ff1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cf} \cdot R_{ff2}} \quad (6.14)$$

$$C_{ff2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cf} \cdot R_{ff3}} \quad (6.15)$$

O valor de  $R_{ff1}$  é, então, calculado de forma que a tensão  $V_{ff}$  possua o valor mínimo determinado pelo fabricante ( $V_{ff(\min)} = 1,414 \text{ V}$ ), sem que a malha de *feedforward* perca a ação de controle. A expressão (6.16) é então utilizada, na qual  $V_{i(\min)}$  é a mínima tensão eficaz que a rede pode assumir para que se garanta  $V_{ff} = 1,414 \text{ V}$ .

$$1,414 = \frac{0,9 \cdot V_{i(\min)} \cdot R_{ff3}}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}} \quad (6.16)$$

Os componentes para a malha de feedforward podem, assim, serem definidos como  $R_{ff1} = 470 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{ff2} = 47 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{ff3} = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C_{ff1} = 680 \text{ nF}$  e  $C_{ff2} = 1 \text{ }\mu\text{F}$ .

## 6.2. CONVERSOR BUCK ENTRELAÇADO COM RAZÃO CÍCLICA ESTENDIDA

Como já introduzido no Capítulo 4, o conversor utilizado neste capítulo é denominado, na literatura técnica, como EGIBC (*Extended Gain Interleaved Buck Converter*) (LEE et al., 2012). A escolha por essa topologia se explica por vantagens relacionadas ao controle do *driver*, já que a largura de pulso obtida com essa estrutura é equivalente a duas vezes àquela obtida com a estrutura convencional (IBC) considerando o mesmo ponto de operação. Da literatura técnica, é conhecido ainda que razões cíclicas com larguras de pulso muito pequenas (próximas a 10%) são fatores limitantes em projetos de controle digital de corrente na carga (BUSO & MATTAVELLI, 2006). Dessa forma, o valor de razão cíclica é duas vezes maior neste conversor (ou seja,  $D_{PC} = 25\%$ ) sendo esse valor a priori ideal para a aplicação adotada neste trabalho. A estrutura do conversor EGIBC como estágio PC de um EHC COB LED é novamente mostrada na Fig. 6.6.

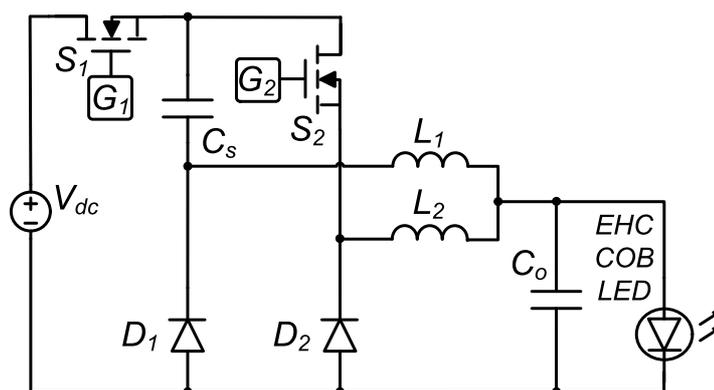


Fig. 6.6. Conversor *buck* entrelaçado com razão cíclica estendida (EGIBC).

Os circuitos esquemáticos que representam as etapas de operação do conversor (para  $D_{PC} < 0,5$ ) são apresentados na Fig. 6.7 (a), Fig. 6.7 (b) e Fig. 6.7 (c), enquanto as principais formas de onda idealizadas são mostradas na Fig. 6.7 (d), a qual considera na análise os intervalos de operação dos interruptores.

A primeira etapa, ilustrada na Fig. 6.7 (a), se inicia quando o interruptor  $S_1$  é acionado no tempo  $t_0$ . Dessa forma, a corrente em  $L_1$  circula por  $Q_1$ ,  $C_o$  e  $L_1$ , enquanto o capacitor  $C_s$  é carregado. A corrente em  $L_2$  circula por meio de  $D_2$ . Durante essa etapa de operação, a tensão em  $L_1$  equivale à diferença entre a tensão de entrada, a tensão do capacitor série e a tensão de saída. A corrente em  $L_1$  aumenta linearmente a partir de seu mínimo valor. A tensão em  $L_2$  equivale ao valor negativo da tensão de saída, enquanto seu valor de corrente decresce linearmente. A tensão em  $S_1$  se torna igual à tensão de entrada e tensão em  $D_1$  é igual à diferença entre  $V_{dc}$  e  $V_{C_s}$ .

A segunda etapa, apresentada na Fig. 6.7 (b), é iniciada quando  $S_1$  é desligado no tempo  $t_1$ . Assim,  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$  circulam por  $D_1$  e  $D_2$ , respectivamente. As tensões nos indutores se tornam negativas e iguais à tensão de saída, enquanto  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$  decrescem linearmente. Durante essa etapa, a tensão em  $S_1$  é igual à diferença entre  $V_{dc}$  e  $V_{C_s}$ , enquanto a tensão  $V_{S1}$  é igual a  $V_{C_s}$ .

A terceira etapa de operação, ilustrada na Fig. 6.7 (c), se inicia com o acionamento do interruptor  $S_2$  no tempo  $t_2$ . Simultaneamente, o diodo  $D_2$  é desligado. Assim,  $i_{L1}$  circula por  $D_1$  e  $i_{L2}$  circula por  $D_1$ ,  $C_s$ ,  $S_2$  e  $L_2$ , enquanto o capacitor  $C_s$  é descarregado de forma a gerar energia à saída. Durante essa etapa, a tensão  $V_{L2}$  é positiva e igual à diferença entre  $V_{C_s}$ ,  $V_{COB}$ , enquanto a corrente  $I_{L2}$  aumenta linearmente. A tensão  $V_{L1}$  é negativa e igual à  $V_{COB}$ , e ainda,  $I_{L1}$  decresce linearmente.

Finalmente, a quarta e última etapa de operação é igualmente apresentada pela Fig. 6.7 (b). Ela é iniciada quando o interruptor  $S_2$  é desligado no tempo  $t_3$ , de forma que as suas características de condução são iguais à segunda etapa detalhada anteriormente.

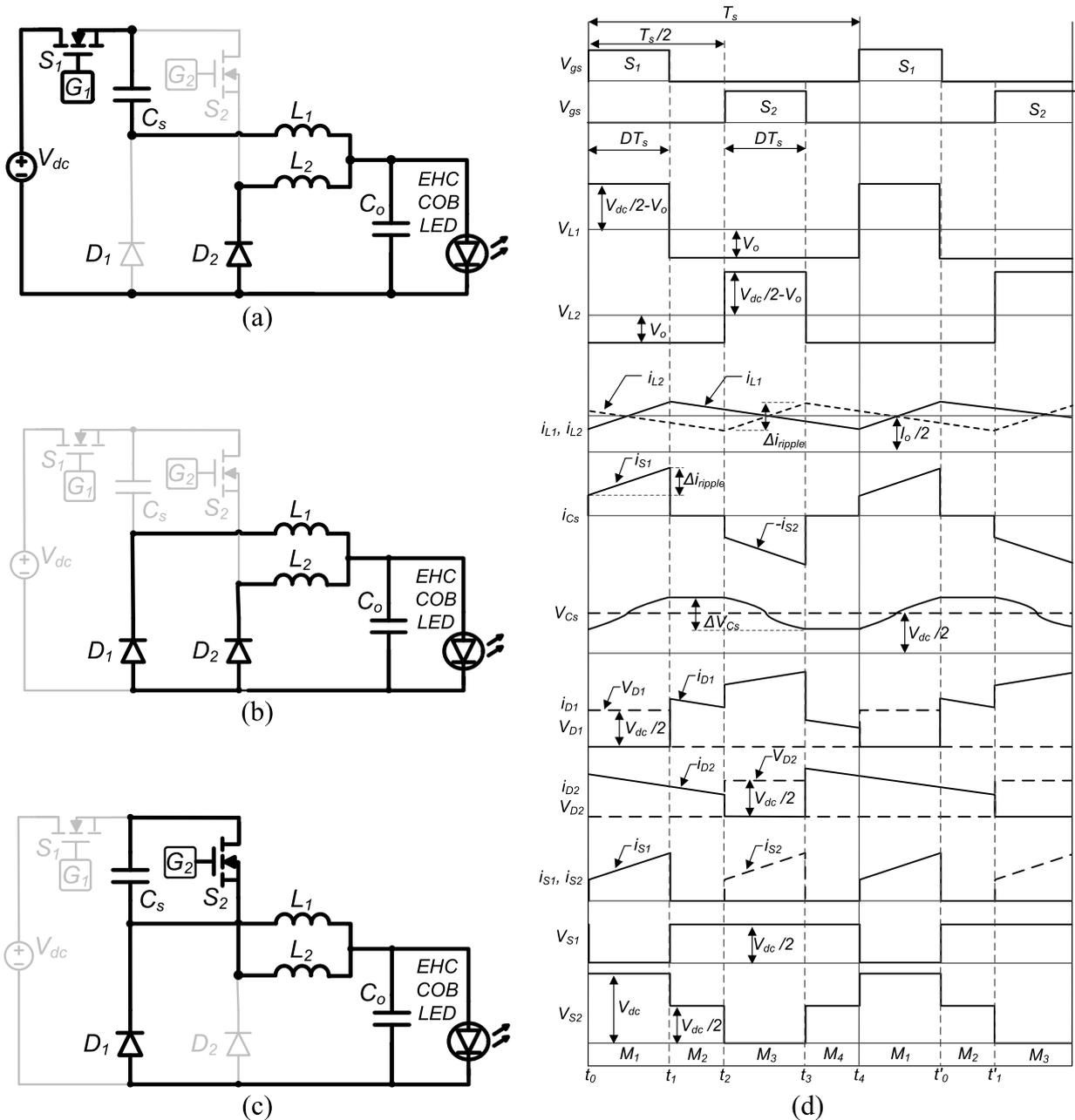


Fig. 6.7. Análise das etapas de operação do conversor EGIBC considerando  $D < 0.5$ . (a) Intervalo  $t_0$  a  $t_1$ , (b) intervalos  $t_1$  a  $t_2$  e  $t_3$  a  $t_4$ , (c) intervalo  $t_2$  a  $t_3$  e (d) formas de onda teóricas para cada intervalo.

Considerando as etapas de operação descritas, em regime permanente, pode ser constatado que os esforços de tensão em todos os semicondutores (exceto por  $S_2$ ) não equivalem à tensão de entrada como em um conversor entrelaçado convencional. De outro modo, essas tensões são determinadas principalmente pela tensão do capacitor de acoplamento série  $V_{Cs}$ . Além disso, a máxima tensão do interruptor  $S_2$  é igual à tensão de entrada, porém, esse valor também se torna igual à tensão  $V_{Cs}$  em intervalos específicos, ou seja, depois de seu desligamento e antes de seu acionamento. Assim, todos os interruptores apresentam menores esforços de tensão em comparação à topologia convencional apresentada

no Capítulo 5, o que resulta em uma diminuição considerável das perdas por condução e comutação características do conversor.

A modelagem estática do conversor é realizada considerando o balanço de potência nos indutores para cada etapa de operação. Considerando a aplicação proposta, o conversor apresentará razão cíclica  $D_{PC} < 0,5$ ; de forma que a respectiva análise para  $D_{PC} > 0,5$  será suprimida neste trabalho e pode ser encontrada em Lee et al. (2012). Deste modo, a expressão do ganho estático para  $D_{PC} < 0,5$  é encontrada considerando (6.17) e (6.18), as quais definem o balanço de potência nos indutores entrelaçados para as etapas de operação de cada interruptor correspondente.

$$(V_{dc} - V_{Cs} - V_{COB}) \cdot D_{PC} T_S = V_{COB} (1 - D_{PC}) \cdot T_S \quad (6.17)$$

$$(V_{Cs} - V_{COB}) \cdot D_{PC} T_S = V_{COB} (1 - D_{PC}) \cdot T_S \quad (6.18)$$

A tensão no capacitor de acoplamento série é obtida substituindo (6.18) em (6.17), sendo igual à metade da tensão de entrada conforme mostrado em (6.19). Adicionalmente, o ganho estático do conversor EGIBC é definido por (6.20).

$$V_{Cs} = \frac{V_{dc}}{2} \quad (6.19)$$

$$\frac{V_{COB}}{V_{dc}} = \frac{D_{PC}}{2} \quad (6.20)$$

O projeto dos indutores ( $L_n$ ) e do capacitor de saída ( $C_o$ ) é realizado, igualmente, considerando as expressões apresentadas anteriormente para o conversor entrelaçado convencional (IBC), ou seja, utilizando as expressões (5.48) e (5.49). Considerando que os mesmos indutores de 500  $\mu\text{H}$  projetados no capítulo 5 serão também empregados no EGIBC, a relação de ondulação apresentada em Lee et al. (2012) deve ser considerada neste caso de acordo com a expressão (6.21).

$$N_{\Delta iL} = \frac{\Delta i_{L(EGIBC)}}{\Delta i_{L(IBC)}} = \frac{1 - D_{PC}}{1 - 0,5D_{PC}} = \frac{1 - 0,25}{1 - 0,125} = 0,857 \quad (6.21)$$

A porcentagem de ondulação de corrente escolhida anteriormente na Tabela 5.3 (para o IBC) foi de  $44\% \times I_{Ln} = 2,2$  A. Assim, o valor de  $N_{\Delta iL}$  obtido em (6.21) significa que, no caso específico do conversor EGIBC, é esperada uma ondulação de corrente de  $0,857 \times 2,2$  A = 1,89 A. Portanto, utilizando os mesmos indutores de 500  $\mu\text{H}$ , a ondulação de corrente resultante será menor no EGIBC.

Por outro lado, especificamente no EGIBC o capacitor série de acoplamento é definido considerando a relação para a sua ondulação de tensão, conforme mostrado em (6.22).

$$\Delta V_{C_s} = \frac{1}{C_s} \int_{t_0}^{t_1} i_{C_s}(t) \cdot dt = \frac{I_{COB} \cdot D_{PC}}{2 \cdot C_s \cdot f_{s(PC)}} \therefore C_s = \frac{I_{COB} \cdot D_{PC}}{2 \cdot \Delta V_{C_s} \cdot f_{s(PC)}} \quad (6.22)$$

É possível observar então que, apesar de pequenos valores de capacitâncias serem usualmente utilizados, a ondulação da tensão no capacitor série pode ser reduzida aumentando-se a frequência de comutação do conversor. Para este estágio, tem-se  $f_s = 40$  kHz e assim, optou-se pela utilização de um capacitor de filme de  $12 \mu\text{F}$ , de forma que a ondulação resultante pode ser calculada por (6.22) como  $\Delta V_{C_s} = 2,6$  V. Além disso, a corrente eficaz que flui por  $C_s$  pode ser obtida por (6.23). Considerando a característica entrelaçada do EGIBC, a corrente eficaz neste elemento também é significativamente reduzida devido à divisão de esforços proveniente das duas células empregadas neste conversor (LEE et al., 2012).

$$I_{C_s(rms)} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_{t_0}^{t_1} i_{C_s}^2(t) \cdot dt} = \frac{I_{COB}}{2} \sqrt{2 \cdot D_{PC}} = 3.53 \text{ A} \quad (6.23)$$

### 6.3. MODELAGEM DINÂMICA POR ESPAÇO DE ESTADOS DO CONVERSOR EGIBC E PROJETO DE CONTROLE DIGITAL

O conversor foi modelado dinamicamente considerando a análise média por espaço de estados (OGATA, 2015). Essa técnica de modelagem analisa as variáveis de entrada e saída conjuntamente às variáveis de estado, as quais correspondem às características de tensão e corrente dos elementos armazenadores de energia do circuito correspondente. Para esta finalidade, o conversor EGIBC pode ser representado pelo circuito equivalente da Fig. 6.8, o qual descreve o capacitor de acoplamento série como uma fonte de tensão aproximadamente constante. Além disso, os indutores das células entrelaçadas podem ser considerados individualmente ou ainda, representados por apenas um elemento equivalente descrito por (6.24), o qual considera no projeto o dobro da frequência de comutação do conversor.

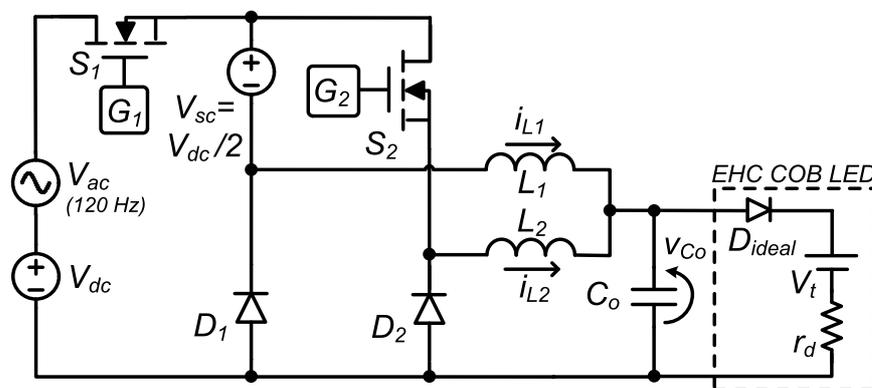


Fig. 6.8. Circuito equivalente do conversor EGIBC para aplicação na modelagem por espaço de estados.

$$L_{eq} = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2} \quad (6.24)$$

Inicialmente, a função de transferência da planta a ser controlada, isto é, a relação entre a corrente de saída e a razão cíclica do conversor ( $i_{COB}(s)/d(s)$ ) é descrita em termos das variáveis de estado pela equação (6.25). As matrizes do espaço de estados  $A$ ,  $B$ ,  $C$  e  $D$  estão relacionadas então a tensão no capacitor de saída e as correntes que circulam pelos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , representadas por (6.26).

$$\frac{i_{COB}(s)}{d(s)} = C(sI - A)^{-1} \cdot B + D \quad (6.25)$$

$$x_1 = i_{L1} = \frac{1}{L_1} \int_0^t v_{L1}(t) \cdot dt, x_2 = i_{L2} = \frac{1}{L_2} \int_0^t v_{L2}(t) \cdot dt, x_3 = v_{Co} = \frac{1}{V_{Co}} \int_0^t i_{Co}(t) \cdot dt \quad (6.26)$$

sendo que  $i_{L1}$ ,  $i_{L2}$  e  $v_{L1}$ ,  $v_{L2}$  são as correntes e tensões nos indutores entrelaçados e  $i_c$  e  $v_C$  são a corrente e tensão no capacitor de saída, respectivamente.

Analisando-se o circuito equivalente segundo as variáveis de estado, os vetores das derivadas correspondentes podem ser encontrados em relação às suas respectivas variáveis de estado. Esta relação é, então, obtida aplicando-se as leis de Kirchhoff nos estágios de operação do conversor EGIBC, conforme apresentado anteriormente na Fig. 6.7.

Em se tratando da aplicação do conversor estudado no acionamento de EHC COB LEDs, as variáveis de entrada são a tensão de barramento  $V_{dc}$ , a tensão do capacitor série  $V_{Cs}$  e a tensão de limiar  $V_t$  do EHC COB LED. Apesar de o conversor EGIBC apresentar quatro etapas de operação, pode ser constatado que a tensão na entrada do conversor sempre apresentará valor médio igual a  $V_{dc}/2$ , simplificando, assim, a sua modelagem devido ao cancelamento de termos que se repetem. Durante a etapa de condução de  $S_1$ , a tensão de entrada será  $V_{dc} - V_{Cs} = V_{dc}/2$  e igualmente, durante etapa de condução de  $S_2$ , a tensão de entrada será  $V_{Cs} = V_{dc}/2$ . As etapas de condução simultânea dos diodos  $D_1$  e  $D_2$  possuem características idênticas, o que também pode ser utilizado na simplificação da análise. Dessa forma, as matrizes resultantes do espaço de estados possuirão ordem  $3 \times 3$  (matriz  $A$ ),  $3 \times 2$  (matriz  $B$ ),  $1 \times 3$  (matriz  $C$ ) e  $1 \times 2$  (matriz  $D$ ), sendo elas apresentadas em (6.27). Após as manipulações matemáticas necessárias, a função de transferência do conversor EGIBC pode ser obtida como (6.28).

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_o} & \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{C_o \cdot r_d} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2 \cdot L_1} & 0 \\ \frac{V_{dc}}{2 \cdot L_2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o \cdot r_d} \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{r_d} \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{r_d} \end{bmatrix} \quad (6.27)$$

$$G(s) = \frac{i_{COB}(s)}{d(s)} = \frac{\frac{V_{dc}(L_1 + L_2)}{2 \cdot r_d}}{(C_o \cdot L_1 \cdot L_2)s^2 + \frac{L_1 \cdot L_2}{r_d} \cdot s + L_1 + L_2} \quad (6.28)$$

Aplicando-se a expressão do indutor equivalente, *i.e.*, expressão (6.24), na relação encontrada em (6.28), a função de transferência do conversor pode ser simplificada na forma de (6.29).

$$G(s) = \frac{\frac{V_{dc}}{2 \cdot r_d}}{(C_o \cdot L_{eq})s^2 + \frac{L_{eq}}{r_d} \cdot s + 1} \quad (6.29)$$

Considerando o ponto de operação adotado neste trabalho (isto é, 10 A) a planta do conversor foi validada utilizando o programa computacional PSIM 11.0<sup>®</sup>. Assim, as formas de onda correspondentes ao conversor e ao respectivo modelo são mostradas na Fig. 6.9.

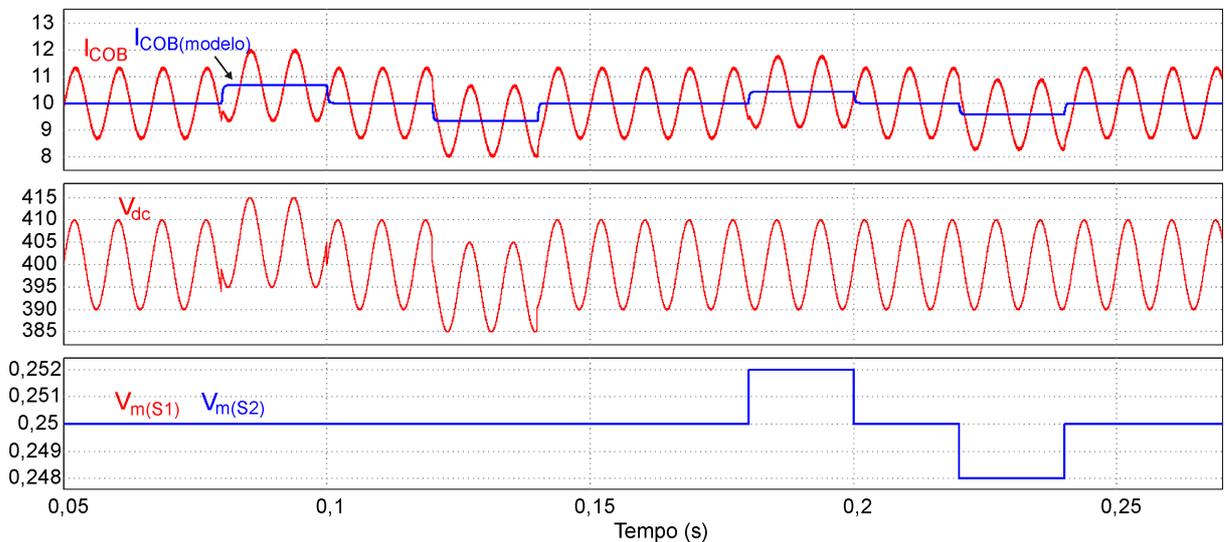


Fig. 6.9. Validação do modelo dinâmico do conversor EGIBC considerando distúrbios na tensão de barramento (entrada) e na razão cíclica.

O circuito de sensoriamento de corrente utilizado na implementação do protótipo é baseado no circuito integrado ACS-712-20A (ALLEGRO, 2017), mostrado na Fig. 6.10, o qual consiste em um sensor Hall linear com saída em escala para aplicações digitais (3,3 V).

Quando a corrente aplicada flui pelos terminais de condução do CI, um campo magnético é então induzido e convertido em um nível proporcional de tensão. A escolha por esse sensor se explica devido a características interessantes ao se trabalhar com correntes elevadas, como é o caso da aplicação neste trabalho. O caminho de condução deste sensor possui mínima resistência, da ordem de  $1,2 \text{ m}\Omega$ , gerando reduzidas perdas relacionadas a essa medição. Além disso, os terminais de condução são eletricamente isolados, proporcionando o devido isolamento no sensoriamento da corrente sem a utilização de opto-acopladores ou qualquer outro tipo de técnica. Assim, a curva de calibração do sensor foi obtida na frequência de  $120 \text{ Hz}$ , a qual apresenta boa linearidade  $V \times I$  e é mostrada na Fig. 6.11.

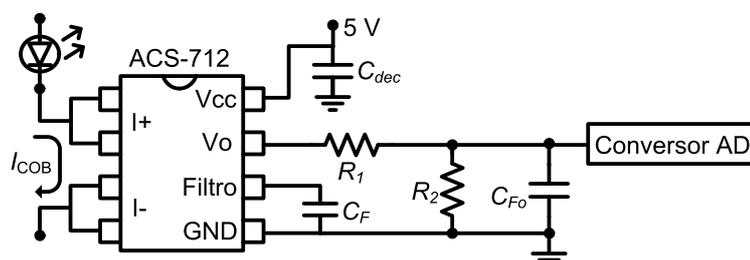


Fig. 6.10. Circuito de sensoriamento de corrente utilizado no protótipo para aplicações de conversão A-D.

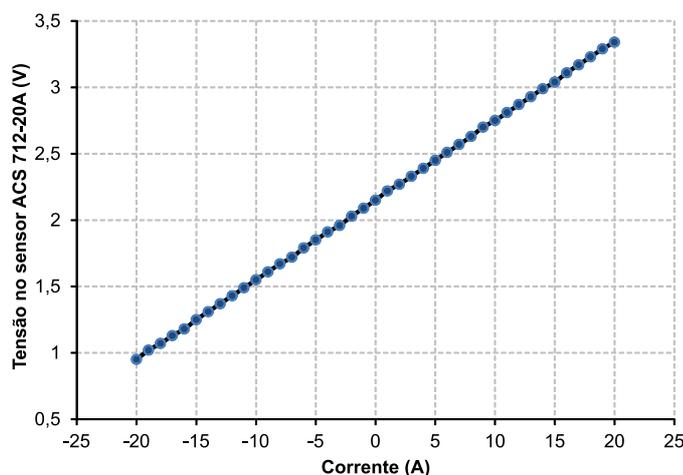


Fig. 6.11. Curva de calibração obtida em  $120 \text{ Hz}$  para o sensor de corrente ACS-712-20A.

De posse da função de transferência do conversor e do ganho proporcionado pelo sensor *Hall* ACS-712-20A, a malha de controle pode ser então projetada de forma a rejeitar distúrbios provenientes da tensão de entrada e na corrente de referência. Com o auxílio da ferramenta *SISO Design Tool* do *software* MATLAB<sup>®</sup>, o compensador pôde ser avaliado de modo a satisfazer os seguintes critérios:

- Erro de regime permanente nulo quando seguindo uma referência de corrente constante. Para tal, uma ação integral é incluída ao controlador para proporcionar elevado ganho em malha aberta para frequências mais baixas;

- Frequência de cruzamento de ganho em malha aberta próxima a 1/10 da frequência da rede retificada (entre 10 Hz e 20 Hz). Isso garante uma banda de passagem grande o suficiente, sem afetar a operação de um possível estágio PFC;
- Margem de fase em malha aberta entre 60° e 90°. Isso garante rápida resposta dinâmica, sem causar grandes sobressinais na corrente de saída que alimenta o EHC COB LED.
- Margem de ganho em malha aberta com o maior valor possível. Essa premissa de projeto garante estabilidade satisfatória com boa rejeição a distúrbios.

Considerando as restrições de projeto, o controlador implementado apresenta a função de transferência dada por (6.30), possuindo ação integral. Além disso, os gráficos de resposta em frequência da planta e do sistema compensado são mostrados na Fig. 6.12, no qual se pode notar que o sistema projetado possui ganho elevado em baixas frequências para que a atuação do controle da corrente de saída não interfira na correta operação do estágio PFC de entrada.

$$C(s) = \frac{0,45}{s} \quad (6.30)$$

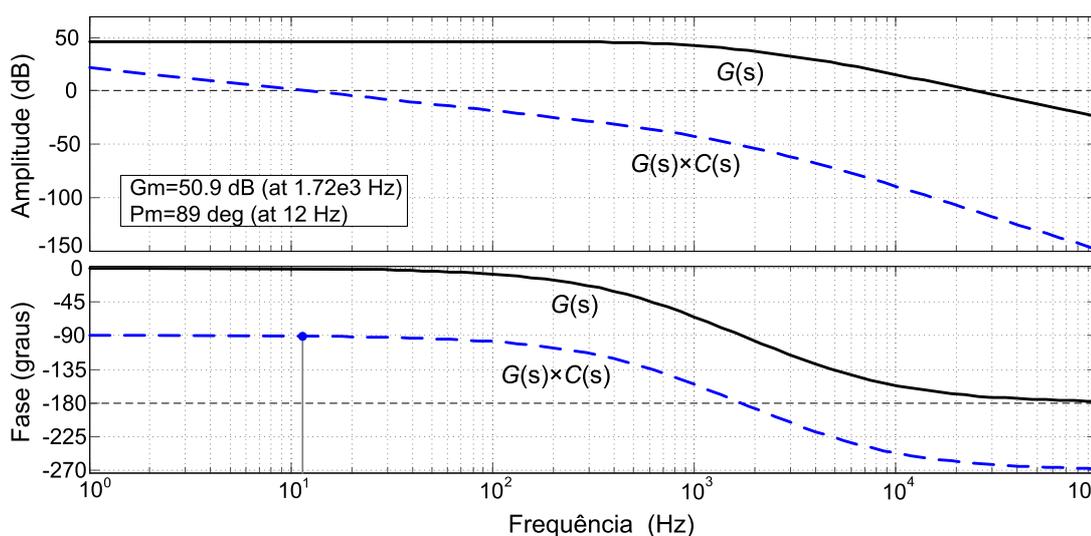


Fig. 6.12. Características do sistema de controle do estágio PC. Gráficos de Bode para amplitude e fase da planta e FTLA (com compensador).

O controle digital proposto neste trabalho foi implementado utilizando o microcontrolador TIVA TM4C123GH6PM (TEXAS INSTRUMENTS, 2018). Para tal prática, se faz necessário realizar a discretização do controlador previamente projetado. Assim, o método de Tustin (ou transformação bilinear) foi utilizado para fazer a transformação da função de transferência do controlador do domínio contínuo ( $s$ ) para o domínio discreto ( $z$ ) (BUSO; MATTAVELLI, 2006). Essa técnica de transformação preserva as características do sistema considerado, de modo que ela mapeia os polos e zeros do semiplano esquerdo em  $s$  para dentro do círculo unitário presente no plano  $z$ . Substituindo,

então, a expressão (6.31) na função de transferência do controlador, a sua respectiva forma discreta pode ser devidamente obtida.

$$s \leftarrow 2f_a \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad (6.31)$$

A frequência de amostragem escolhida foi igual à frequência de comutação ( $f_a=40$  kHz), para que as próprias interrupções do módulo PWM também sejam utilizadas para o disparo de cada conversão analógico-digital (ADC). Assim, a forma discreta da função de transferência do controlador será dada por (6.32), enquanto que o controlador em tempo discreto será dado pela equação de diferenças apresentada em (6.33). Deste modo, o controle digital do protótipo pôde ser devidamente realizado, sendo que o *script* do algoritmo utilizado na implementação digital no microcontrolador é apresentado no Anexo 2 deste documento. Os respectivos resultados experimentais serão, então, mostrados e detalhados na próxima seção.

$$C(z) = 0,1562 \cdot \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \quad (6.32)$$

$$d(n) = d(n-1) + 0,1562[\varepsilon(n-1) + \varepsilon(n)] \quad (6.33)$$

sendo que  $\varepsilon$  e  $d$  são a entrada e saída dos sinais de controle, respectivamente, as quais são relacionadas com os valores discretizados no instante atual ( $n$ ) e no instante anterior ( $n-1$ ).

#### 6.4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O protótipo foi implementado experimentalmente e os resultados são mostrados nesta seção. Inicialmente, a Tabela 6.2 (estágio PFC) e a Tabela 6.3 (estágio PC) apresentam o ponto de operação utilizado no projeto do circuito de acionamento, para uma corrente de saída de 10 A e uma potência de saída próxima a 500 W. Os indutores, capacitores de filme e semicondutores empregados no circuito de potência são sumarizados na Tabela 6.4.

Tabela 6.2 - Parâmetros de projeto para o pré-regulador *boost* CCM PFC com controle por corrente média.

Parâmetro	Simbologia	Valor (Unidade)
Tensão eficaz da rede CA	$V_{i(rms)}$	220 V
Tensão de pico da rede CA	$V_{i(pico)}$	311 V
Tensão média de saída do barramento CC	$V_{dc}$	400 V
Potência média de saída	$P_o$	500 W
Frequência de comutação	$f_s(PFC)$	60 kHz
Máxima ondulação de corrente no indutor <i>boost</i>	$\Delta I_{Lb}$	$20\% \times I_{i(pico)} = 0,64$ A
Máxima ondulação de tensão de baixa frequência no capacitor de barramento	$\Delta V_{C(dc)}$	$5\% \times V_{dc} = 20$ V

Tabela 6.3 - Parâmetros de projeto para o conversor EGIBC como estágio PC.

Parâmetro	Simbologia	Valor (Unidade)
Tensão média do barramento CC	$V_{dc}$	400 V
Ondulação de baixa frequência do barramento (120 Hz)	$\Delta V_{dc}$	20 V
Corrente média de saída	$I_{COB}$	10 A
Potência média de saída	$P_{COB}$	500 W
Frequência de comutação	$f_s(PC)$	40 kHz
Máxima ondulação de tensão no capacitor série de acoplamento	$\Delta V_{Cs}$	$1,3\% \times (V_{dc}/2) = 2,6$ V
Máxima ondulação de corrente nos indutores	$\Delta I_{L1}, \Delta I_{L2}$	$38\% \times I_{L1,2} = 1,9$ A
Máxima ondulação de alta frequência na corrente do EHC COB LED	$\Delta I_{COB(HF)}$	$0,75\% \times I_{COB} \approx 75$ mA

Tabela 6.4 – Componentes empregados no protótipo do conversor controlado de dois estágios.

Componente (Símbolo)	Valor (unidade)	Descrição
Indutor <i>boost</i> ( $L_b$ )	2,7 mH	NEE 55-28-21, 3×AWG 24, 90 voltas
Capacitor de barramento ( $C_{dc}$ )	160 $\mu$ F	2×80 $\mu$ F/450 V em paralelo (EPCOS)
Indutores entrelaçados ( $L_1, L_2$ )	500 $\mu$ F	NEE 42-21-20, 3×AWG 22, 40 voltas
Capacitor série de acoplamento ( $C_s$ )	12 $\mu$ F	Capacitor de filme metalizado (EPCOS)
Capacitor de saída ( $C_o$ )	40 $\mu$ F	Capacitor de filme metalizado (EPCOS)
Semicondutores do estágio PFC	–	KBU8K (ponte de diodos), MOSFET IPW60R190 ( $S_b$ ), Diodo ultra rápido MUR 860 ( $D_b$ )
Semicondutores do estágio PC	–	MOSFETs IRFP460 ( $S_1, S_2$ ), Diodos ultra rápidos MUR 8100 ( $D_1, D_2$ )
Snubber RCD (empregado no diodo $D_2$ )	4,7 k $\Omega$ , 1 nF	Resistor de potência (10 W), capacitor de disco cerâmico (4 kV), e diodo de rápida recuperação reversa

A Fig. 6.13 apresenta um diagrama esquemático do circuito implementado, no qual os periféricos do sistema de controle são devidamente apontados. Pode ser visto então que a placa do circuito de controle PFC (primeiro estágio) foi construída analogicamente mediante o CI UC3854, de modo que esta é fixada externamente à PCB principal referente ao circuito de potência. De outro modo, o esquema de controle do estágio PC é proposto mediante a utilização digital do microcontrolador, o qual envia os sinais devidamente compensados aos circuitos de disparo dos MOSFETs do conversor EGIBC do segundo estágio. Os circuitos de disparo utilizados neste estágio são os mesmos descritos anteriormente no Capítulo 5.

O protótipo construído é então mostrado na Fig. 6.14, sendo que suas dimensões são de 28,2×22,5 cm. É importante enfatizar que as dimensões do protótipo são menores que o diâmetro do dissipador do EHC COB LED Apollo 600 utilizado, de modo que é compatível com a implementação de uma luminária com boa relação de peso, volume e dimensões totais.

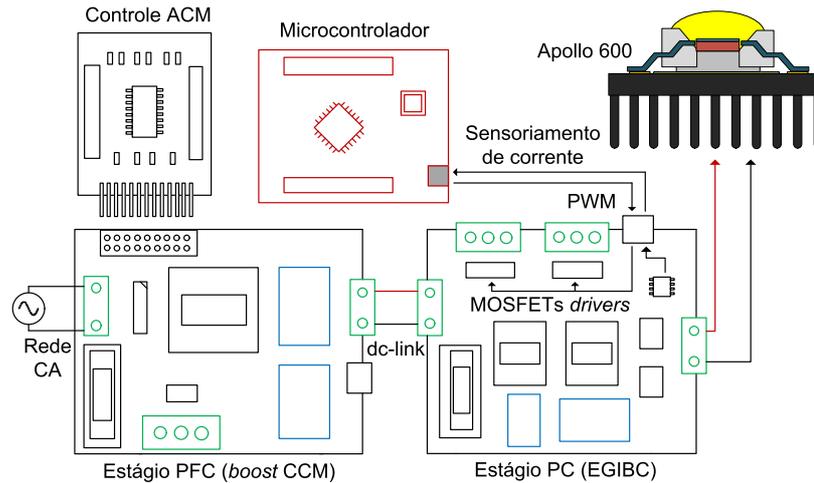


Fig. 6.13. Esquemático dos circuitos de potência e controle do conversor de dois estágios controlado.

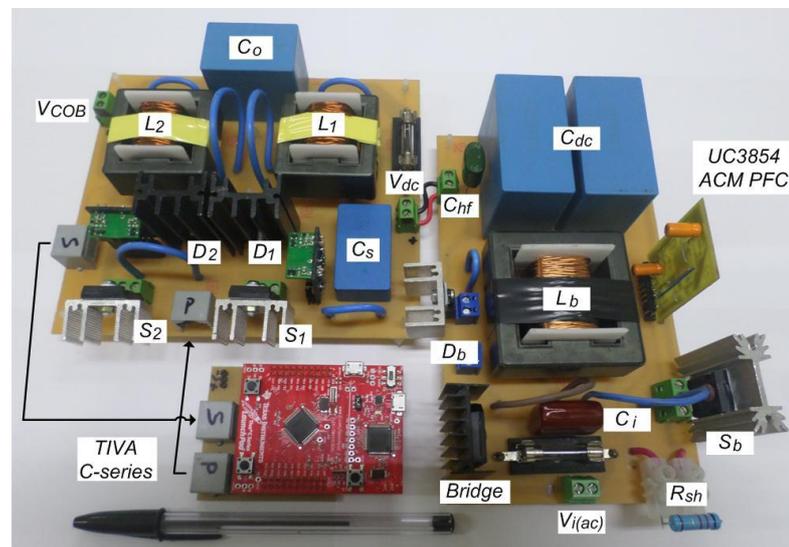


Fig. 6.14. Foto do protótipo do *driver* de dois estágios com controle digital da corrente de saída.

Primeiramente, são apresentados os resultados experimentais obtidos para o pré-regulador PFC *boost* atuando com controle por corrente média. Neste protótipo, também não foi necessária a utilização de filtro LC de entrada, devido a natureza contínua da corrente de entrada proveniente do modo de condução contínua utilizado.

A Fig. 6.15 apresenta as formas de onda de entrada, nas quais são apresentadas a tensão e a corrente de entrada do circuito de acionamento. As formas de onda foram obtidas considerando a tensão de alimentação eficaz como 220 V. A partir da Fig. 6.15, pode ser visto que a tensão e a corrente de entrada possuem formato senoidal e estão aproximadamente em fase, caracterizando fator de potência próximo a unidade (0,99) com  $THD_i$  igual a 2,17% para este protótipo. Novamente, o valor da largura de pulso no interruptor é mínimo próximo ao pico da rede CA e máximo próximo ao ponto de passagem por zero da rede CA, caracterizando, assim, a correção ativa do fator de potência no modo de condução contínua.

A transformada rápida de Fourier é utilizada para a obtenção das componentes em frequência da corrente de entrada. A Fig. 6.16 apresenta esses valores em comparação com a norma IEC 61000-3-2 classe C, na qual pode ser notado que os limites estão em concordância com a referente regulamentação para as primeiras trinta e nove harmônicas (IEC, 2005).

A Fig. 6.17 apresenta as formas de onda da tensão de barramento intermediário e do indutor *boost* do estágio PFC. Como definido anteriormente, é imposto no barramento um elevado valor de tensão (400 V) de forma a reduzir o valor da capacitância necessária para a filtragem da ondulação de 120 Hz. Considerando a curva de tensão de barramento (canal 1), o valor de capacitância de 160  $\mu\text{F}$  foi o suficiente para atenuar a ondulação de 120 Hz em aproximadamente 20 V de pico a pico, com um valor médio de 400 V, assim como no caso analisado no Capítulo 5. Adicionalmente, a corrente no indutor *boost* é também mostrada (canal 2), sendo que esta possui a característica desejada, com envoltório senoidal retificado.

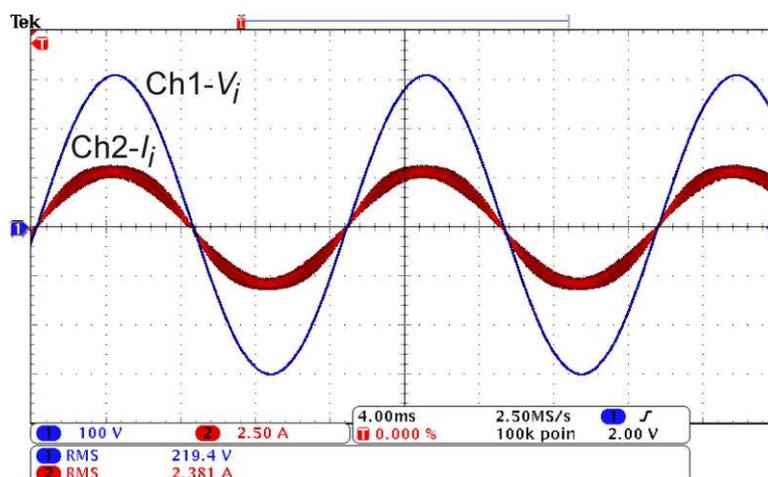


Fig. 6.15. Formas de onda de entrada para o *driver* PFC de dois estágios operando com controle por corrente média: tensão CA de entrada (V) (CH1 – 100 V/div.) e corrente de entrada (A) (CH2 – 2,5 A/div.). Escala de tempo: 4 ms/div.

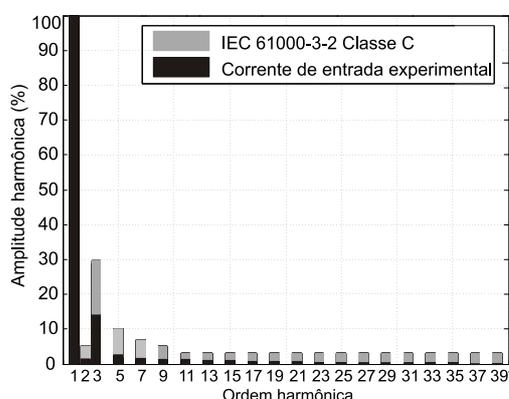


Fig. 6.16. Análise harmônica da corrente de entrada do estágio PFC por corrente média para as 39 primeiras harmônicas em comparação com os limites impostos pela norma IEC 61000-3-2 classe C.

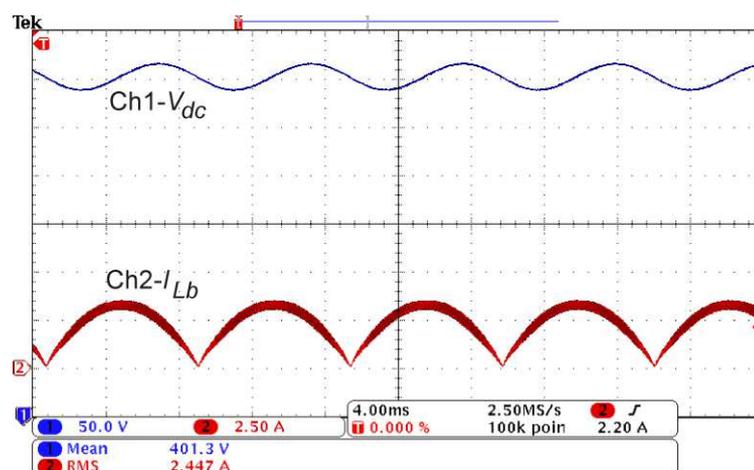


Fig. 6.17. Formas de onda experimentais para o conversor *boost* CCM PFC. Tensão no barramento de saída (V) (CH1 – 50 V/div.) e corrente no indutor *boost* (A) (CH2 – 2,5 A/div.). Escala de tempo: 4ms/div.

É importante ressaltar que o valor de ondulação de tensão próximo de 20 V, o qual foi obtido no barramento intermediário é adequado para a atenuação da ondulação de corrente na saída do segundo estágio (corrente na carga). Considerando o protótipo do estágio PFC com controle por corrente média (com tensão de alimentação de 220 V), a eficiência prática obtida com um wattímetro Yokogawa (modelo WT-230) é de aproximadamente 96,36%, sendo este um valor extremamente satisfatório ao se trabalhar com potências mais elevadas.

As correntes nos indutores,  $L_1$  e  $L_2$ , do conversor EGIBC podem ser vistas na Fig. 6.18. É observado que as correntes estão devidamente equilibradas. É importante salientar que o capacitor de acoplamento série também possui a função de proporcionar melhor equilíbrio de corrente entre as duas células de condução do conversor (LEE et al., 2012), enquanto que a ondulação de corrente em cada indutor é ligeiramente menor neste caso (isto é, 1,9 A).

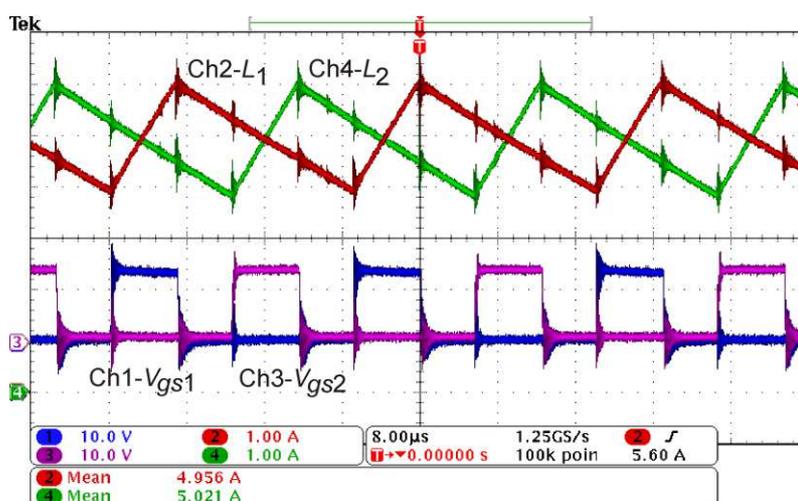


Fig. 6.18. Formas de onda para as correntes nos indutores do conversor EGIBC em comparação com os pulsos de acionamento do interruptor principal: correntes em  $L_1$  (CH2 – 1 A/div.) e  $L_2$  (CH4 – 1 A/div.); e tensões *gate-source*  $V_{gs1}$  (CH1 – 10 V/div.) e  $V_{gs2}$  (CH3 – 10 V/div.). Escala de tempo: 8  $\mu$ s/div.

Na Fig. 6.18, são mostrados também os pulsos de acionamento dos interruptores controlados, os quais são equivalentes ao intervalo em que os indutores se carregam linearmente. Assim, pode ser observada a característica de ganho específica do conversor EGIBC, que proporciona a utilização de maiores larguras de pulso, neste caso, iguais a 25%. Como já mencionado anteriormente, este fato garante maior faixa de controlabilidade da corrente de saída do conversor, pois a razão cíclica poderá ter seu valor reduzido sem que isso afete as condições de disparo dos MOSFETs.

As formas de onda de corrente e tensão nos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  são apresentadas na Fig. 6.19. A corrente nominal se divide entre os dois componentes, os quais possuem valor de pico de 5 A em cada MOSFET. No caso das tensões, a característica igual à  $V_{dc}/2$ , atribuída a esta topologia específica em três das quatro etapas de operação, pode ser notada mediante a avaliação das formas de onda, fato este que contribui para o aumento da eficiência total do conversor.

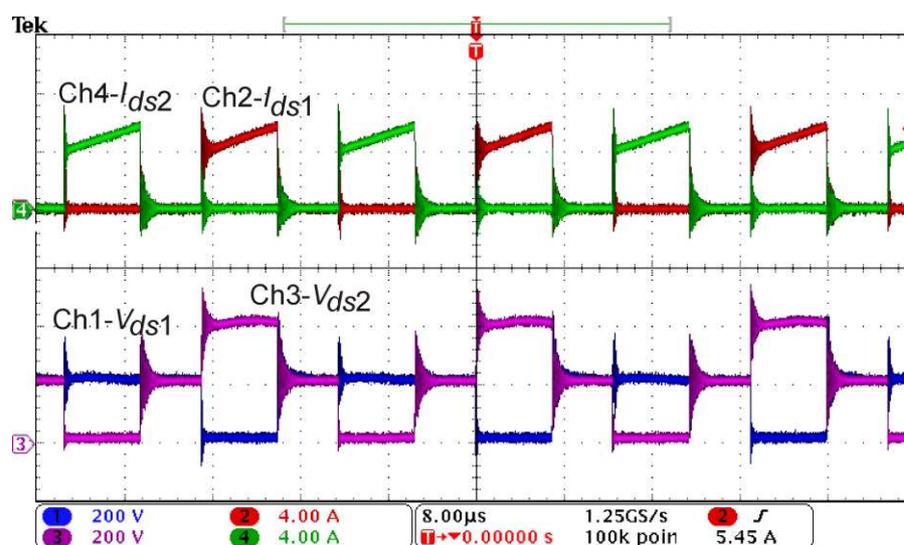


Fig. 6.19. Formas de onda para as tensões e correntes nos MOSFETs  $S_1$  e  $S_2$  do conversor EGIBC: correntes de dreno  $I_{ds1}$  (CH2 – 4 A/div.) e  $I_{ds2}$  (CH4 – 4 A/div.); e tensões  $V_{ds1}$  (CH1 – 200 V/div.) e  $V_{ds2}$  (CH3 – 200 V/div.).

Escala de tempo: 8 μs/div.

As formas de onda de corrente e tensão nos diodos  $D_1$  e  $D_2$  são apresentadas na Fig. 6.20. A corrente nominal se divide entre os dois componentes de forma a preservar as características de operação do conversor. Elas possuem valor de pico de 5 A em cada componente, exceto por uma das quatro etapas de condução, na qual  $D_1$  assume valor de pico de 10 A. No caso das tensões nos diodos, a característica igual à  $V_{dc}/2$  atribuída a esta topologia específica pode ser devidamente obtida mediante a avaliação das formas de onda, fato que também contribui para o aumento da eficiência total do conversor.

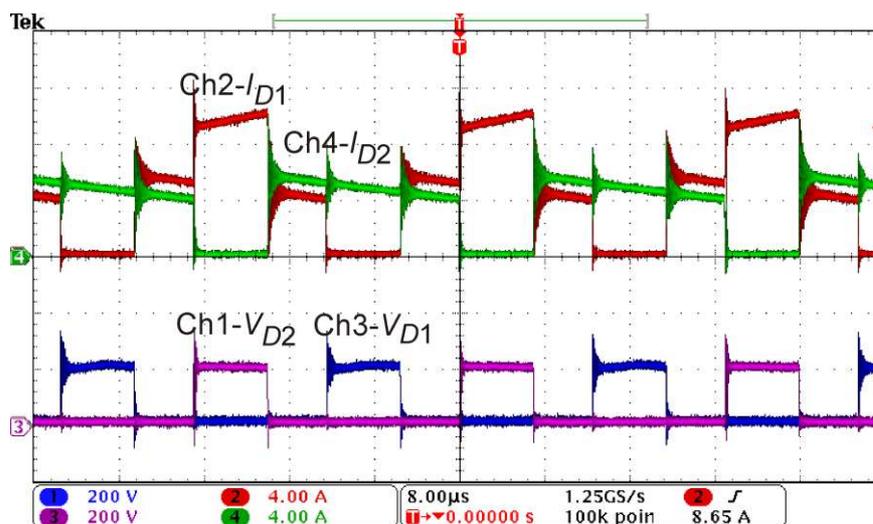


Fig. 6.20. Formas de onda para as tensões e correntes nos diodos  $D_1$  e  $D_2$  do conversor EGIBC: correntes  $I_{D1}$  (CH2 – 4 A/div.) e  $I_{D2}$  (CH4 – 4 A/div.); e tensões reversas  $V_{D1}$  (CH1 – 200 V/div.) e  $V_{D2}$  (CH3 – 200 V/div.).

Escala de tempo: 8  $\mu$ s/div.

As formas de onda de tensão e corrente do EHC COB LED são apresentadas na Fig. 6.21. O valor médio da corrente que flui pelo dispositivo é de 10 A, de modo que a respectiva ondulação de corrente obtida é de 2,5 A (ou seja, 25% para o ponto de operação escolhido). O *flicker* resultante desta operação pode ser calculado como sendo 12,5%, conforme foi previamente estipulado em projeto.

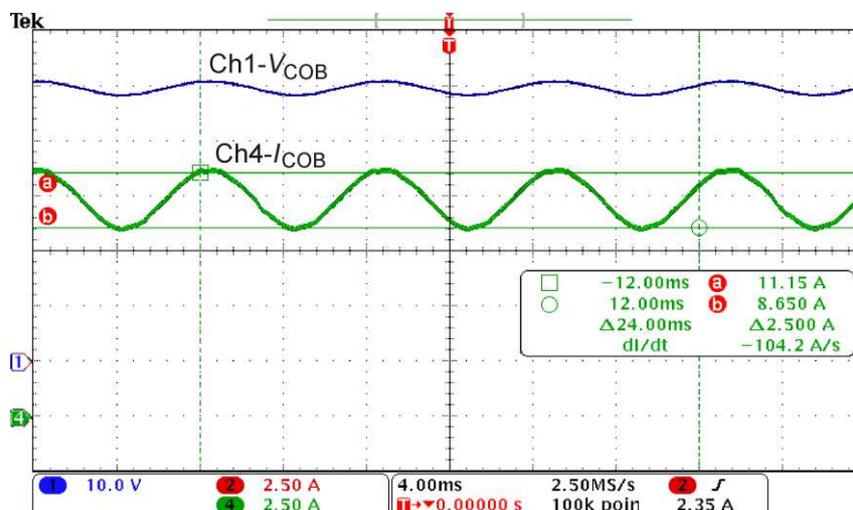


Fig. 6.21. Formas de onda de saída no EHC COB LED para o *driver* de dois estágios controlado: tensão de saída  $V_{COB}$  (CH1 – 10 V/div.) e corrente de saída  $I_{COB}$  (CH4 – 2,5 A/div.) com detalhamento da ondulação de baixa

frequência. Escala de tempo: 4 ms/div.

Na Fig. 6.22 a resposta dinâmica do EHC COB LED é mostrada quando submetido a variações na tensão CA de entrada. Pode ser visto que, primeiramente, um degrau de –10% (afundamento na tensão de entrada de 220 V para 200 V) é aplicado, de forma que a corrente no dispositivo é devidamente compensada e controlada no valor de referência de projeto, isto

é, 10 A. Como pode ser visto nos resultados, a tensão no barramento de saída (canal 3) é novamente controlada próxima a 400 V, enquanto a correção do fator de potência continua funcionando adequadamente, conforme pode ser constatado pela corrente de entrada (canal 2). Pode ser visto que a corrente na carga (canal 4) também é controlada no valor de projeto.

Ainda na Fig. 6.22, um degrau de +10% (elevação de 220 V para 240 V) também é aplicado à tensão de entrada, enquanto que a corrente de saída é igualmente controlada em 10 A. De forma análoga, pode ser constatado que a tensão e a corrente de saída são novamente controladas com valores médios igualmente próximos aos respectivos valores de projeto, enquanto a correção do fator de potência também não é impactada. Assim, o EHC COB LED torna-se imune a variações na tensão CA de alimentação do circuito de acionamento dentro dos limites estipulados.

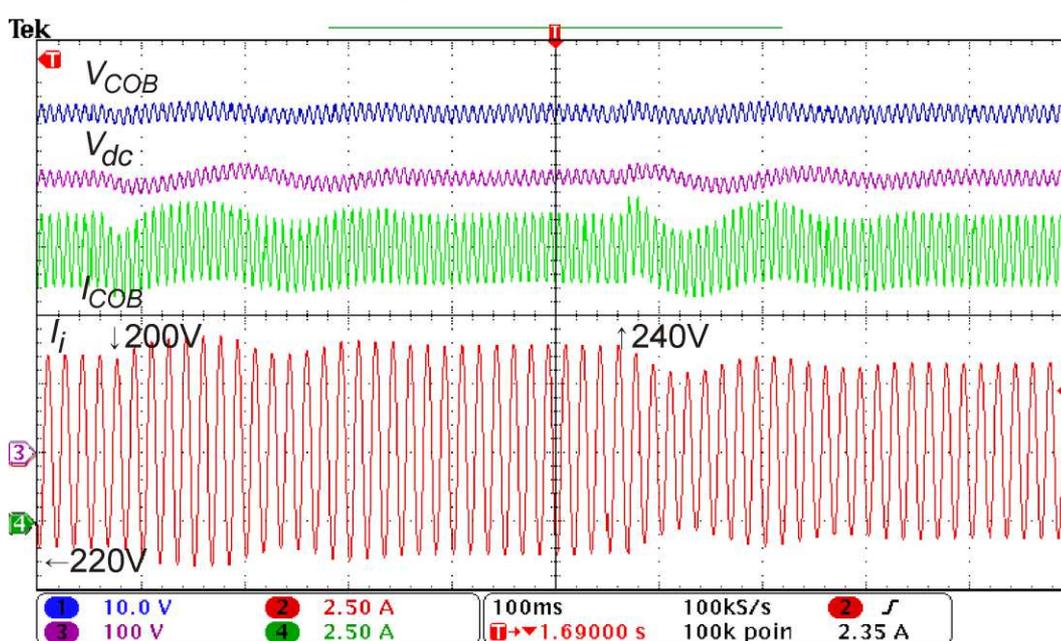


Fig. 6.22. Resposta dinâmica para degraus da tensão de entrada: afundamento de 10% e incremento de 10% na tensão da rede CA, respectivamente. Corrente de entrada (CH2 – 2,5 A/div.), tensão de barramento (CH3 – 100 V/div.), tensão do EHC COB LED (CH1 – 10 V/div.) e corrente do EHC COB LED (CH4 – 2,5 A/div.). Escala de tempo: 100 ms/div.

Na Fig. 6.23, o valor da referência da corrente de saída é ajustado para toda a faixa de operação do EHC COB LED, de modo que a capacidade de *dimming* AM (do inglês, *Amplitude Modulation*) do circuito de acionamento, bem como a robustez do controlador, possa ser avaliada. Assim, a corrente de saída foi variada em valores de 1 A até 10 A (com valor de pico próximo a 11,25 A), respeitando a faixa de operação do dispositivo sem ultrapassar o valor de pico limite de 12 A. Um detalhamento em condição de potência intermediária pode ser visto na Fig. 6.24, na qual é constatado que a corrente de entrada não é

distorcida quando ocorre a variação da corrente de saída, mostrando o bom desempenho do circuito de controle proposto.

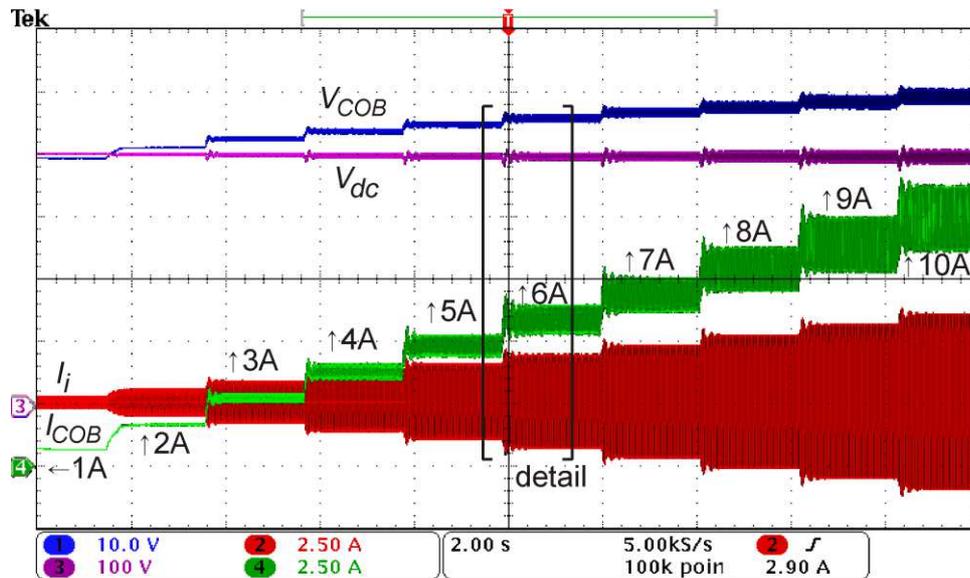


Fig. 6.23. Degraus de corrente de saída (*dimming*) no estágio PFC com variação da corrente de referência do circuito de controle. Corrente de entrada (CH2 – 2,5 A/div.), tensão de barramento (CH3 – 100 V/div.), tensão do EHC COB LED (CH1 – 10 V/div.) e corrente do EHC COB LED (CH4 – 2,5 A/div.).

Escala de tempo: 2 s/div.

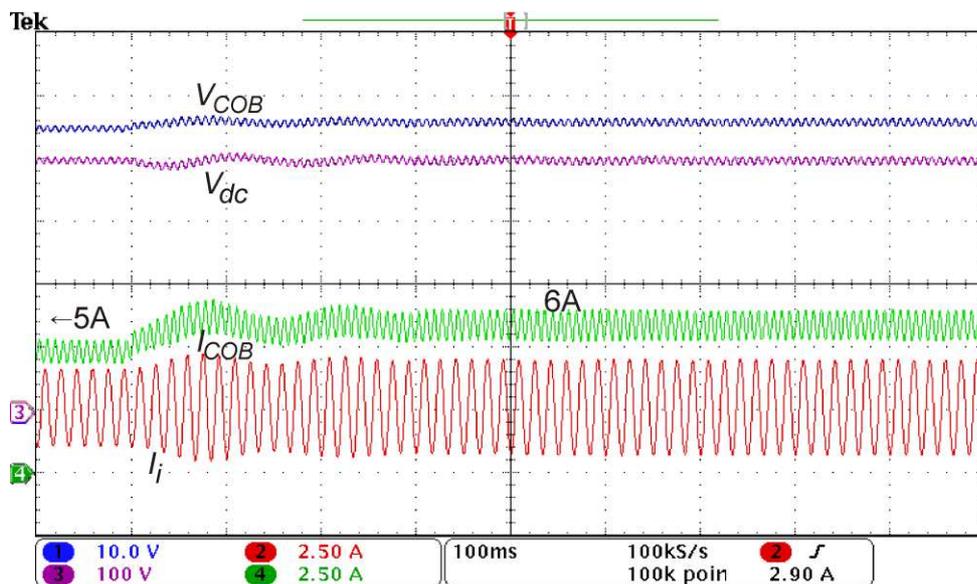


Fig. 6.24. Detalhamento da forma de onda de degrau de corrente de saída (*dimming*) no estágio PFC com variação da corrente de referência do circuito de controle. Corrente de entrada (CH2 – 2,5 A/div.), tensão de barramento (CH3 – 100 V/div.), tensão do EHC COB LED (CH1 – 10 V/div.) e corrente do EHC COB LED (CH4 – 2,5 A/div.). Escala de tempo: 100 ms/div.

A Tabela 6.5 reúne informações pertinentes ao fator de potência,  $THD_i$ , e eficiência global do circuito de acionamento encontrados para cada ponto de operação específico. Pode ser observado que os sistemas de controle de ambos os estágios tem a capacidade de atuar

satisfatoriamente em toda esta faixa de *dimming* analisada, enquanto mantém elevado fator de potência, baixa taxa de distorção harmônica da corrente de entrada e corrente de saída precisamente controlada nos valores de referência impostos. É importante mencionar ainda que, em todas as condições de referência, a norma IEC 61000-3-2 é estritamente respeitada quando aplicada ao conteúdo harmônico da corrente de entrada, sendo que o pior caso é aquele referente à menor corrente de operação do EHC COB LED, ou seja, 1 A. Nesta tabela, o fluxo luminoso do EHC COB LED foi estimado em relação às condições de ondulação de corrente para a saída do circuito de acionamento, isto é, considerando uma variação de 25%. Sendo assim, seguindo a análise PET dinâmica apresentada no capítulo 3 (Fig. 3.24, que incorpora a ondulação de baixa frequência), os fluxos luminosos estimados correspondentes serão 99,57% dos valores obtidos na prática para uma corrente contínua sem ondulação.

Tabela 6.5 – Detalhamento das condições de fator de potência, distorção harmônica da corrente de entrada e nível de eficiência obtidos experimentalmente em diversas condições de corrente no EHC COB LED.

Corrente (A)	Fluxo luminoso estimado (lm)	FP	THD <sub>i</sub> (%)	Eficiência (%)
1	5957	0,95	5,86	81,4
2	12177	0,97	5,05	87,5
3	17853	0,99	3,77	89,5
4	23389	0,99	2,56	90,3
5	28855	0,99	2,10	90,62
6	33814	0,99	2,11	90,57
7	38663	0,99	2,13	90,48
8	42855	0,99	2,14	90,42
9	46390	0,99	2,16	90,40
10	49800	0,99	2,17	90,38

A eficiência do estágio PC no ponto de operação de projeto (10 A) foi medida com o Wattímetro Yokogawa (modelo WT-230) como 93,8%. Assim, estes valores levam a uma eficiência global do circuito de acionamento de 90,38% em carga nominal, enquanto a sua respectiva curva de eficiência para a faixa de *dimming* analisada, é mostrada na Fig. 6.25 (a). Pode-se, então, observar a melhora de eficiência quando a topologia EGIBC é utilizada no segundo estágio do circuito de acionamento.

As principais perdas do protótipo foram determinadas a partir das formas de onda obtidas no osciloscópio. A Fig. 6.25 (b) descreve a distribuição das perdas de potência nos interruptores e indutores dos dois estágios de conversão, de modo que pode ser observado que a maior parcela das perdas ocorre, de fato, no estágio PC. Este estágio possui maiores níveis de corrente eficaz em seus elementos, os quais se traduzem em perdas mais elevadas nos

respectivos MOSFETS, e principalmente, nos diodos e indutores. Como já mencionado anteriormente, as perdas nos indutores são majoritariamente causadas por efeito joule nos fios de cobre, os quais conduzem elevadas correntes eficazes ( $I_{L1(rms)} \approx I_{L2(rms)} \approx 5 \text{ A}$ ) e ainda, possuem resistência de aproximadamente  $350 \text{ m}\Omega$  (valor medido com *LCR meter*). Desta forma, pela relação  $RI^2$ , cada indutor específico tem perdas no cobre da ordem de  $8,75 \text{ W}$  e, portanto, os dois elementos magnéticos do estágio PC somam  $17,5 \text{ W}$  do total descrito na parcela dos indutores PC da Fig. 6.25 (b), sendo o restante (apenas  $1,4 \text{ W}$ ), devido às perdas nos núcleos magnéticos destes elementos.

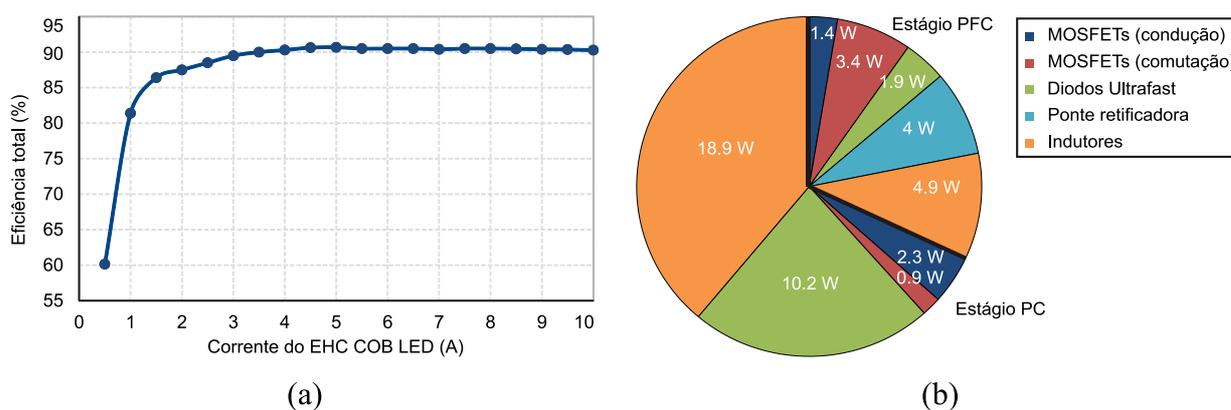


Fig. 6.25. Resultados de eficiência do *driver* de dois estágios controlado: (a) Curva de eficiência obtida para a faixa de *dimming* e (b) distribuição das perdas medidas nos componentes do protótipo para a condição nominal.

## 6.5. CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo, foi apresentada e implementada uma proposta que atende todos os requisitos de projeto de um *driver* direcionado ao acionamento de EHC COB LEDs, isto é, o conversor de dois estágios *boost* ACM operando conjuntamente à topologia EGIBC. Inicialmente, o conversor *boost* CCM operando com a técnica de controle por corrente média para a correção PFC e controle do barramento de alta tensão foi apresentado. O objetivo desta etapa foi analisar a técnica de controle implementada de forma analógica utilizando o CI UC3854 da Texas Instruments. Este método se mostrou então superior àquela aplicada no Capítulo 5 por controle ciclo-a-ciclo, pois a sua implementação prática é mais confiável (apesar da utilização de mais componentes passivos) e retornou melhores resultados referentes à qualidade de energia do circuito de acionamento. O fator de potência encontrado foi de 0,99 e o  $THD_i$  foi da ordem de 2%. Além disso, um bom nível de eficiência também pôde ser obtido, isto é, 96,36% para este caso.

O segundo estágio do circuito de acionamento foi então implementado considerando a topologia entrelaçada EGIBC, a qual possui as vantagens inerentes de maior ganho estático,

menores esforços de tensão nos interruptores e maior controlabilidade devido ao pulso aplicado nos interruptores controlados. As suas modelagens estática e dinâmica foram mostradas, enquanto que um projeto digital microcontrolado para a regulação da corrente de saída também foi realizado. Os resultados mostraram que o conversor é capaz de realizar o controle da corrente que flui pelo EHC COB LED para variações da tensão de entrada e também para variações na referência de corrente (*dimming*), sendo que este estágio apresentou também boa eficiência medida com o Wattímetro Yokogawa, isto é, 93,8%.

Considerando os dois estágios operando conjuntamente, a eficiência global encontrada foi de 90,38%, sendo este um valor satisfatório para um conversor que opera com elevados esforços de corrente. Além disso, o circuito de acionamento de dois estágios se mostrou com ótima aplicabilidade para o EHC COB LED estudado, de forma que as premissas de projeto puderam ser devidamente alcançadas. Sendo assim, o protótipo final apresentou as seguintes características desejáveis para EHC COB LEDs:

- Alto fator de potência de entrada com reduzido conteúdo harmônico da corrente de entrada, estando em observância às normas vigentes;
- Consistente regulação da tensão no barramento intermediário por meio da técnica ACM, o que garante que o seu nível de ondulação de baixa frequência não será afetada caso ocorram variações na tensão de entrada ou *dimming* da corrente que flui pelo EHC COB LED;
- Utilização global de apenas capacitores de filme de elevada vida útil compatíveis com a vida útil da luminária como um todo, sendo este fato alcançado com a utilização de um barramento de alta tensão (400 V).
- Controle digital da corrente de saída. Este fato garante que a corrente que flui pelo EHC COB LED não será afetada com as variações que possam ocorrer na rede e que este siga a referência imposta pelo microcontrolador.
- Reduzidos níveis de ondulação da corrente de saída (25%) e consequente *flicker* (12,5%). Este fato garante proximidade à condição de baixo risco da modulação da luz segundo a regulamentação IEEE 1789-2015, com degradação desprezível no que tange ao fluxo luminoso total obtido da fonte de luz empregada.
- Nível de eficiência global acima de 90%, como estabelecido nas premissas deste trabalho, sendo este um elevado percentual em aplicações de elevadas correntes.

## CONCLUSÕES FINAIS E PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho se dedicou, de forma geral, ao estudo e avaliação fotoeletrotérmica da tecnologia EHC COB LED. Além disso, foram propostas e implementadas alternativas de circuitos de acionamento CA-CC que operam em alta frequência de comutação.

O capítulo 1 reuniu informações sobre o conceito de diodos emissores de luz e suas aplicações no que tange baixas potências, as quais produzem níveis reduzidos de fluxo luminoso; e também altas potências, as quais produzem níveis elevados de fluxo luminoso. Neste aspecto, conclui-se que alguns ambientes mais extensos podem necessitar de uma iluminação pontual, com refletores que não possuam elevadas dimensões, sendo esta condição ideal para os dispositivos COB.

O capítulo 2 trouxe a revisão bibliográfica geral sobre COB LEDs e os estudos recentes que avaliam essa tecnologia. Os primeiros estudos datam do ano de 2009, sendo que constantes aprimoramentos estruturais vêm sendo incorporados a esta tecnologia para o aumento da sua eficácia luminosa. Adicionalmente, esse capítulo apresentou o modelo Apollo 600 utilizado nos estudos provenientes desse trabalho, sendo que uma nova nomenclatura foi também proposta nos casos de extra-alta corrente de acionamento (EHC). Portanto, a conclusão é de que o dispositivo estudado tem significativo potencial industrial e acadêmico, de modo que certamente será tema de outras futuras pesquisas.

No capítulo 3 foi desenvolvida a modelagem fotoeletrotérmica estática aprimorada para o EHC COB LED Apollo 600. Foram realizados diversos experimentos de forma a obter a característica estática do dispositivo, ou seja, um modelo que descreva conjuntamente as características elétrica, térmica e fotométrica do componente quando uma corrente CC constante é aplicada ao dispositivo. Adicionalmente, um modelo aprimorado, o qual considera as variações dos principais parâmetros térmicos do dispositivo, pôde ser devidamente obtido. Por meio da validação do modelo proposto em comparação com os resultados experimentais, conclui-se que o projeto preditivo de dissipadores mais adequados é viabilizado aos elevados pontos de corrente direta, as quais são tipicamente adotadas na operação de EHC COB LEDs em conjunto com suas diversas aplicações.

O capítulo 4 introduziu as topologias básicas de um ou mais estágios alimentadas a partir da rede CA como circuitos de acionamento do EHC COB LED. Foi demonstrado que as estruturas básicas de único estágio são restritas em termos de eficiência e, além disso, requerem a utilização de capacitores eletrolíticos de baixa vida útil. Concluiu-se, então, que as

melhores opções de acionamento à aplicação estudada são aquelas referentes às estruturas de dois estágios. Assim, foram apresentadas algumas alternativas para cada estágio específico, ou seja, o primeiro estágio de correção do fator de potência e o segundo estágio de controle de potência da carga. Foi então definido como solução ao estágio PFC o conversor *boost* convencional em CCM, sendo este controlado mediante as técnicas ciclo-a-ciclo ou corrente média. Além disso, para o estágio PC, conclui-se que as estruturas *buck* entrelaçadas são as mais adequadas, sendo que o conversor EGIBC se sobressai frente às demais devido as vantagens inerentes ao maior ganho estático que esta topologia pode proporcionar.

No capítulo 5, o pré-regulador *boost* foi dinamicamente modelado considerando uma nova e reprodutiva abordagem mediante análise média de pequenos sinais. Posteriormente, o a modelagem introduzida foi validada por meio da utilização de um conversor de dois estágios como circuito de acionamento do EHC COB LED. Além disso, concluiu-se que o primeiro estágio com um barramento de alta tensão é capaz de atenuar satisfatoriamente a ondulação de baixa frequência, de modo que capacitores de filme de longa vida útil podem ser utilizados nesse estágio. A técnica de controle ciclo-a-ciclo baseada no CI IR1150 foi escolhida para a validação da análise realizada. No que tange ao segundo estágio de conversão, as estruturas *buck* operando em CCM com duas e três células entrelaçadas foram escolhidas. Por meio dos resultados obtidos, conclui-se que o conversor implementado apresenta controle satisfatório do barramento de saída em comunhão com uma corrente de baixa distorção harmônica e com alto fator de potência de entrada. Resultados de eficiência também mostraram que o protótipo implementado é capaz de operar com eficiência total acima de 90%, sendo este um resultado satisfatório frente às premissas iniciais de projeto.

No capítulo 6, como proposta de um *driver* completo para o acionamento do EHC COB LED, um conversor de dois estágios com controle analógico do barramento de tensão e controle digital da corrente de saída foi implementado para uma potência nominal de 500 W. Primeiramente, foi utilizado o controle por corrente média no estágio PFC, sendo este caracterizado pelo CI UC3854. Deste modo, utilizando igualmente a metodologia de modelagem apresentada no Capítulo 5, uma corrente de entrada com baixíssimo conteúdo harmônico e com elevado fator de potência pôde ser obtida. Adicionalmente, com o sistema de controle projetado para este estágio, o barramento de alta tensão permanece sempre controlado em 400 V mesmo após degraus na tensão de entrada ou na corrente de referência do EHC COB LED conectado à saída do segundo estágio. O estágio PC foi implementado com a topologia EGIBC, a qual oferece melhores condições de controlabilidade, já que este

possui maior largura de pulso de acionamento dos interruptores principais. Neste contexto, os resultados finais foram obtidos por meio de uma abordagem digital microcontrolada. Conclui-se, assim, que o conversor é capaz de seguir a referência de corrente imposta, sem distorcer a corrente de entrada do estágio PFC. Além disso, o protótipo utiliza apenas capacitores de filme metalizado de elevada vida útil para que um reduzido nível de *flicker* seja alcançado, sendo que todas as premissas de projeto foram satisfatoriamente alcançadas. Pôde-se concluir, portanto, que este conversor foi capaz de oferecer todos os requisitos básicos que um circuito de acionamento projetado para altas correntes deve possuir.

Como propostas para trabalhos futuros, os seguintes temas podem ser considerados:

- Análise de outros parâmetros térmicos de EHC COB LEDs e de como eles podem influenciar em seu modelo dinâmico, tais como as capacitâncias térmicas inerentes ao dispositivo;
- Utilizar a modelagem estática aprimorada para a implementação prática de um dissipador com menores dimensões, o qual será projetado para pontos de operação abaixo do máximo permitido ao EHC COB LED. Por exemplo, o dissipador utilizado juntamente ao modelo Apollo 600 nesta tese é indicado para potências até 600 W. Para pontos de operação específicos abaixo deste valor de potência, o peso e volume do dissipador podem ser devidamente minimizados considerando a modelagem PET proposta.
- Estender a modelagem PET aprimorada a outros dispositivos, para a constatação da resposta do modelo também em outros modelos de EHC COB LEDs;
- Avaliar experimentalmente o emprego do estágio intermediário de isolamento elétrica baseado no conversor EGIBC (apresentado no capítulo 4), de modo a avaliar a resposta do circuito de acionamento especificamente neste caso;
- Utilizar experimentalmente topologias entrelaçadas com interruptores síncronos no segundo estágio do circuito de acionamento, de modo a avaliar as possíveis melhorias na eficiência final do conversor;
- Avaliar a atenuação ativa da ondulação de baixa frequência e a possível diminuição da capacitância de barramento CC em um circuito de acionamento de dois estágios (não integrado) com a utilização de técnicas de controle, tal como o emprego de compensadores ressonantes. A avaliação do impacto dessa atenuação na distorção da corrente de entrada também pode ser considerada, visando atender às normas de qualidade de energia.

## ANEXOS

**ANEXO 1: Comparação de resultados teóricos para os conversores básicos não-isolados de único estágio.**

Distribuição de perdas teóricas.

Conversor	Perdas teóricas no indutor		Perdas teóricas por condução nos interruptores	
	Enrolamentos	Núcleo	MOSFETs	Diodos
<i>Buck</i> DCM	4,58 W	1,87 W	1,67 W	13,59 W
<i>Buck</i> CCM	8,64 W	65,68 mW	1,11 W	9,18 W
<i>Buck</i> CCM entrelaçado	7,2 W	90 mW	0,89 W	9,23 W
<i>Buck-boost</i> DCM	2,51 W	4,58 W	2,18 W	15,77 W
<i>Buck-boost</i> CCM	9,7 W	110,79 mW	1,48 W	11,26 W
<i>Buck-boost</i> CCM entrelaçado	8,1 W	100,7 mW	0,97 W	11,56 W

Elementos magnéticos, parâmetros de qualidade de energia e eficiência teórica.

Conversor	Elementos magnéticos	Fator de potência	THD <sub>i</sub>	Eficiência
<i>Buck</i> DCM	$L_o=18 \mu\text{H}$ , NEE 55/28/21, 11 espiras com 20 condutores AWG 23 em paralelo	0,97	10,5%	78,5%
<i>Buck</i> CCM	$L_o=200 \mu\text{H}$ , NEE 55/28/25, 49 espiras com 15 condutores AWG 23 em paralelo	0,97	9,1%	82,4%
<i>Buck</i> CCM entrelaçado	$L_{o1}=L_{o2}=200 \mu\text{H}$ , NEE 40/15/21, 53 espiras com 7 condutores AWG 23 em paralelo	0,98	6,4%	88,3%
<i>Buck-boost</i> DCM	$L_o=16 \mu\text{H}$ , NEE 40/15/25, 11 espiras com 23 condutores AWG 23 em paralelo	0,99	4,3%	76,4%
<i>Buck-boost</i> CCM	$L_o=180 \mu\text{H}$ , NEE 40/15/25, 40 espiras com 18 condutores AWG 23 em paralelo	0,99	3,1%	80,7%
<i>Buck-boost</i> CCM entrelaçado	$L_o=180 \mu\text{H}$ , NEE 40/15/25, 44 espiras com 9 condutores AWG 23 em paralelo	0,99	4,2%	86,6%

## ANEXO 2: Código implementado em C para utilização no microcontrolador TIVA aplicável ao controle da corrente de saída no conversor EGIBC.

```

// UFJF - ENGENHARIA ELÉTRICA - NÚCLEO DE ILUMINAÇÃO MODERNA
//
// Programa de acionamento para um conversor EGIBC (Extended Gain IBC)
// com controle do tipo integrador
//
// =====Terminais=====
// PWM Principal B6 Complementar B7
// PWM Auxiliar A6
// Leitura ADC E5

#define PWM_FREQUENCY 40000
#define DIMM 0

#include <stdint.h>
#include <stdbool.h>
#include "inc/hw_memmap.h"
#include "driverlib/gpio.h"
#include "driverlib/pwm.h"
#include "driverlib/pin_map.h"
#include "inc/hw_gpio.h"
#include "driverlib/rom.h"
#include "driverlib/timer.h"
#include "inc/tm4c123gh6pm.h"
#include "driverlib/interrupt.h"
#include "inc/tm4c123gh6pm.h"
#include "inc/hw_memmap.h"
#include "inc/hw_types.h"
#include "driverlib/sysctl.h"
#include "driverlib/interrupt.h"
#include "driverlib/uart.h"
#include "driverlib/debug.h"
#include "driverlib/adc.h"
#include "driverlib/fpu.h"

uint32_t ui32Period,lact,DUTY,PWMPERIOD;
char l[6];

int duty = 5,dutyi,dead,FLAG=5;

//=====
#define A 10.2f
#define B 24832.0f

int REF=6000.0f;

#define D_MAX 0.30
#define D_MIN 0.05

#define GANHO 0.00000000538

float corrente,corrente_sum,corrente_med;
int i=0;

```

```

float x[3];
float ybp[3];
float yap[3];
float ymv[2];

// Configura o ADC
void acordaADC(){
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_ADC0);
    ADCSequenceDisable(ADC0_BASE, 3);
    ADCSequenceConfigure(ADC0_BASE, 3, ADC_TRIGGER_PROCESSOR, 0);
    ADCReferenceSet(ADC0_BASE, ADC_REF_INT);

    GPIOPinTypeADC(GPIO_PORTE_BASE, GPIO_PIN_5);
    ADCSequenceDisable(ADC0_BASE, 3);
    ADCSequenceConfigure(ADC0_BASE, 3, ADC_TRIGGER_PROCESSOR, 0);
    ADCSequenceStepConfigure(ADC0_BASE, 3, 0, ADC_CTL_CH8 | ADC_CTL_IE |
ADC_CTL_END);
    ADCSequenceEnable(ADC0_BASE, 3);
    ADCIntClear(ADC0_BASE, 3);
}

// Configura as gpio's que serão usadas
void acordaGPIO(){
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOB);

    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_UART0);
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOE);
    GPIOPinConfigure(GPIO_PB6_M0PWM0); // PWM 1 Modulo 0 Gerador 0
    GPIOPinConfigure(GPIO_PB7_M0PWM1); // PWM 1 Modulo 0 Gerador 0 complementar
    GPIOPinTypePWM(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_6);
    GPIOPinTypePWM(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_7);
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOF); //enable GPIO port for LED
    GPIOPinTypeGPIOOutput(GPIO_PORTF_BASE, GPIO_PIN_1|GPIO_PIN_2|GPIO_PIN_3);
}

// Interrupção do controle.
// Realiza a leitura da corrente e a compensação. Taxa de amostragem = 40KHz.
int cont = 0;
void PWM0IntHandler(void)
{
    PWMGenIntClear(PWM0_BASE, PWM_GEN_0, PWM_INT_CNT_ZERO);
    ADCProcessorTrigger(ADC0_BASE, 3);
    while (!ADCIntStatus(ADC0_BASE, 3, false)){
        ADCSequenceDataGet(ADC0_BASE, 3, &lact);
        ADCIntClear(ADC0_BASE, 3);

        //=====Atualização da variável de controle=====
        x[2]=x[1];
        x[1]=x[0];
        x[0]= REF - A*lact + B;

        // Malha de controle

        ymv[1]=ymv[0];

        ymv[0] = GANHO*(x[0]+x[1])+ymv[1];

        GPIOPinWrite(GPIO_PORTF_BASE, GPIO_PIN_1, 0);

```

```

// Hard - Limiter
if (ymv[0] > D_MAX) {
    ymv[0] = D_MAX;
    GPIOPinWrite(GPIO_PORTF_BASE, GPIO_PIN_1, GPIO_PIN_1);
} else if (ymv[0] < D_MIN) {
    ymv[0] = D_MIN;
}

//Proteção contra picos de corrente
if((A*lact - B)>10000){
//    PWMPulseWidthSet(PWM0_BASE, PWM_OUT_0, 0); //
}

{
    dead=PWMPERIOD/2-ymv[0]*PWMPERIOD;
    PWMDeadBandEnable(PWM0_BASE, PWM_GEN_0, dead, dead);
}
}

// Interrupção acessória, atualiza os LEDs de status e
// configura a dimerização AM, se habilitada. Opera em 10Hz.
int tipe=1;
int countdown=0,up=0;
void Timer0IntHandler(void)
{
    TimerIntClear(TIMER0_BASE, TIMER_TIMA_TIMEOUT);
    FLAG=!FLAG;
    countdown++;
    if(FLAG){
        GPIOPinWrite(GPIO_PORTF_BASE, GPIO_PIN_2, 0);
    }
    else GPIOPinWrite(GPIO_PORTF_BASE, GPIO_PIN_2, GPIO_PIN_2);

    if(DIMM){
        if(countdown>20){
            countdown=0;
            if(REF>9900)up=0; else if(REF<0)up=1;
            if(up)REF=REF+1000; else REF=REF-1000;
        }
    }
}

}

int main(void)
{
    volatile uint32_t ui32PWMClock;

    // Habilita a FPU
    FPUEnable();
    FPULazyStackingEnable();

    // Configura o Timer0
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_TIMER0);
    SysCtlClockSet(SYSCTL_SYSDIV_4|SYSCTL_USE_PLL|SYSCTL_OSC_MAIN|SYSCTL_XTAL_16
MHZ);
    SysCtlPWMClockSet(SYSCTL_PWMDIV_1);

```

```

SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_PWM0);

TimerConfigure(TIMER0_BASE, TIMER_CFG_PERIODIC);
ui32Period = (SysCtlClockGet());
TimerLoadSet(TIMER0_BASE, TIMER_A, ui32Period/10 -1);
IntEnable(INT_TIMER0A);
TimerIntEnable(TIMER0_BASE, TIMER_TIMA_TIMEOUT);
IntMasterEnable();
TimerEnable(TIMER0_BASE, TIMER_A);

// Configura gpio's e adc
acordaGPIO();
acordaADC();

// Configura o PWM auxiliar
ui32PWMClock = SysCtlClockGet();
PWMPERIOD = (ui32PWMClock / PWM_FREQUENCY) -1;
PWMGenConfigure(PWM0_BASE, PWM_GEN_0, PWM_GEN_MODE_DOWN);
PWMGenPeriodSet(PWM0_BASE, PWM_GEN_0, PWMPERIOD);
ROM_SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_PWM1);
ROM_SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOA);
ROM_GPIOPinTypePWM(GPIO_PORTA_BASE, GPIO_PIN_6);
ROM_GPIOPinConfigure(GPIO_PA6_M1PWM2);
PWMGenConfigure(PWM1_BASE, PWM_GEN_1, PWM_GEN_MODE_DOWN);

PWMGenPeriodSet(PWM1_BASE, PWM_GEN_1, PWMPERIOD);

ROM_PWMpulsewidthSet(PWM1_BASE, PWM_OUT_2, PWMPERIOD / 2);
ROM_PWMOutputState(PWM1_BASE, PWM_OUT_2_BIT, true);
ROM_PWMGenEnable(PWM1_BASE, PWM_GEN_1);

// Calcula um período inicial
dutyi=duty*PWMPERIOD/100;
dead=PWMPERIOD/2-dutyi;

// Configura o PWM
PWMPulsewidthSet(PWM0_BASE, PWM_OUT_0, PWMPERIOD/2);
PWMOutputState(PWM0_BASE, PWM_OUT_0_BIT | PWM_OUT_1_BIT, true);

PWMGenEnable(PWM0_BASE, PWM_GEN_0);
PWMDeadBandEnable(PWM0_BASE, PWM_GEN_0, dead, dead);

PWMIntEnable(PWM0_BASE, PWM_INT_GEN_0);
PWMGenIntTrigEnable(PWM0_BASE, PWM_GEN_0, PWM_INT_CNT_LOAD);

// Ativa a interrupção do controle
PWMGenIntRegister(PWM0_BASE, PWM_GEN_0, PWM0IntHandler);

while(1){}
}

```

## PRODUÇÃO BIBLIOGRÁFICA DO AUTOR

Como resultado direto da pesquisa realizada ao longo desta tese de doutorado, foram publicados (ou estão em processo de avaliação), até o momento, os seguintes artigos científicos.

- Artigos aceitos em periódicos nacionais:

PEREIRA, D. C.; TAVARES, P. L.; ALMEIDA, P. S.; SOARES, G. M.; TOFOLI, F. L.; BRAGA, H. A. C.. **“Improved Photoelectrothermal Model with Thermal Parameters Variation Applied to an Extra-High Current COB LED.”** Revista Eletrônica de Potência (REP). Brazilian Power Electronics Society (Sobraep), pp. 1-10, 2019.

- Artigos submetidos à periódicos internacionais (em processo de revisão até a presente data):

PEREIRA, D. C.; ROSA, B. T.; ALMEIDA, P. S.; SOARES, G. M.; TOFOLI, F. L.; BRAGA, H. A. C.. **“Modeling and Control of a CCM PFC Boost Pre-Regulator Applied to a Two-Stage COB LED Driver.”** International Journal of Circuit Theory and Applications, pp. 1-13, 2019.

PEREIRA, D. C.; PUSIOL, E. G.; ALMEIDA, P. S.; SOARES, G. M.; TOFOLI, F. L.; BRAGA, H. A. C.. **“An Efficient Two-Stage Controlled Driver for Extra-High Current COB LED Offline Applications.”** IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics (JESTPE), pp. 1-8, 2019.

- Publicações em conferências nacionais:

PEREIRA, D. C.; DE PAULA, W. J.; TAVARES, P. L.; TOFOLI, F. L.; BRAGA, H. A. C. **“Comparative Analysis of Basic Single-Stage Non-Isolated ac-dc Topologies Employed as High-Current COB LED Drivers.”** In: IEEE Brazilian Power Electronics Conference (COBEP 2017), Juiz de Fora, pp. 1-6, 2017.

PEREIRA, D. C.; DE PAULA, W. J.; TAVARES, P. L.; TOFOLI, F. L.; BRAGA, H. A. C. **“Current Multilevel PFC Buck Rectifier Applied to a High-Power COB LED Driver.”** In: IEEE Brazilian Power Electronics Conference (COBEP 2017), Juiz de Fora, pp. 1-6, 2017.

PEREIRA, D. C.; DE PAULA, W. J.; TAVARES, P. L.; ROSA, B. T.; SILVA, B. H.; ALMEIDA, P. S.; SOARES, G. M.; TOFOLI, F. L.; BRAGA, H. A. C. **“Analysis of a High-Power COB LED Light Source Driven by Offline Double-Stage PFC Converter.”** In: IEEE Brazilian Power Electronics Conference (COBEP 2017), Juiz de Fora, pp. 1-6, 2017.

Como resultado indireto da pesquisa realizada ao longo desta tese de doutorado, foram publicados, até o momento, os seguintes artigos científicos.

- Publicações em periódicos internacionais:

TOFOLI, F. L.; PEREIRA, D. C.; DE PAULA, W. J.; VICENTE, E. M.; VICENTE, SANTOS, P. D.; BRAGA, H. A. C.. **“Comparison among mathematical models of the photovoltaic cell for computer simulation purposes.”** International Journal of Electronics, v. 7, pp. 1-18, 2017.

- Publicações em conferências nacionais:

DE PAULA, W. J.; PEREIRA, D. C.; BRAGA, H. A. C.; TOFOLI, F. L.. **“Modelo de simulação de um conversor buck síncrono baseado em dispositivos de Nitreto de Gálio.”** In: Congresso Brasileiro de Automática, Vitória-ES, pp. 1-6, 2016.

TAVARES, G. M.; SALMENTO, M. L. G.; DE PAULA, W. J.; PEREIRA, D. C.; BRAGA, H. A. C.. **“Implementation of a high frequency PWM signal in FPGA for GaN power devices switching.”** In: 2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), Juiz de Fora, p. 1-7, 2017.

DE PAULA, W. J.; TAVARES, P. L.; PEREIRA, D. C.; TAVARES, G. M.; SILVA, F. L.; ALMEIDA, P. S.; BRAGA, H. A. C.. **“A review on gallium nitride switching power devices and applications.”** In: 2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), Juiz de Fora, p. 1-7, 2017.

TAVARES, P. L.; DUTRA, J. M.; PEREIRA, D. C.; SILVA, A. R.; ALBUQUERQUE, V. M.; SALES, R. S.; BRAGA, H. A. C.; ALMEIDA, P. S.. **“An Analytical Method of LED Lighting Design for Greenhouses with Photosynthetic Flux Density Prediction.”** In: 22º Congresso Brasileiro de Automática (CBA), João Pessoa - PB. p. 1-7, 2018.

- Publicações em conferências internacionais:

PEREIRA, D. C.; DE PAULA, W. J.; ALMEIDA, P. S.; SOARES, G. M.; BRAGA, H. A. C.; TOFOLI, F. L.; CAMPONOGARA, D.. **“Analysis of the low-frequency output current ripple in a buck-based LED driver under distinct control techniques.”** In: 2016 IEEE 25th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Santa Clara. pp. 442-447, 2016.

PEREIRA, D. C.; DE PAULA, W. J.; BRAGA, H. A. C.. **“SPICE simulation and evaluation of a GaN-based synchronous full-bridge resonant converter.”** In: 2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), Curitiba, pp. 1-6, 2016.

DE PAULA, W. J.; TAVARES, G. M.; PEREIRA, D. C.; SOARES, G. M.; ALMEIDA, P. S.; BRAGA, H. A. C.. **“An extensive comparative study of switching losses prediction in power MOSFETs.”** In: 2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), São Paulo, p. 105-111, 2018.

TAVARES, P. L.; DUTRA, J. M. S.; SILVA, A. R.; ALBUQUERQUE, V. M.; PEREIRA, D. C.; RESENDE, C. F.; PEIXOTO, P. F. P.; BRAGA, H. A. C.; ALMEIDA, P. S.. **“Comparison of analytical method of flux density prediction for COB and discrete LED luminaires.”** In: 2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), São Paulo, p. 487-494, 2018.

## REFERÊNCIAS

ABNT NBR 16026. **“Requisitos de desempenho de dispositivo de controle eletrônico CC ou CA para módulos de LED”**. Associação Brasileira de Normas Técnicas, 2012a.

ABNT NBR IEC 61347-2-13. **“Requisitos particulares para dispositivos de controle eletrônico alimentados em CC ou CA para os módulos de LED”**. Associação Brasileira de Normas Técnicas, 2012b.

AGILENT, **“Gate Driver Optocoupler HCPL-3120 datasheet”**. Agilent Inc., 2005.

ALBERTINI, A. et al. **“A Test Set for LEDs Life Model Estimation”**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010.

ALLEGRO. **“Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.1 kV RMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor”**, Allegro Micro Systems, LLC, 2017. Disponível em: <https://goo.gl/XkjbKd>.

ALMEIDA, P. S. et al. **“An Experimental Study on the Photometrical Impacts of Several Current Waveforms on Power White LEDs”**. Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP). 2011.

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. et al. **“Proposal of a Low-Cost LED Driver for a Multistring Street Lighting Luminaire”**, Proc. of IECON 2012, pp. 4568–4572, 2012b.

ALMEIDA, P. S.; SOARES, G. M.; BRAGA, H. A. C. **“Off-line flyback LED driver with PWM dimming and power factor correction employing a single switch”**. Proc. 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, pp. 1-7, 2012c.

ALMEIDA, P. S. et al. **“Storage Capacitance Minimization in LED Drivers based on Photometrical Constraints and Converter Integration”**. Eletrônica de Potência, 18, Março, pp. 962-971, 2013a.

ALMEIDA, P. S. et al. **“Application of series resonant converters to reduce ripple transmission to LED arrays in off-line drivers”**. Electronics Letters, vol. 49, n. 6, 2013b.

ALMEIDA, P. S. et al. **“Off-line Soft-Switched LED Driver based on an Integrated Bridgeless Boost Half-Bridge Converter”**. 48th IAS Annual Meeting. Orlando, 2013c.

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. et al. **“Static and Dynamic Photoelectrothermal Modeling of LED Lamps including Low-Frequency Current Ripple Effects”**. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, n. 7, July 2015a.

ALMEIDA, P. S. et al. **“Matching LED and Driver Life Spans: A Review of Different Techniques,”** Industrial Electronics Magazine, IEEE , vol.9, no.2, pp.36,47, June 2015b.

ALMEIDA, P. S. et al. **“Offline soft-switched LED driver based on an integrated bridgeless boost-asymmetrical half-bridge converter”**, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 51, n° 1, pp. 761-769, 2015c.

ALONSO, J.M. et al. **“Analysis and Design of the Integrated Double Buck–Boost Converter as a High-Power-Factor Driver for Power-LED Lamps,”** Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.59, no.4, pp.1689-1697, April 2012a.

ALONSO, J. M. et al. **“Reducing storage capacitance in off-line LED power supplies by using integrated converters”**. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), pp. 1-8, 2012b.

ALONSO, J. M. et al. **“A Straightforward Methodology to Modeling High Power Factor AC–DC Converters”**. IEEE Transactions on Power Electronics, 28, n. 10, pp. 4723-4731, Outubro 2013.

BADALAN, D. N.; SVASTA, P.; MARGHESCU, C. **“Fan vs. Passive Heat Sinks for Cooling High Power COB-type LEDs”**. 9<sup>th</sup> International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI), pp. 1-4, 2017.

BADALAN, D. N.; SVASTA, P.; MARGHESCU, C. **“A Method for Improving an Active Cooling Solution for LEDs”**. IEEE 24<sup>th</sup> International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME), pp. 5-8, 2018.

BARBI, I.; FONT, C. H.; ALVES, R. L. **“Projeto físico de indutores e transformadores”**, Universidade Federal de Santa Catarina, Instituto de eletrônica de potência – INEP, 2002. Available in: <https://goo.gl/OM2Gk5>.

BARBOSA, P. G. et al. **“Boost current multilevel inverter and its application on single-phase grid-connected photovoltaic systems”**, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 21, n° 4, pp. 1116-1124, 2006.

BARRY, B. C.; HAYES, J. C.; RYLKO, M. S. **“CCM and DCM operation of the interleaved two-phase boost converter with discrete and coupled inductors”**, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, n° 12, pp. 6551-6567, 2015.

BENDER, V. C. **“Metodologia de Projeto Eletrotérmico de LEDs Aplicada ao Desenvolvimento de Sistemas de Iluminação Pública”**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Santa Maria (UFSM). Santa Maria, RS. 2012.

BENDER, V. C. et al. **“Design Methodology for Light-Emitting Diode Systems by Considering an Electrothermal Model”**. IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 60, n. 11, pp. 3799-3806, Novembro 2013a.

BENDER, V. C. et al. **“Electrothermal Methodology Applied to Flicker Analysis in Off-line LED Systems”**. IEEE International Conference on Industrial Electronics (IECON). [S.l.]: [s.n.], 2013b.

BOYLESTAD, R. L. **“Introdução à Análise de Circuitos”**. 10. ed. São Paulo.: Pearson Prentice Hall, 2004.

BRAGA, H. A. C. **“Conversores multiníveis em corrente”**, Universidade Federal de Santa Catarina – Instituto de Eletrônica de Potência (INEP), tese de doutorado, 1996.

BRAGA, H. A. C.; BARBI, I. **“A new technique for parallel connection of commutation cells: analysis, design, and experimentation”**, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 12, nº 2, pp. 387-395, 1997.

BRIDGELUX. **“Décor Ultra High CRI Array Series”**. Bridgelux Lighting, 2018. Disponível em: <https://goo.gl/wGqPn7>.

BULLOUGH, J. D. **“Light Emitting Diode Lighting Systems”**. NLPIP - Lighting Answers. v. 7. Issue 3. May, 2003.

BULLOUGH, J. et al. **“Effects of flicker characteristics from solid-state lighting on detection, acceptability and comfort”**. Lighting Research and Technology, 43, n. 3, pp. 337-348, Setembro 2011a.

BULLOUGH, J. D. et al. **“Detection and acceptability of stroboscopic effects from flicker”**. Lighting Research and Technology, pp. 477-483, Outubro 2011b.

BUSO, S.; MATTAVELLI, P. **“Digital Control in Power Electronics”**, 1ª ed. Lincoln, Nebraska: Morgan & Claypool Publishers, vol. 1, 2006.

CAMPOS, L. U. C. et al. **“Small-Signal Thermal-Electrical Model for Solid State Lighting System based on Chip-on-Board Technology”**. Proc. IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC), pp. 1-6, 2016.

CASAGRANDE, C. G. et al. **“Evaluation of Lighting Systems Through Adaptation of Photometric Quantities.”** In: 39<sup>th</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON). 2013.

CHAE, M. C. et al. **“Electrolytic Capacitor Free and Reduced Ripple on the Output of a Single-Stage CCM Flyback Converter with Power Factor Correction for LED Lighting”**. Proc. 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp. 1-6, 2014.

CHATTOPADHYAY, S.; RAMANARAYANAN, V.; JAYASHANKAR, V. **“A predictive switching modulator for current mode control of high power factor boost rectifier.”** IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, n. 2; pp. 536-544, 2003.

CHAUDHARY, P.; AGARWAL, A.; SENSARMA, P. **“Stability analysis of input-series output-parallel connected buck rectifiers”**. In *Emobility Electrical Power Train*, pp. 1-5, 2010.

CHEN, J.; MAKSIMOVIC, D.; ERICKSON, R. W. **“Analysis and design of a low-stress buck-boost converter in universal-input PFC applications”**, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, n° 2, pp. 320-329, 2006.

CHEN, W. **“High efficiency, high density, polyphase converters for high current applications”**. Application Note 77, Linear Technology, 1999.

CHEN, W.; HUI, S. Y. R. **“Elimination of an Electrolytic Capacitor in AC/DC Light-Emitting Diode (LED) Driver With High Input Power Factor and Constant Output Current”**, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, 2012.

CHIU, H. et al. **“A High-Efficiency Dimmable LED Driver for Low-Power Lighting Applications”**, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.57, no.2, pp.735-743, 2010.

CHOI, B.; HONG, S. S.; PARK, H. **“Modeling and small-signal analysis of controlled on-time boost power-factor-correction circuit”**, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, n. 1, pp. 136-142, 2001.

CIPELLI, A.C.V.; SANDRINI, V.J. **“Teoria e Desenvolvimento de Projetos de Circuitos Eletrônicos”**. 6. ed. São Paulo: Editora Erica, 1982.

COUTINHO, R. P. et al. **“Three-Phase Resonant Switched Capacitor LED Driver with Low Flicker”**. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, n. 7, pp. 5828-5837, 2017.

CRÉBIER, J. C.; REVOL, B.; FERRIEUX, J. P. **“Boost-chopper-derived PFC rectifiers: interest and reality”**, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, n. 1, pp. 36-45, 2005.

CZYZEWSKI, D. **“Investigation of COB LED Luminance Distribution”**. Proc. IEEE Lighting Conference of the Visegrad Countries (Lumen V4), pp. 1-4, 2016.

DIODES INCORPORATED, **“PBPC1001 - PBPC 1007 10A single-phase bridge rectifier datasheet”**, 2012. Available in: <https://goo.gl/C2LhGI>.

DOE. **“Solid-State Lighting Research and Development: Multi-Year Program Plan”**. U. S. Department of Energy. Junho de 2016.

DREYFUS, G.; GALLINAT, C. **“Rise and Shine: Lighting the World with 10 Billion LED Bulbs”**. 2015. Disponível em: <https://www.energy.gov/articles/rise-and-shine-lighting-world-10-billion-led-bulbs>.

DUPUIS, R.D.; KRAMES, M.R. **“History, Development, and Applications of High-Brightness Visible Light-Emitting Diodes.”** *Journal of Lightwave Technology*, vol.26, no.9, pp.1154-1171, May, 2008.

EPCOS – TDK, “**Aluminum electrolytic capacitors B41456 series catalogue**”, 2016. Available in: <https://goo.gl/6JFYVM>.

ERICKSON, R.; MAKSIMOVIC, D. “**Fundamentals of Power Electronics**”. 2. ed. [S.l.]: Springer, 2004.

FLIP CHIP OPTO, “**FCOpto – Starlite LED product catalogue**”, 2016a. Disponível em: <https://goo.gl/mxWZtx>.

FLIP CHIP OPTO, “**Apollo 2400 datasheet**”, 2016b. Disponível em: <https://goo.gl/CxkdGi>.

FLIP CHIP OPTO, “**Apollo 600 datasheet**”, 2016c. Disponível em: <https://goo.gl/CxkdGi>.

GACIO, D. et al. “**Effects of the junction temperature on the dynamic resistance of white LEDs**”. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 1708-1715, 2012.

GARCIA, O. C. et al. “**Single phase Power factor correction: a survey.**” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, issue: 3, 2003.

GARCIA, J. et al. “**A Novel Flyback-Based Input PFC Stage for Electronic Ballasts in Lighting Applications**”. IEEE Transactions on Industry Applications, 49, n. 2, pp. 769-777, Abril 2013.

GARTH, D. R. et al. “**Multi-phase, 2-kilowatt, high-voltage, regulated power supply**”, IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 110-116, 1971.

GETIAN. “**GT-P500W White COB LED Series**”. Getian Group, 2018. Disponível em: <https://goo.gl/FYokGd>.

GU, L. et al. “**Means of Eliminating Electrolytic Capacitor in AC/DC Power Supplies for LED Lightings**”. IEEE Transactions on Power Electronics, 24, Maio 2009.

HAI, Y. et al. “**Reliability Study on High Density LED Packaging with Chip-on-Board Structures**”. Proc. International Conference on Electronic Packaging Technology, pp. 1102-1107, 2010.

HART, D. W. “**Power Electronics**”, McGraw-Hill Education, 2011.

HILL, B.; ROGER, T.; VERHAGEN, F. W. “**Comparative Analysis of the Quantization of Color Spaces on the Basis of the CIELAB Color-Difference Formulae**”, ACM Trans. Graph., vol. 16, pp. 109-154, 1997.

HSIEH, Y. et al. “**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.

HU, M.; WU, Y. “**Full-Color LED Display Research Based on Chip-on-Board (COB) Package**”. Proc. 15<sup>th</sup> International Conference on Electronic Packaging Technology, pp. 97-100, 2014.

HUANG, W.; LEHMAN, B. **“Analysis and verification of inductor coupling effect in interleaved multiphase dc-dc converters”**, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, n° 7, pp. 5004-5017, 2016.

HUANG, Y. et al. **“Improved Thermal Design of Fin Heatsink for High-Power LED Lamp Cooling”**. Proc. 17<sup>th</sup> International Conference on Electronic Packaging Technology (ICEPT), pp. 1069-1074, 2016.

HUBER, L. et al. **“Performance Evaluation of Bridgeless PFC Boost Rectifiers.”** IEEE Transactions on Power Electronics, 23, n. 3, Maio 2008.

HUI, S. Y.; QIN, Y. X. **“A General Photo-Electro-Thermal Theory for Light Emitting Diode (LED) Systems”**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 24, n. 8, pp. 1967-1976, Agosto 2009.

HUI, S. Y. **“Apparatus and method of operation of passive LED lighting equipments”**. U.S. Patent Application 12/429792, April 2009.

HUI, S. Y. et al. **“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 – Electromagnetic Compatibility (EMC) Part 3-2: **“Limits for Harmonics Current Emissions (equipment input current < 16 A per phase)”**. International Electrotechnical Commission. 2005.

IEEE. **“Recommended Practices for Modulating Current in High Brightness LEDs for Mitigating Health Risks to Viewers”**. IEEE, Std. 1789, pp. 1-80, 2015.

INFINEON, **“IRFP4137PbF power MOSFET datasheet”**, 2012a. Available in: <https://goo.gl/Olixzz>.

INFINEON, **“IRFP4868PbF power MOSFET datasheet”**, 2012b. Available in: <https://goo.gl/bKGFkG>.

INFINEON, **“IDB30E60 fast switching emitter controlled power diode datasheet”**, 2013a. Available in: <https://goo.gl/kQ9l32>.

INFINEON, **“IDW75E60 fast switching emitter controlled power diode datasheet”**, 2013b. Available in: <https://goo.gl/EfzB2u>.

IR. International Rectifier, **“IR1150(S) (PbF) PFC One Cycle Control IC datasheet”**, 2007.

IR. International Rectifier, **“Application Note AN-1077: PFC Converter Design with IR1150 One Cycle Control IC”**, 2005.

ISHIZAKI, S. et al. **“Lifetime estimation for high power white LEDs”**. Journal of Light & Visual Environment”, vol. 31, 2007.

JUNTUNEN, E. et al. **“Effect of Phosphor Encapsulant on the Thermal Resistance of a High-Power COB LED Module”**. IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, vol. 3, n. 7, pp. 1148-1154, 2013.

JUNTUNEN, E. et al. **“Copper-Core MCPCB with Thermal Vias for High-Power COB LED Modules”**. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, n. 3, pp. 1410-1417, 2014.

KIM, H. J. et al. **“A simple average current control with on-time doubler for multiphase ccm pfc converter.”** IEEE Transactions on Power Electronics, v. 30, n. 3, pp. 1683–1693, March 2015.

KIM, J. W.; MOON, J. P.; MOON, G. W. **“Analysis and Design of a Single-Switch Forward-Flyback Two-Channel LED Driver with Resonant-Blocking Capacitor”**. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, n. 3, pp. 2314-2323, 2016.

KIM, M. H. et al. **“Origin of efficiency droop in GaN-based light-emitting diodes”**. Applied Physics Letters, 91, 2007.

KIM, M. H. **“Proportional-integral (PI) compensator design of duty-cycle-controlled buck LED driver”**, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, n° 7, pp. 3852-3859, 2015.

KIM, S. H. et al. **“Isolated Double Step-Down dc-dc Converter with Improved ZVS Range and No Transformer Saturation Problem”**. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, n. 3, pp. 1792-1804, 2017.

KONG, P.; WANG, S.; LEE, F. C. **“Common Mode EMI Noise Suppression for Bridgeless PFC Converters”**. IEEE Transactions on Power Electronics, 23, Janeiro 2008. 291-297.

KONG, Y. F. et al. **“Effects of Die-Attach Material and Ambient Temperature on Properties of High-Power COB Blue LED Module”**. IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 62, n. 7, pp. 2251-2256, 2015.

KRAMES, M. R. et al. **“Status and Future of High-Power Light-Emitting Diodes for Solid-State Lighting,”** Display Technology, Journal of , vol.3, no.2, pp.160-175, June 2007.

LABAU, S. et al. **“Chip-on-Board Packaging of Light Emitting Diodes and Thermal Characterizations”**. Proc. 59<sup>th</sup> Electronic Components and Technology Conference, pp. 848-853, 2009.

LALITH, J.; GU, Y. M.; and NADARAJAH, N. **“Characterization of thermal resistance coefficient of high-power LEDs,”** in Proc. 6th Int. Conf. Solid State Lighting, San Diego, CA, Aug. 2006, pp. 63370 - 63377.

LAUBSCH, A. et al. **“High-Power and High-Efficiency InGaN-Based Light Emitters.”** IEEE Transactions on Electronic Devices. Vol. 57, no. 1, pp. 79-87, January, 2010.

LEE, O.; CHO, S. Y.; MOON, G. W. **“Interleaved Buck Converter Having Low Switching Losses and Improved Step-Down Conversion Ratio”**. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, n. 8, pp. 3664-3675, 2012.

LEHMAN, B. et al. **“Proposing measures of flicker in the low frequencies for lighting applications”**. In Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE, pp. 2865–2872. IEEE, 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, C. et al. **“A Study of Flip-Chip Direct Attachment LED COBs with Metal Core Print Circuit Boards”**. Proc. 10<sup>th</sup> China International Forum on Solid State Lighting, pp. 259-262, 2013.

LI, Z. T. et al. **“Light Extraction Improvement for LED COB Devices by Introducing a Patterned Leadframe Substrate Configuration”**. IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 60, n. 4, pp. 1397-1403, 2013.

LIN, C. et al. **“A Sandwich Structure of Multi-Chip COB LED with Double Flat Glass Boards Coated with Phosphors Film by Screen Printing Technique”**. Proc. 15<sup>th</sup> International Conference on Electronic Packaging Technology, pp. 1486-1490, 2014.

LIU, L. et al. **“Thermal Analysis and Comparison of Heat Dissipation Methods on High Power LEDs”**. Proc. of *ICEPT-HDP 2010*, pp. 1366–1370, Agosto 2010.

LIU, X. et al. **“Single-stage single-switch four-output resonant LED driver with high power factor and passive current balancing”**, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, n° 6, pp. 4566-4576, 2017.

LOPES, S. B. **“Eficiência Energética em Sistemas de Iluminação Pública.”** Dissertação de Mestrado. Universidade de São Paulo. São Paulo, 2002.

LUMILEDS. **“Luxeon COB Product Catalog and Core Range”**. Lumileds Lighting 2018. Disponível em: <https://goo.gl/9F52Yh>.

MA, Z. L. et al. **“Fast thermal resistance measurement of high brightness LED,”** in Proc. 6th Int. Conf. Electron. Packag. Technol. (ICEPT2005), Shenzhen, China, Aug., pp. 614–616.

MAGGI, T **“Estudo e Implementação de uma Luminárias de Iluminação Pública à Base de LEDs”**. Dissertação de Mestrado. Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, 2013.

MAKSIMOVIC, D. **“Design of the clamped-current high-power-factor boost rectifier.”** Proc. of APEC’94, pp. 1-8, 1994.

MARCHESAN, T. B. **“Integração de Conversores Estáticos Aplicados a Sistemas de Iluminação Pública.”** Tese de Doutorado. Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, 2007.

MARTIGNONI, A. **“Transformadores”**. 8<sup>a</sup> ed. São Paulo: Globo, 1991.

MARTINEZ, R.; ENJETI, P. N. **“A High-Performance Single-phase Rectifier with Input Power Factor Correction.”** IEEE Transactions on Power Electronics, 11, Março 1996. pp. 311-317.

MARVI, F.; ADIB, E.; FARZANEHFARD, H. **“Zero voltage switching interleaved coupled inductor synchronous buck converter operating at boundary condition”**, IET Power Electronics, vol. 9, nº 1, pp. 126-131, 2016.

MELO, M. F. et al. **“Analysis of low-frequency current ripple transmission in series-resonant LED drivers”**. Electronics Letters, vol. 51, nº 9, pp. 716-717, 2015.

MENDES, L. S. **“Desenvolvimento de Plataforma Compacta para Prototipagem de Conversores de Potência”**. Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação, Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), Faculdade de Engenharia Elétrica, 2018.

MENDONÇA, M. R. et al. **“AC-DC single-switch three-phase converter with peak current control for power LEDs,”** Proc. 11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications., 2014, p. 1–6.

MOON, S. C.; KOO, G. B.; MOON, G. W. **“A New Control Method of Interleaved Single-Stage Flyback AC-DC Converter for Outdoor LED Lighting Systems”**, vol. 28, n. 8, pp. 4051-4062, 2013.

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

NELL SEMICONDUCTOR, **“KBJ5004 - KBJ5012 50A single-phase bridge rectifier datasheet”**, 2013. Disponível em: <https://goo.gl/Dz2ETW>.

NOGE, Y.; ITOH, J. **“Linear PFC regulator for LED lighting with the multi-level structure and low voltage MOSFETs”**, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 3311-3317, 2014.

NOGUEIRA, F. J. et al. **“Influência da Temperatura no Desempenho de Luminárias LED.”** Proc. of the 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications. 2012a.

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. et al. **“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. et al. **“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. et al. **“Street Lighting LED Luminaires Replacing High Pressure Sodium Lamps: Study of Case”**. Proc. 11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (Induscon 2014). Juiz de Fora, Brazil, December 2014d.

NOVAK, T.; POLLHAMMER, K. **“Traffic-Adaptive Control of LED-Based Streetlights”**. IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 9, n. 2, pp. 48-50, 2015.

OGATA, K. **“Engenharia de Controle Moderno”**, Ed. Pearson, 5ª ed., 2015.

OSRAM. **“Street Lighting with LED Light Sources”**. Application Note, Osram Opto Semiconductors, 2014. Disponível em: <https://goo.gl/OSJ8AQ>.

OSRAM. **“Floodlight 20 Maxi LED PL33 5XA7693F1G1DB”**. Product datasheet, Osram Opto Semiconductors, 2018. Disponível em: <https://goo.gl/JuyZov>

PEREIRA, D. C. et al. **“Comprehensive Review of High Power Factor AC-DC Boost Converters for PFC Applications”**. International Journal of Electronics, vol. 102, n. 8, pp. 1361-1381, 2014.

PEREIRA, D. C. **“Estudo Comparativo de Retificadores Dobradores do Tipo Boost em Modo de Condução Contínua Operando com Elevado Fator de Potência”**. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de São João del-Rei (UFSJ), 2015.

PEREIRA, D. C. et al. **“Analysis of the low-frequency output current ripple in a buck-based LED driver under distinct control techniques”**, IEEE International Symposium on Industrial Electronics – ISIE, pp. 442-447, 2016.

PEREIRA, D. C et al. **“Comparative Analysis of Basic Single-Stage Non-Isolated ac-dc Topologies Employed as High-Current COB LED Drivers.”** Proc. IEEE Brazilian Power Electronics Conference (COBEP 2017), Juiz de Fora, pp. 1-6, 2017a.

PEREIRA, D. C. et al. **“Current Multilevel PFC Buck Rectifier Applied to a High-Power COB LED Driver.”** Proc. IEEE Brazilian Power Electronics Conference (COBEP 2017), Juiz de Fora, pp. 1-6, 2017b.

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: 30/09/2017.

PHILIPS, **“LED driver lifetime and reliability”**, 2011. Available in: <https://goo.gl/iQrkUU>.

PHILIPS. **“Clear Flood Large LED Module BVP651 LED500-4S/740 DM10 ALU PSU”**. Philips Lighting, 2017.

PINTO, R. A. **“Projeto e Implementação de Sistemas de Iluminação Para Interiores Empregando LEDs de Alta Intensidade”**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2008.

PINTO, R. A. **“Sistemas Eletrônicos para Iluminação de Exteriores Empregando Diodos Emissores de Luz (LEDs) Alimentados pela Rede Elétrica e por Baterias”**. Tese de Doutorado. Universidade Federal de Santa Maria. Pinto, 2012.

POLONSKII, M.; SEIDEL, A. R. **“Reatores Eletrônicos para Iluminação Fluorescente”**. Editora Unijuí 1. ed. Ijuí, 2008.

QIAO, C.; SMEDLEY, K. M. **“A Topology Survey of Single-Stage Power Factor Corrector with a Boost Type Input-Current-Shaper”**, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 16, issue 3, pp. 360-368, 2001.

RAJAGOPALAN, J.; LEE, F. C.; NORA, P. **“A general technique for derivation of average current mode control laws for single-phase power-factor-correction circuits without input voltage sensing”**, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, no. 4, pp. 663-672, Jul. 1999.

RASHID, M. H. **“Power Electronics Handbook”**, Academic Press, 2001.

REDDY, U. R.; NARASIMHARAJU, B. L. **“Single-stage electrolytic capacitor less non-inverting buck-boost PFC based AC-DC ripple-free LED driver”**, IET Power Electronics, vol. 10, nº 1, pp. 38-46, 2017.

REYES, M. A. et al. **“Comparative evaluation of light-emitting diode cap lamps with an emphasis on visual performance in mesopic lighting conditions”**. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 50, n. 1, pp. 127–133, Jan 2014.

RODRIGUES, M. C. R. **“Inversor Boost Multinível em Corrente e sua Aplicação no Processamento de Energia em Sistemas Fotovoltaicos Monofásicos Conectados à Rede Elétrica”**. Dissertação de mestrado. Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), 2004.

RODRIGUES, C. R. B. S. et al. **“Experimental Characterization Regarding Two Types Of Phosphor-converted White High-brightness LEDs: Low Power And High Power Devices”**, Proc. *COBEP 2011*, pp. 734–740, Setembro 2011a.

RODRIGUES, C. R. B. S. et al. **“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, 2012a.

SÁ JÚNIOR, E. M. **“Estudo de Estruturas de Reatores Eletrônicos para LEDs de Iluminação”**. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2010.

SALES, R.P. **“LED, o Novo Paradigma da Iluminação Pública”**. Dissertação de Mestrado, Instituto de Tecnologia para o Desenvolvimento. Curitiba, 2011.

SANTOS, C. R. A. **“Iluminação Pública e Sustentabilidade Energética”**. Dissertação de Mestrado. Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto. Porto, 2011.

SCHITTLER, A. C. et al. **“High power HID lamps electronic ballast based on the interleaved buck converter”**. Proc. 11<sup>th</sup> Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), pp. 997-1003, 2011.

SCHITTLER, A. C. et al. **“Interleaved buck converter applied to high-power HID lamps supply: design, modeling and control”**, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 49, n° 4, pp. 1844-1853, 2013.

SCHUBERT, E. F. **“Light-Emitting Diodes”**, Cambridge University Press, 2<sup>nd</sup> Edition, Cambridge, UK, 2006.

SCHUCH, L. et al. **“Sistema Autônomo de Iluminação Pública de Alta Eficiência Baseado em Energia Solar e LEDs”**, Eletrônica de Potência (SOBRAEP), vol. 16, n. 1, pp. 17–27, Fevereiro 2011.

SIEGAL, B. **“Practical considerations in high power LED junction temperature measurements,”** in Proc. 31st International Conference of Electron. Manuf. Technol. (IEMT 2006), Kuala Lumpur, Malaysia, Nov., pp. 62–66.

SILVA JR, E. T. **“Análise e Projeto de Compensadores para o Conversor boost.”** Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Santa Catarina, 1994.

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.

SINGH, B.; SHRIVASTAVA, A. **“Buck Converter-Based Power Supply Design for Low Power Light Emitting Diode Lamp Lighting”**. IET Power Electronics, vol. 7, n. 4, pp. 946-956, 2014.

SMEDLEY, K. M; CUK, S. **“One-cycle control of switching converters”**. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 10, n. 6, pp. 625-633, 1995.

SOARES, G. M. et al. **“A Single-Stage High Efficiency Long-Life Off-line LED Driver Based on the DCM Cuk Converter.”** 38<sup>th</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 2012.

SOARES, G. M. et al. **“A comparative study between two single-stage LED drivers: A sole converter versus an integrated topology”**. IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON). [S.l.]: [s.n.]. 2012.

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.

SOARES, G. M. et al. **“Capacitance minimization in offline LED drivers using an active-ripple-compensation technique”**, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, n° 4, pp. 3022-3033, 2017.

SOLARIS. **“American wire gauge conductor evaluation”**, 2015. Available in: <https://goo.gl/Y59azW>.

SONG, B. M. et al. **“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.

SOUZA, A. F.; PEREIRA, D. C.; TOFOLI, F. L. **“Comparison of Control Techniques Used in Power Factor Correction Rectifiers.”** Proc. Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), pp. 1-6, 2015.

STARLITE LED, **“600 W cold forged heatsink”**, 2016. Available in: <https://goo.gl/mVZrpI>.

STOKES, M.; FAIRCHILD, M. D.; BERNS, R. S. **“Precision Requirements for Digital Color Reproduction,”** ACM Trans. Graph., vol. 11, pp. 406-422, 1992.

TEXAS INSTRUMENTS. **“DCH0105xxx, 1-W, 3-kV Isolated Unregulated dc-dc Converters”**. Texas Instruments Inc., 2016. Disponível em: <https://goo.gl/ngUi3r>.

TEXAS INSTRUMENTS. **“UC3854 High-Power Factor Pre-regulator”**, 2016. Texas Instruments Inc. Disponível em: <https://goo.gl/i28TQa>.

TEXAS INSTRUMENTS. **“Tiva TM4C123GH6PM Microcontroller datasheet”**, 2018. Texas Instruments Inc. Disponível em: <https://goo.gl/Bkftyn>.

TODD, P. C.; **“UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design”**. Unitrode Application Note, 1999. Disponível em: <https://goo.gl/K1nkaJ>.

TOFOLI, F. L. **“Estudo e Concepção de Retificadores a Três Níveis com Alto Fator de Potência Utilizando Técnicas de Comutação Não Dissipativas”**. Tese de doutorado. Universidade Federal de Uberlândia (UFU), 2005.

TSAI, P. Y. et al. **“High-Power LED Chip-on-Board Packages with Diamond-Like Carbon Heat-Spreading Layers”**. Journal of Display Technology, vol. 12, n. 4, pp. 357-361, 2016.

TSAO, J. Y. **“Solid State Lighting: Lamps, Chips and Materials for Tomorrow”**. IEEE Circuits & Devices n. 20 p. 28-37, 2004.

TSE, C. K.; CHOW, M. H. L. **“Theoretical Study of Switching Power Converters with Power Factor Correction and Output Regulation”**. IEEE Transactions on Circuits and Systems - I: Fundamental Theory and Applications, 47, n. 7, Julho 2000.

TSE, C. K. **“Circuit theory of power factor correction in switching converters”**. International Journal of Circuit Theory and Applications, 31, 2003. 157–198.

VAHEDI, H.; HADDAD, K. **“A novel multilevel multioutput bidirectional active buck PFC rectifier”**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, n° 9, pp. 5442-5450, 2016.

VAKRILOV, N.; ANDONOVA, A.; KAFADAROVA, N. **“Study of High Power COB LED Modules with Respect to Topology of Chips”**. Proc. 38<sup>th</sup> International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE), pp. 108-113, 2015.

VISHAY. **“Silicon Photodiode BPW21R for High Precision Applications”**. Vishay Semiconductors, 2011. Disponível em: <https://goo.gl/WUZjJW>.

VORPÉRIAN, V. **“Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch Part I: Continuous Conduction Mode”**. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 26, n. 3, Maio 1990. 490-496.

WANG, F. et al. **“Flyback-Based Three-Port Topologies for Electrolytic Capacitor-Less LED Drivers”**, vol. 64, n. 7, pp. 5818-5827, 2017.

WANG, J. et al. **“Thermal Model Design and Analysis of High-Power LED Headlamp Cooling Device Based on the Thermoelectric Effect”**. IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, vol. 5, n. 5, pp. 641-649, 2015.

WEI, H.; BATARSEH, I. **“Comparison of Basic Converter Topologies for Power Factor Correction”**. IEEE Southeastcon '98. Orlando, FL: [s.n.]. 1998. p. 348 - 353.

WILKINS, A.; VEITCH, J.; LEHMAN, B. **“LED lighting flicker and potential health concerns: IEEE standard PAR1789 update”**. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). [S.l.]: [s.n.]. 2010. p. 171-178.

WHITAKER, T. **“Philips takes control of LED market Lumileds Lighting”**. LEDs Magazine, Issue 3, Outubro de 2005.

WU, H. et al. **“Control and modulation of bidirectional single-phase ac-dc three-phase-leg SPWM converters with active power decoupling and minimal storage capacitance”**, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, n° 6, pp. 4226-4240, 2016.

XIE, X. et al. **“An optocouplerless two-stage high power factor LED driver”**, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC, pp. 2078-2083, 2011.

YANG, N. G. M. et al. **“Design and Implementation of Fine Pitch COB LED Display”**. Proc. 10<sup>th</sup> International Forum on Solid State Lighting, pp. 108-111, 2013.

YING, S. P.; SHEN, W. B. **“Thermal Analysis of High-Power Multichip COB Light-Emitting Diodes with Different Chip Sizes”**. IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 62, n. 3, pp. 896-901, 2015.

YAO, K. et al. **“Tapped-Inductor Buck Converter for High Step-down dc-dc Conversion”**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 20, n. 4, pp.775–780, July 2005.

YU, H. et al. **“Chip-on-Board (COB) Wafer Level Packaging of LEDs Using Silicon Substrates and Chemical Foaming Process (CFP)-Made Glass-Bubble Caps”**. Proc. 12<sup>th</sup> International Conference on Electronic Packaging Technology, pp. 1-4, 2011.

YU, X. et al. **“A Facile Approach to Fabricate Patterned Surfaces for Enhancing Light Efficiency of COB-LEDs”**. IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 64, n. 10, pp. 4149-4155, Oct. 2017.

YUJILEDS. **“BC270H High Power Density COB LED”**. Yujileds Lighting, 2018. Disponível em: <https://goo.gl/HExJjz>.

YU, L.; YANG, J. **“The Topologies of White LED Lamps Power Drivers.”** in Proc. of PESA 2009, pp.1–6, May 2009.

ZHANG, Y. et al. **“Wafer-Level Light Emitting Diode (WL-LED) Chip Simplified Package for Very-High Power Solid-State Lighting (SSL) Source”**. IEEE Electron Device Letters, vol. 37, n. 2, pp. 197-200, 2016.

ZHENG, H. et al. **“Optical performance enhancement for chip-on-board packaging leds by adding tio2/silicone encapsulation layer”**. IEEE Electron Device Letters, v. 35, n.10, pp.1046–1048, Oct. 2014.

ZHONG, D. et al. **“Thermal Performance of Heatsink and Thermoelectric Cooler Packaging Designs in LED”**. Proc. International Conference on Electronic Packaging Technology, pp. 1377-1381, 2010.