



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

Lucas Henrique Gomes Resende

ANÁLISE, MODELAGEM E CONTROLE DE *DRIVERS* DE LED COMUTADOS
EM BAIXA FREQUÊNCIA E CONECTADOS À REDE ELÉTRICA CA

Dissertação de Mestrado

Juiz de Fora
2019

Lucas Henrique Gomes Resende

Análise, Modelagem e Controle de *Drivers* de LED Comutados em Baixa
Frequência e Conectados à Rede Elétrica CA

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora, como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre.

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

Juiz de Fora
2019

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

Resende, Lucas Henrique Gomes.

Análise, Modelagem e Controle de Drivers de LED Conectados à Rede CA Operando em Baixa Frequência / Lucas Henrique Gomes Resende. -- 2019.

105 p.

Orientador: Henrique Antônio Carvalho Braga

Dissertação (mestrado acadêmico) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, 2019.

1. Driver de LEDs em baixa frequência. 2. LEDs. 3. Pré-regulador Boost. 4. Modelagem de pequenos sinais. 5. Compensador. I. Carvalho Braga, Henrique Antônio, orient. II. Título.

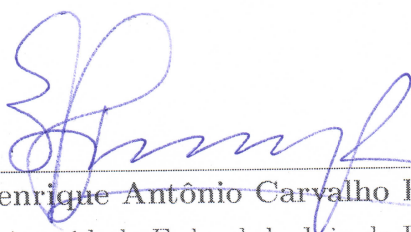
Lucas Henrique Gomes Resende

Análise, Modelagem e Controle de *Drivers* de LED Comutados em Baixa Frequência e Conectados à Rede Elétrica CA

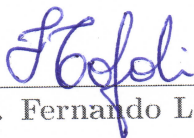
Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora, como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre.

Aprovada em 21 de Fevereiro de 2019.

BANCA EXAMINADORA:



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



Prof. Fernando Lessa Tofoli, Dr. Eng.
Universidade Federal de São João del-Rei, UFSJ



Prof. Guilherme Márcio Soares, Dr. Eng.
Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus que permitiu que tudo isso acontecesse, ao longo de minha vida, e não somente nestes anos como estudante de engenharia, mas que em todos os momentos é o maior mestre que alguém pode conhecer.

Aos meus pais, Henrique e Emília, que me deram apoio e incentivo nas horas difíceis, de desânimo e cansaço.

Agradeço à melhor namorada do mundo, Lara Santos, que é minha companheira de todas as horas e que sempre esteve ao meu lado mesmo nas horas difíceis desta longa caminhada.

Meu agradecimento ao amigo Ruan Ferraz, companheiro de trabalho, que fez parte da minha formação como mestre e que vai continuar presente em minha vida com certeza.

Agradeço também ao amigo Fernando Nogueira pelo suporte durante minha graduação, e pela contribuição no desenvolvimento dessa pesquisa.

Ao meu orientador professor Henrique Braga, pelo empenho dedicado à elaboração deste trabalho. Agradeço também ao professor Cristiano Casagrande, coordenador do laboratório de eficiência energética, minha segunda casa durante o período de faculdade.

Agradeço ao professor Guilherme Márcio, pela ajuda no desenvolvimento do trabalho e pelas ideias de pesquisa durante o período de mestrado. Também agradeço ao professor Pedro Almeida, pelo suporte no desenvolvimento das atividades realizadas em laboratório.

Por fim agradeço a todos os companheiros de NIMO e LEENER, dentre os quais cito: Wesley, Dênis e Pedro Laguardia que sempre estiveram dispostos a ajudar.

“É muito melhor lançar-se em busca de conquistas grandiosas, mesmo expondo-se ao fracasso, do que alinhar-se com os pobres de espírito, que nem gozam muito nem sofrem muito, porque vivem numa penumbra cinzenta, onde não conhecem nem vitória, nem derrota”
(Theodore Roosevelt)

RESUMO

Este trabalho tem como principal objetivo o estudo, quanto à modelagem e controle, teórico e experimental, do uso de circuitos de acionamento (*drivers*) comutados em baixa frequência (dobro da frequência da rede elétrica), aplicados às luminárias de iluminação pública (IP) empregando diodos emissores de luz, ou LEDs, do inglês *Light Emitting Diodes*. Primeiramente, são feitas algumas considerações sobre o sistema de iluminação pública empregando LEDs e apresentadas as características gerais de tais dispositivos. Na sequência, apresentam-se os tipos de *drivers* mais comuns empregados no acionamento de luminárias LED, com um foco especial nos *drivers* de baixa frequência. Em seguida, é feita a modelagem matemática de um *driver* de LEDs baseado no pré-regulador boost comutado em baixa frequência (120 Hz) com filtro de saída CL, que possui naturalmente elevado fator de potência. Uma metodologia de projeto é apresentada com o objetivo de acionar uma luminária LED de 200 W. É feito o projeto de dois *drivers* de baixa frequência, sendo um com o filtro CL na saída e outro somente com a parcela capacitiva do filtro, ambos para uma corrente de saída com valor médio de 700 mA e ondulação máxima de 15%. Posteriormente, faz-se a modelagem de um *driver* de estágio único operando em alta frequência baseado no PFC (do inglês, Power Factor Correction) SEPIC. Sendo assim, é feito um estudo comparativo entre os protótipos dos *drivers* de baixa e de alta frequências, com relação ao volume, à distribuição de perdas e à eficiência. Os resultados experimentais em malha aberta mostram que é possível alcançar elevado fator de potência (0,98), elevado rendimento (em torno de 94%) e reduzida distorção harmônica da corrente de entrada (8,45%) com os *drivers* de baixa frequência. A utilização do filtro CL na saída permite que sejam utilizados capacitores de filme ao invés dos capacitores eletrolíticos, o que contribui para o aumento da vida útil do conversor. Por fim, foi realizada a modelagem de pequenos sinais e o projeto do controle em malha fechada do *driver* de LEDs baseado no pré-regulador boost com filtro CL de saída. Resultados experimentais em malha fechada mostram que o compensador proposto é capaz de rejeitar distúrbios na tensão de entrada e na carga, mantendo a corrente nos LEDs no valor de referência. Além disso, o compensador é capaz de seguir a referência, o que possibilita o controle da intensidade luminosa (*dimming*).

Palavras-chave: *driver* de LEDs em baixa frequência. LEDs. Pré-Regulador Boost. Modelagem de pequenos sinais. Compensador.

ABSTRACT

The main objective of this work is to study the theoretical and experimental modeling and control of low-frequency off-line LED (light-emitting diodes) drivers applied to street lighting luminaire. Firstly, some considerations are made about the street lighting system using LEDs and the general characteristics of the LEDs are briefly introduced. The main types of drivers applied in LED luminaires are then presented, with particular focus on the low frequency converters, the ones in which the main switch is gated at twice the line frequency. Next, a mathematical modeling of an LED driver based on the low-frequency switched pre-regulator with CL output filter is performed, which naturally has a high power factor. Design methodologies are presented for two high-power (200 W) low-frequency drivers, one of them with the CL filter at the dc output and the other one with just a capacitive filter (conventional boost pre-regulator ac-dc converter), both of them delivering an average output current of 700 mA and maximum ripple of 15%. A SEPIC-based high-frequency driver is also modeled and implemented, aiming a practical and fair comparison with the low-frequency ones. The comparative study aims at the prototype volume, overall efficiency and losses distribution. The open-loop experimental results show that it is possible to achieve high power factor (0.98), high efficiency, (around 94%) and low harmonic distortion of the input current (8.45%) with low frequency drivers. The use of the CL filter at the dc output allows the use of film capacitors instead of electrolytic capacitors, which further increases the converter lifetime. Finally, the small-signal modeling and the closed-loop control design of the low-frequency LED driver based on the boost pre-regulator with a CL output filter were performed. Experimental closed-loop results show that the proposed compensator is able to deal with input and load voltage disturbances by keeping the current in the LEDs at the reference value. In addition, the compensator is able to follow the reference, which makes it possible to control the light intensity (dimming).

Key-words: Low frequency LED *Driver*. LEDs. Boost Pre-Regulator. Small-signal Modeling. Compensator.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Principais componentes de uma luminária LED. Adaptado de (SOARES, 2017).	18
Figura 2.1 – Representação do comportamento físico de um LED. Adaptado de Vieira (2009).	22
Figura 2.2 – Modelo Elétrico do LED para um ponto de operação fixo (DIAS, 2012).	24
Figura 2.3 – Tipos de LEDs aplicados em iluminação pública: (a) LED de alto brilho e (b) LED de potência (NOGUEIRA et al., 2013).	25
Figura 2.4 – Encapsulamento dos LEDs: (a) LED de alto brilho e (b) LED de potência. Adaptado de Rodrigues et al. (2012).	26
Figura 2.5 – <i>Driver</i> passivo com circuito <i>Valley-Fill</i> padrão para acionamento de LEDs. Adaptado de Hui et al. (2010).	29
Figura 2.6 – (a) Formas de onda da tensão de entrada (CH1 - 250 V/div), Corrente de entrada (CH4 - 200 mA/div) e corrente no indutor de entrada (CH2 - 500 mA/div) , (b) Formas de onda da corrente no LED (CH4 - 100 mA/div), tensão no LED (CH1 - 50 V/div) e potência de saída (MATH - 20 W/div). Escala horizontal: 4 ms/div (HUI et al., 2010).	30
Figura 2.7 – Estrutura básica de um driver ativo de alta frequência para acionamento de LEDs.	31
Figura 2.8 – Retificadores de alto fator de potência com ponte retificadora baseados nos conversores (a) buck, (b) boost, (c) buck-boost, (d) flyback, (e) SEPIC, (f) <i>Ćuk</i> e (g) Zeta. (ALMEIDA, 2014).	32
Figura 2.9 – Conversor LC série ressonante utilizado como estágio CC-CC (FERRAZ et al., 2018).	33
Figura 2.10–Conversor <i>boost</i> comutado em baixa frequência. Adaptado de Suga et al. (1993).	34
Figura 2.11–Formas de tensão de entrada (vermelho), corrente de entrada (azul) e pulsos de disparo do interruptor (verde). Adaptado de Suga et al. (1993).	34
Figura 2.12–Conversor de baixa frequência com comutação suave de pulso unitário. Adaptado de Taniguchi et al. (2000a).	35
Figura 2.13–Conversor de baixa frequência baseado no conversor proposto por Suga. Adaptado de Pomilio, Spiazzi e Buso (2000).	35
Figura 2.14– <i>Driver</i> de LEDs de baixa potência operando em baixa frequência. Adaptado de Braga, Dias e Almeida (2012).	36

Figura 2.15–Formas de onda no <i>Driver</i> de baixa frequência proposto para uma luminária LED de baixa potência (a) Tensão e corrente de entrada e (b) tensão e corrente de saída (corrente nos LEDs) (BRAGA; DIAS; ALMEIDA, 2012).	36
Figura 2.16– <i>Driver</i> para luminária LED de iluminação pública baseado no pré-regulador boost (NOGUEIRA, 2017).	37
Figura 2.17–Formas de onda no <i>Driver</i> para luminária LED de iluminação pública baseado no pré-regulador <i>boost</i> (a) Tensão e corrente de entrada e (b) Pulsos de comutação do MOSFET e corrente de saída (NOGUEIRA, 2017).	38
Figura 2.18– <i>Driver</i> para luminária LED de iluminação pública baseado no pré-regulador <i>Ćuk</i> (NOGUEIRA, 2017).	39
Figura 2.19–Formas de onda no <i>Driver</i> para luminária LED de iluminação pública baseado no pré-regulador <i>Ćuk</i> (a) Tensão e corrente de entrada e (b) Pulsos de comutação do MOSFET e corrente de saída (NOGUEIRA, 2017).	39
Figura 3.1 – Driver de LED CA-CC baseado no pré-regulador boost com filtro CL	42
Figura 3.2 – Formas de ondas típicas para o <i>driver</i> de LED baseado no pré-regulador <i>boost</i> com filtro CL. Do topo para a base : Tensão de entrada e disparo do MOSFET; Corrente de entrada; Corrente do indutor L_{b1} ; Corrente do MOSFET; Corrente do diodo; Corrente de saída	43
Figura 3.3 – Circuito equivalente do driver de LED CA-CC baseado no pré-regulador boost com filtro CL quando o interruptor Q_b está fechado	44
Figura 3.4 – Circuito equivalente do driver de LED CA-CC baseado no pré-regulador boost com filtro CL quando o interruptor Q_b está aberto	45
Figura 3.5 – Circuito equivalente do nó de saída do Driver de LED baseado no pré-regulador boost com filtro CL	49
Figura 3.6 – Arranjo de 96 LEDs Philips Luxeon R LXA7PW40 associados em série	50
Figura 3.7 – Corrente média de saída e ondulação de corrente em função dos parâmetros de projeto (L_{b1} e D).	52
Figura 3.8 – Circuito de simulação do <i>Driver</i> de LEDs baseado no pré-regulador <i>boost</i> com filtro CL de saída.	53
Figura 3.9 – Resultado de simulação do <i>Driver</i> de LEDs baseado no pré-regulador <i>boost</i> com filtro CL de saída : (a) Tensão de entrada e corrente de entrada (100x), (b) Corrente do indutor principal do <i>boost</i> e (c) Corrente nos LEDs.	54

Figura 3.10–Circuito de simulação do <i>Driver</i> de LEDs baseado no pré-regulador <i>boost</i> (Somente filtro capacitivo)	54
Figura 3.11–Resultado de simulação do <i>Driver</i> de LEDs baseado no pré-regulador <i>boost</i> (Somente filtro capacitivo) : (a) Tensão de entrada e corrente de entrada (100x), (b) Corrente do indutor principal do <i>boost</i> e (c) Corrente nos LEDs.	55
Figura 4.1 – <i>Driver</i> de LED baseado no conversor SEPIC operando em alta frequência.	57
Figura 4.2 – Formas de onda típicas do PFC SEPIC operando em DCM. Adaptado de (ALMEIDA, 2012).	58
Figura 4.3 – Circuito equivalente do <i>Driver</i> de LED baseado no conversor SEPIC operando em alta frequência para a interruptor Q fechada.	59
Figura 4.4 – Circuito equivalente do <i>Driver</i> de LED baseado no conversor SEPIC operando em alta frequência para a interruptor Q aberta.	59
Figura 4.5 – Forma de onda da corrente no diodo D_s em um período de comutação.	60
Figura 4.6 – Forma de onda da corrente no capacitor C_{so}	62
Figura 4.7 – Protótipos dos três <i>drivers</i> de LEDs.	65
Figura 4.8 – Placa de desenvolvimento do microcontrolador TIVA TM4C123G	66
Figura 4.9 – Diagrama simplificado do circuito de comando dos <i>drivers</i> de baixa frequência	67
Figura 4.10–Placa do circuito de comando dos <i>drivers</i> de baixa frequência	67
Figura 4.11–Esquemático do circuito de disparo. Adaptado de Albuquerque et al. (2017).	68
Figura 4.12–Diagrama simplificado do circuito de comando do <i>driver</i> de alta frequência	68
Figura 4.13–Placa do circuito de acionamento do <i>driver</i> de alta frequência. Adaptado de Almeida (2014).	69
Figura 4.14–Formas de ondas experimentais obtidas para o <i>driver</i> de LEDs baseado no pré-regulador boost de baixa frequência com filtro CL. Tensão de entrada (CH1 - 250V/div), Corrente de entrada (CH2 - 2.5 A/div), Corrente de saída (CH3 - 250 mA/div) e Tensão de saída (250 V/div). Escala horizontal: 10 ms/div.	69
Figura 4.15–Formas de ondas experimentais obtidas para o <i>driver</i> de LEDs baseado no pré-regulador boost de baixa frequência com filtro C. Tensão de entrada (CH1 - 250V/div), Corrente de entrada (CH2 - 2.5 A/div), Corrente de saída (CH3 - 250 mA/div) e Tensão de saída (250 V/div). Escala horizontal: 10 ms/div.	70

Figura 4.16–Formas de ondas experimentais obtidas para o <i>driver</i> de LEDs baseado no conversor SEPIC operando em MCD em alta frequência. Tensão de entrada (CH1 - 250V/div), Corrente de entrada (CH2 - 2.5 A/div), Corrente de saída (CH3 - 250 mA/div) e Tensão de saída (250 V/div). Escala horizontal: 10 ms/div.	71
Figura 4.17–Conteúdo harmônico da corrente de entrada para os três <i>drivers</i> . . .	72
Figura 5.1 – Driver de LED baseado no Pré-regulador boost com filtro CL em malha fechada.	74
Figura 5.2 – Circuito equivalente do Driver de LED baseado no Pré-regulador boost com filtro CL para a modelagem média no espaço de estados.	75
Figura 5.3 – Validação do modelo de pequenos sinais do <i>driver</i> de LEDs baseado no Pré-regulador boost.	81
Figura 5.4 – Malha de controle proposta para o controle em malha fechada do <i>driver</i> de LEDs baseado no pré-regulador boost.	81
Figura 5.5 – Frequência de cruzamento de ganho unitário de FTMA em função do valor percentual das componentes harmônicas da corrente de entrada em relação à fundamental (RESENDE et al., 2017).	83
Figura 5.6 – Gráficos de (a) lugar das raízes e (b) resposta em frequência, ambos da função de transferência de malha aberta (FTMA) com o controlador integral.	84
Figura 5.7 – Resultado de simulação em malha fechada do conversor, mostrando o seguimento da referência de corrente pela malha de controle. . . .	84
Figura 5.8 – Resultado de simulação em malha fechada do conversor, com o controlador integral implementado rejeitando distúrbios da rede elétrica.	85
Figura 5.9 – Diagrama de blocos discreto do sistema em malha fechada	86
Figura 5.10–Esquemático do sensor de corrente (ALBUQUERQUE et al., 2017).	87
Figura 5.11–Placa do sensor de corrente. Adaptado de Coelho (2016)	88
Figura 5.12–Esquemático do protótipo do <i>driver</i> em malha fechada. Adaptado de Ferraz (2016)	88
Figura 5.13–Fluxograma simplificado do código embarcado no microcontrolador.	90
Figura 5.14–Formas de ondas experimentais obtidas para o <i>driver</i> de LEDs baseado no pré-regulador boost de baixa frequência com filtro CL em malha fechada. Tensão de entrada (CH3 - 250V/div), Corrente de entrada (CH4 - 2.5 A/div) e Corrente de saída (CH2 - 100 mA/div). Escala horizontal: 10 ms/div.	91
Figura 5.15–Conteúdo harmônico da corrente de entrada para o <i>driver</i> de LED baseado no pré-regulador boost em baixa frequência com filtro CL.	91

Figura 5.16—Resultados experimentais para seguimento de referência de corrente pelo <i>driver</i> para um degrau do valor nominal de 700 mA para 600 mA. Tensão de entrada (CH3 - 250V/div), Corrente de entrada (CH4 - 2.5 A/div) e Corrente de saída (CH2 - 150 mA/div). Escala horizontal: 100 ms/div.	92
Figura 5.17—Resultados experimentais para o <i>driver</i> rejeitando distúrbios na rede elétrica. Tensão de entrada (CH3 - 250V/div), Corrente de entrada (CH4 - 2.5 A/div) e Corrente de saída (CH2 - 250 mA/div). Escala horizontal: 200 ms/div.	93
Figura 5.18—Resultados experimentais para o <i>driver</i> rejeitando distúrbio na carga (-4,2% de carga). Tensão de entrada (CH3 - 250V/div), Corrente de entrada (CH4 - 2.5 A/div) e Corrente de saída (CH2 - 150 mA/div). Escala horizontal: 200 ms/div.	93
Figura 5.19—Comportamento da ondulação na corrente de saída (a) e do DHT da corrente de entrada (b) para variações na potência de saída.	94
Figura 5.20—Eficiência do conversor de acordo com variações na corrente média de saída (a) e na tensão de entrada eficaz (b).	95
Figura 5.21—Resultados experimentais para o <i>driver</i> em diferentes pontos de referência de corrente média (CH4 - 500 mA/div): (a) Corrente média nominal de 700 mA, (b) Corrente média de 560 mA (80% da intensidade luminosa nominal) e (c) Corrente média de 320 mA (45% da intensidade luminosa nominal). Escala horizontal: 4 ms/div.	96

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Parâmetros dos LEDs Philips Luxeon R LXA7PW40	50
Tabela 3.2 – Parâmetros de projeto	51
Tabela 3.3 – Exemplos de projeto do Pré-regulador boost com filtro CL	52
Tabela 4.1 – Exemplo de projeto do conversor CA-CC PFC SEPIC como <i>driver</i> de LEDs	64
Tabela 4.2 – Componentes dos protótipos	65
Tabela 4.3 – Medidas experimentais dos conversores	71
Tabela 4.4 – Distribuição das perdas de cada conversor	72
Tabela 5.1 – Parâmetros do conversor	80

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	CONSUMO DE ENERGIA E ILUMINAÇÃO PÚBLICA EMPREGANDO LEDS	17
1.2	ORGANIZAÇÃO E CONTEÚDO DO TRABALHO	19
2	CONSIDERAÇÕES SOBRE O SISTEMA DE ILUMINAÇÃO PÚBLICA EMPREGANDO LEDS	21
2.1	DIODOS EMISSORES DE LUZ (LEDS)	21
2.1.1	Características Gerais dos LEDs	21
2.1.2	Modelo Elétrico dos LEDs	23
2.1.3	LEDs na Iluminação	24
2.2	CIRCUITOS ELETRÔNICOS DE ACIONAMENTO DE LUMINÁRIAS LED	27
2.2.1	Drivers passivos	28
2.2.2	Drivers ativos de alta frequência	31
2.2.3	Drivers ativos de baixa frequência	33
2.3	CONCLUSÕES PARCIAIS	40
3	<i>DRIVER</i> DE LED CA-CC EM BAIXA FREQUÊNCIA BASEADO NO PRÉ-REGULADOR BOOST COM FILTRO CL	41
3.1	MODELAGEM MATEMÁTICA DO DRIVER CA-CC BASEADO NO PRÉ-REGULADOR BOOST COM FILTRO CL	41
3.1.1	Intervalo em que o interruptor M está fechado ($0 < t < DT_s$)	43
3.1.2	Intervalo em que o interruptor M está aberto ($DT_s < t < T_s$)	44
3.1.3	Modo de operação contínuo da corrente de entrada e condições de contorno	45
3.1.4	Parâmetros elétricos do conversor proposto	47
3.1.5	Análise da ondulação de corrente nos LEDs	48
3.2	EXEMPLOS DE PROJETO DO PRÉ-REGULADOR <i>BOOST</i> COMO <i>DRIVER</i> PARA LED COM FILTRO CL	49
3.3	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DOS EXEMPLOS DE PROJETO	53
3.3.1	LF <i>Boost</i> 1 - Filtro CL	53
3.3.2	LF <i>Boost</i> 2 - Filtro C	54
3.4	CONCLUSÕES PARCIAIS	55

4	ESTUDO COMPARATIVO ENTRE <i>DRIVERS</i> DE LED COMUTADOS EM BAIXA E ALTA FREQUÊNCIA	57
4.1	MODELAGEM MATEMÁTICA DO DRIVER CA-CC BASEADO NO CONVERSOR SEPIC EM MODO DE CONDUÇÃO DESCON- TÍNUA	57
4.1.1	Intervalo em que o interruptor Q está fechado	58
4.1.2	Intervalo em que o interruptor Q está aberto	59
4.1.3	Balanco de potência	61
4.1.4	Análise da ondulação de corrente nos LEDs	62
4.2	EXEMPLO DE PROJETO DO DRIVER CA-CC BASEADO NO CONVERSOR SEPIC EM MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA	63
4.3	IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	64
4.3.1	Circuitos de disparo dos interruptores dos conversores	65
4.3.1.1	<i>Acionamento dos conversores de baixa frequência</i>	66
4.3.1.2	<i>Acionamento do conversor de alta frequência</i>	67
4.3.2	Resultados experimentais	69
4.4	CONCLUSÕES PARCIAIS	73
5	MODELAGEM E CONTROLE DO DRIVER PARA LEDS BASEADO NO PRÉ-REGULADOR BOOST COM FILTRO CL DE SAÍDA	74
5.1	MODELAGEM DO CONVERSOR NO ESPAÇO DE ESTADOS	75
5.1.1	Modelagem média no espaço de estados	75
5.1.2	Modelagem de pequenos sinais do conversor	78
5.2	PROPOSTA DE CONTROLE	79
5.2.1	Validação do modelo de pequenos sinais	80
5.2.2	Projeto do compensador	81
5.2.3	Compensador digital	85
5.3	IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	87
5.3.1	Implementação do controle digital	87
5.3.2	Resultados experimentais em malha fechada	90
5.4	CONCLUSÕES PARCIAIS	96
6	CONCLUSÃO	97
	REFERÊNCIAS	100

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONSUMO DE ENERGIA E ILUMINAÇÃO PÚBLICA EMPREGANDO LEDS

A economia de energia, a partir da busca por processos e tecnologias mais eficientes em termos de sua utilização, é um assunto cada vez mais importante no cenário mundial. O principal objetivo é o desenvolvimento sustentável, ou seja, obter crescimento econômico, porém garantindo a preservação do meio ambiente e o desenvolvimento social para o presente e gerações futuras.

Ao longo dos últimos anos, ficou evidente a necessidade de se criar técnicas mais eficientes de produzir luz, haja visto que cerca de 15% de toda a energia elétrica gerada no mundo atualmente, é utilizada para a produção de iluminação artificial (DREYFUS; GALLINAT, 2015).

Em iluminação pública, é evidente uma preocupação com novas tecnologias, que além de proporcionar uma iluminação de qualidade, sejam eficientes e tenham uma vida útil elevada, a fim de se reduzir gastos com manutenção (SINCERO; PERIN, 2007).

Nos últimos anos, em iluminação pública, tem-se utilizado lâmpadas de descarga em alta pressão. Estas se mostraram soluções eficientes, se comparadas com as lâmpadas incandescentes ou fluorescentes. Porém, tanto nas lâmpadas que utilizam o processo de incandescência, como às que utilizam a descarga elétrica em gases, o processo de produção da luz está associado à elevação de temperatura (termoluminescência), o que provoca elevadas taxas de perdas por calor (ŽUKAUSKAS; SHUR; GASKA, 2002).

Sendo assim, novas tecnologias em iluminação representam um amplo campo de estudo, envolvendo desde o desenvolvimento de novas lâmpadas e circuitos de acionamento, ao seu desempenho em relação à eficiência energética, qualidade de energia, reprodução de cores, vida útil, conforto visual, dentre outros.

Com base em estudos recentes, foi verificado que o uso dos diodos emissores de luz (LEDs) na iluminação representam um grande avanço tecnológico. Os LEDs inicialmente eram usados apenas para sinalização, porém, o surgimento dos LEDs de potência de luz branca possibilitou a sua utilização para iluminar ambientes internos e externos.

Algumas características dos LEDs contribuem para a aplicação desta tecnologia em iluminação, como: a elevada eficácia luminosa, longa vida útil, maior resistência mecânica, fácil controle sobre a intensidade luminosa (*dimming*) e capacidade de emissão de luz branca, além do ótimo índice de reprodução de cores. Porém, a justificativa mais importante para a utilização dos LEDs em iluminação é a diminuição do consumo

de energia elétrica. Cerca de 50% da energia consumida com iluminação artificial em todo o mundo poderia ser poupada com a utilização da iluminação de estado sólido (TSAO, 2004). Além disso, as lâmpadas LED causam menos danos ao meio ambiente, pois não apresentam gases tóxicos em seu interior como os encontrados nas lâmpadas de descarga. Sendo assim, diversas pesquisas recentes estudam a utilização dos LEDs na iluminação pública (RODRIGUES et al., 2012; SALES, 2011; SCHUCH et al., 2011; ALMEIDA et al., 2011; NOGUEIRA, 2017; SOARES, 2017).

Na Figura 1.1 são mostradas as principais partes de uma luminária LED de iluminação pública. Portanto, o estudo de uma luminária LED, não envolve apenas o dispositivo semicondutor, mas também os diversos outros componentes da luminária: o dispositivo de acionamento da luminária (*driver*), o sistema de dissipação térmica dos LEDs e o difusor.

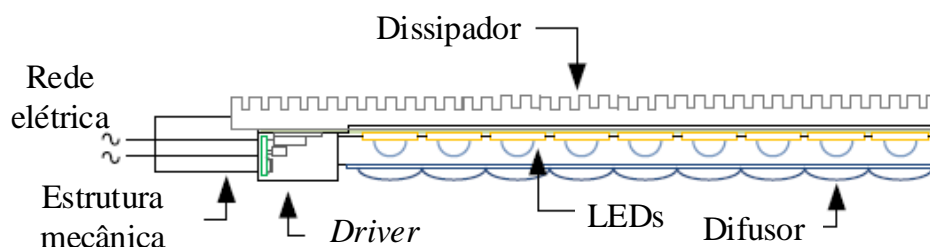


Figura 1.1: Principais componentes de uma luminária LED. Adaptado de (SOARES, 2017).

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

Porém, este tipo de *driver* geralmente apresentam interferência eletromagnética, devido a sua alta frequência de operação, além de exigir um circuito de correção de fator de potência, que pode aumentar a complexidade e custo do sistema.

Neste trabalho, serão estudados em especial os *drivers* de baixa frequência. Estes *drivers*, diferentemente dos *drivers* de alta frequência, que não apresentam interferência eletromagnética, devido a baixa frequência de operação. Além de ter a capacidade de alcançar um fator de potência naturalmente elevado, o que faz com que não seja necessário um circuito de correção de fator de potência. Em contrapartida, os elementos magnéticos nos *drivers* de baixa frequência são maiores, podendo chegar a casa de centenas de milihenries.

Esse trabalho tem como principal contribuição, dentro do que foi discutido anteriormente, a modelagem, metodologia de projeto e controle em malha fechada de um *driver* ativo de baixa frequência, com baixa ondulação na corrente de saída, aplicado a luminárias LED de iluminação pública. O *driver* estudado neste trabalho é baseado no pré-regulador *boost* comutado no dobro da frequência da rede elétrica. Além disso, também é feita uma comparação do *driver* de baixa frequência projetado com um *driver* de alta frequência de estágio único; ambos serão utilizados no acionamento de uma mesma carga LED atendendo as mesmas restrições de projeto.

1.2 ORGANIZAÇÃO E CONTEÚDO DO TRABALHO

Baseado nas discussões da última seção, este trabalho propõe algumas contribuições no estudo de *drivers* para luminárias LED de iluminação pública.

O capítulo 2 traz os aspectos gerais de um sistema de iluminação pública utilizando LEDs. Posteriormente, é feita uma revisão a respeito dos diodos emissores de luz, bem como sobre o emprego da tecnologia LED em iluminação pública. Por fim, é feita uma rápida revisão bibliográfica sobre os circuitos eletrônicos de acionamentos das luminárias LED (*drivers*). Além disso, é feita uma breve discussão sobre o uso dos *drivers* ativos de baixa frequência na iluminação a LED.

O capítulo 3 apresenta, inicialmente, a modelagem matemática do conversor baseado no pré-regulador *boost* com filtro CL, operando em baixa frequência como um *driver* de uma luminária LED de iluminação pública. Em seguida é feita uma análise da ondulação da corrente de saída (*ripple*), com o objetivo de possibilitar o projeto do filtro de saída, a fim de se obter a ondulação de corrente desejada. Posteriormente, pela modelagem realizada, são encontradas as equações para cálculo dos parâmetros elétricos do conversor, DHT, FP, e potências de entrada e saída. E por fim, pela modelagem realizada, são apresentados dois exemplos de projeto para uma luminária LED de 200 W com ondulação máxima de corrente de 15%.

No capítulo 4, é feita uma comparação dos *drivers* de baixa frequência projetados no Capítulo 3 com um *driver* de alta frequência de estágio único baseado no conversor SEPIC. É realizada a modelagem matemática do PFC SEPIC, seguida de um exemplo de projeto com as mesmas diretrizes dos *drivers* de baixa frequência. São mostrados os resultados experimentais elétricos obtidos em laboratório para os *drivers*. Por fim, é realizada uma comparação do ponto de vista elétrico, eficiência do protótipo, e do ponto de vista físico, quanto ao volume de cada protótipo.

O capítulo 5 apresenta a modelagem de pequenos sinais em espaço de estados do *driver* baseado no pré-regulador *boost* com filtro CL operando em baixa frequência. Além disso, é feito o projeto de um compensador que atenda os requisitos dinâmicos

de projeto em malha fechada. São mostrados resultados experimentais obtidos em laboratório mediante perturbações na tensão de entrada e na carga, além de mostrar a possibilidade de seguimento de referência, que permite ajustar a intensidade luminosa da luminária LED (*dimming*).

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

2 CONSIDERAÇÕES SOBRE O SISTEMA DE ILUMINAÇÃO PÚBLICA EMPREGANDO LEDS

Na década de 1990 um importante marco na iluminação a LEDs foi o surgimento dos LEDs azuis, que possibilitaram a emissão de luz branca, fazendo assim com que os LEDs ganhassem espaço nas aplicações de iluminação em geral. Nos últimos anos, com o surgimento dos LEDs de potência, esta fonte de luz passou a ser explorada também para iluminação de vias públicas (ALMEIDA et al., 2011; LI et al., 2009; NOGUEIRA, 2017).

Em 2003 na cidade de Cardiff, no País de Gales, foi feita a primeira instalação empregando luminárias LED em iluminação pública no mundo. Foram instaladas 30 luminárias LEDs em postes de 8m de altura (WHITAKER, 2005).

Atualmente, muitos países estão substituindo as luminárias públicas tradicionais por luminárias que utilizam como fonte de luz os LEDs. Por exemplo, na Europa, em 2010, foi inaugurada a primeira autoestrada totalmente iluminada a LED (SALES, 2011).

Portanto, os LEDs possuem grande potencial para dominar o mercado de iluminação pública. Pode ser proporcionada grande economia de energia, além da melhoria da qualidade da iluminação.

No decorrer deste capítulo são apresentadas características importantes dos LEDs, que contribuem para a viabilidade de seu uso em iluminação pública e, por fim, os vários tipos de dispositivos eletrônicos que são utilizados para o correto acionamento das luminárias LEDs.

2.1 DIODOS EMISSORES DE LUZ (LEDS)

2.1.1 Características Gerais dos LEDs

Os LEDs são semicondutores constituídos por dois materiais diferentes que formam uma junção PN, a qual permite o fluxo de corrente em apenas um sentido. Se a junção PN é polarizada diretamente, as lacunas na camada P e os elétrons da camada N movem-se em direção à região de depleção (área de transição entre os materiais P e N). Perto desta região, a recombinação de elétrons e lacunas gera energia que é liberada sob a forma de fótons de luz (BULLOUGH, 2003).

A Figura 2.1 mostra uma representação simplificada da estrutura física e do processo de emissão de luz em um LED (VIEIRA, 2009).

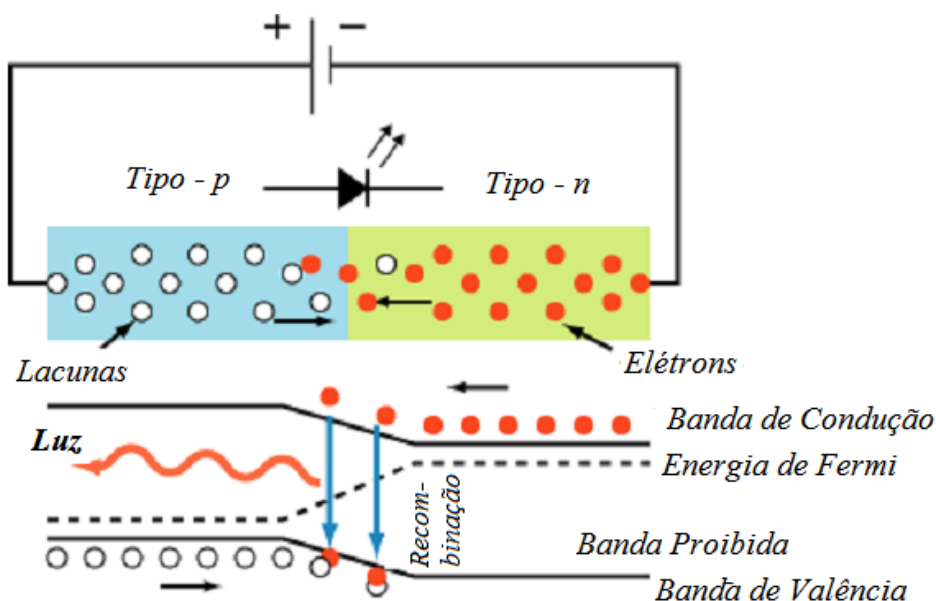


Figura 2.1: Representação do comportamento físico de um LED. Adaptado de Vieira (2009).

Uma característica do LED é o fato de sua operação ser com baixos valores de tensão e corrente, não havendo a necessidade do uso de um reator para o seu acionamento como no caso das lâmpadas fluorescentes. Isso faz com que os circuitos utilizados para o acionamento dos LEDs sejam mais simples do que os reatores eletrônicos de lâmpadas fluorescente. Além disso, os LEDs podem ser alimentados através de baterias (OLIVEIRA, 2007).

Outra especificidade do LED é a possibilidade do controle da intensidade luminosa (dimerização) que pode ser implementada através de sistemas simples. Desta forma, a luminosidade do LED pode se ajustada de acordo com a intensidade luminosa requerida para iluminar um determinado ambiente ou de acordo com o tipo de atividade que será realizada.

A eficácia luminosa do LED é mais uma propriedade para se destacar nas aplicações de iluminação em geral. Nos últimos anos, com as intensas pesquisas realizadas nessa área, a eficácia luminosa do LED tem aumentado consideravelmente. A eficácia luminosa do LED já superou a de algumas lâmpadas comuns. Os LEDs brancos modernos atingiram a marca de 200 lm/W, o que é muito superior ao obtido com lâmpadas incandescentes (em torno de 15 lm/W) ou por lâmpadas fluorescentes (aproximadamente 80 lm/W).

Os LEDs estão divididos em três categorias, que são: LEDs indicadores, LEDs de alto brilho e LEDs de potência. Os LEDs indicadores são os mais antigos presentes no mercado e são frequentemente usados nos aparelhos eletrônicos para sinalizar se está ligado ou desligado (função sinalizadora). Eles possuem um invólucro colorido que tem

a função de filtro óptico, ou seja, a cor do invólucro corresponde à cor da luz emitida pelo LED. Os LEDs de alto brilho e os de potência são utilizados em iluminação, sendo que os LEDs de alto brilho trabalham em baixos níveis de potência (correntes nominais típicas de 20 mA). Por outro lado os LEDs de potência são aqueles que trabalham em elevados níveis de potência (correntes nominais típicas de 300 mA até 1,5A).

2.1.2 Modelo Elétrico dos LEDs

Assim como ocorre nos diodos, os LEDs são formados por uma junção PN que permite a circulação de corrente somente em uma direção. Para que os LEDs entrem em condução é necessário que a tensão aplicada entre anodo e catodo seja igual ou superior à sua tensão de corte. Ou seja, para tensões inferiores à tensão de corte há circulação de uma corrente muito baixa através dele. A tensão de corte varia para cada tipo de LED. A curva $V_{LED} \times I_{LED}$ difere das curvas dos diodos convencionais devido aos LEDs apresentarem resistências parasitas que causam elevadas perdas ôhmicas quando flui corrente através da junção PN (JUNIOR, 2009).

A resistência parasita dos LEDs de maior importância que se deve adotar em seu modelo elétrico é a resistência série R_S . Ela determina a inclinação da curva quando são aplicadas tensões acima da tensão de corte.

O modelo elétrico do LED pode ser determinado pela equação modificada de Shockley (SCHUBERT, 2006), como está mostrado na Equação (2.1).

$$V_{LED} = \frac{n.K.T}{q} \cdot \ln \left(\frac{I_{LED}}{I_S} \right) + R_S \cdot I_{LED} \quad (2.1)$$

em que:

V_{LED} - Tensão direta do LED [V].

n - Fator de idealidade.

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

T - Temperatura em Kelvin [K].

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

I_{LED} - Corrente direta do LED [A].

I_S - Corrente de saturação reversa [A].

Para um ponto de operação fixo, temperatura constante e corrente próxima da nominal, a Equação (2.1) pode ser simplificada para a Equação (2.2), em que V_0 representa a tensão de joelho do modelo do LED.

$$V_{LED} = V_0 + R_S \cdot I_{LED} \quad (2.2)$$

Da Equação (2.2) pode-se representar o modelo elétrico do LED, como mostrado na Figura 2.2.

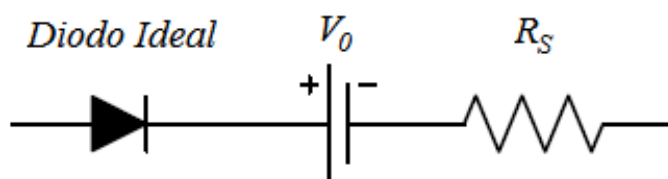


Figura 2.2: Modelo Elétrico do LED para um ponto de operação fixo (DIAS, 2012).

O modelo mostrado na Figura 2.2 facilita a modelagem e simulação de circuitos eletrônicos que têm como carga um arranjo de LEDs.

2.1.3 LEDs na Iluminação

Com a crescente busca por novas tecnologias para o setor da iluminação, muitas pesquisas têm sido realizadas visando à criação de novas fontes de luz mais eficientes. Neste contexto, é crescente a utilização dos LEDs nas mais diversas áreas da iluminação com o objetivo de substituir as lâmpadas convencionais.

Os LEDs inicialmente tinham apenas a função de indicar se equipamentos eletrônicos estavam ligados à rede elétrica ou não (função indicadora). Atualmente, porém, eles vêm sendo utilizados na iluminação de ambientes interiores, exteriores e na iluminação pública.

O fluxo luminoso dos LEDs é direcional, não sendo irradiado em todas as direções como ocorre nas lâmpadas convencionais. Isso se deve ao fato de apresentarem um ângulo de abertura estreito para a emissão do fluxo luminoso. Com um ângulo mais estreito, os LEDs proporcionam um melhor aproveitamento do fluxo luminoso, reduzindo as perdas e não necessitando da utilização de calhas refletoras como nas lâmpadas convencionais. Esse ângulo varia de 20° a 30° para os LEDs de alto brilho. Já para os LEDs de potência este valor é de aproximadamente 150° (DIAS, 2012).

Outra particularidade dos LEDs refere-se a sua vida útil, que é superior à das lâmpadas incandescentes e fluorescentes, o que colabora para a redução dos custos de manutenção. A vida útil dos LEDs está em torno de 50.000 h a 100.000 h, enquanto

que as lâmpadas fluorescentes têm uma vida útil de 10.000h a 25.000 h e as lâmpadas incandescentes têm uma vida útil de 1.000 h (KITSINELIS, 2011).

A alta longevidade apresentada pelos LEDs está propiciando o seu uso mais difundido na iluminação, principalmente em locais que requerem dispositivos mais robustos devido às condições inóspitas de determinados locais. Os LEDs liberam calor por condução e não por convecção, diferentemente das lâmpadas q utilizam filamento ou lâmpadas a gás. Sendo assim, este calor é mais fácil de ser manejado.

Os LEDs aplicados em iluminação pública são divididos em dois grupos: os LEDs de alto brilho e os LEDs de potência, que podem ser vistos na Figura 2.3

Os LEDs de alto brilho, também conhecidos como HB-LEDs, apresentam um fluxo luminoso e uma eficiência maior que a dos LEDs indicadores. Possuem um invólucro transparente, ou seja, não precisam de um filtro óptico devido ao fato de emitirem a luz com um comprimento de onda específico da cor desejada. São empregados em sinalização semafórica, letreiros de ônibus, dentre outras possibilidades, substituindo as convencionais lâmpadas incandescentes. Já os LEDs de potência (HP-LEDs) trabalham com correntes superiores à dos LEDs sinalizadores e de alto brilho, além de suportarem potências iguais ou superiores a 1 W, o que torna necessária a utilização de um dissipador de calor. Apresentam um alto fluxo luminoso que contribui para a sua utilização em iluminação de interiores e decoração arquitetônica, entre outras aplicações. Com o desenvolvimento dos chips de alta potência, os LEDs começaram a ser mais atrativos para diversas aplicações em iluminação (KÜCKMANN, 2006).



Figura 2.3: Tipos de LEDs aplicados em iluminação pública: (a) LED de alto brilho e (b) LED de potência (NOGUEIRA et al., 2013).

As diferenças construtivas entre os HB-LEDs e os HP-LEDs são exemplificadas na Figura 2.4. Estas diferenças são o encapsulamento, o tamanho do chip semiconductor, o ângulo de abertura do feixe luminoso e a resistência térmica entre a pastilha e o dissipador.

Um LED de potência apresenta uma construção mais complexa que o modelo convencional, garantindo uma melhor performance em aplicações que necessitam de maior confiabilidade. Seu principal componente é o chip semicondutor, fixado a uma base de silício (também dissipador térmico). Além destes componentes, possui também fios de ouro para condução da corrente elétrica, e terminais anodo e catodo. Todo o conjunto é envolvido por uma lente (RANGEL; SILVA; GUEDE, 2009). A estrutura do LED de potência é vista na Figura 2.4.

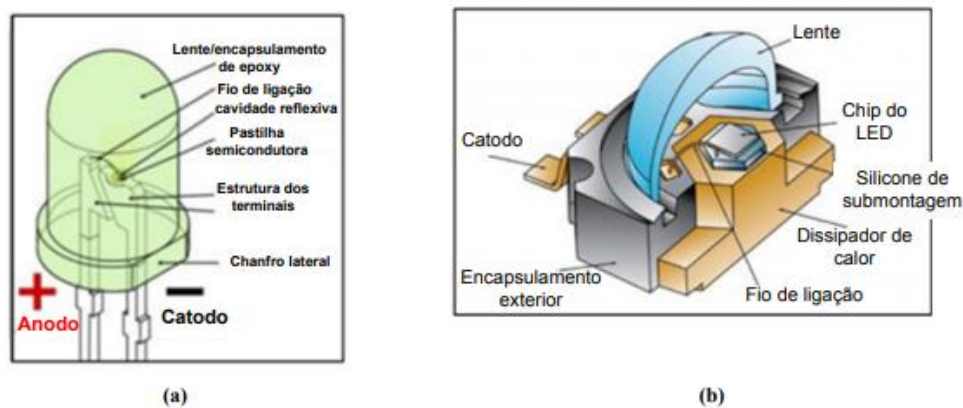


Figura 2.4: Encapsulamento dos LEDs: (a) LED de alto brilho e (b) LED de potência. Adaptado de Rodrigues et al. (2012).

Os LEDs de potência apresentam maior fluxo luminoso e maior eficácia luminosa quando comparado aos LEDs de alto brilho (ALMEIDA et al., 2011), sendo assim os mais indicados para iluminação. Dentre os novos modelos de LEDs desenvolvidos nos últimos anos, destacam-se os que operam com potência igual ou superior a 1 W, sendo esta potência muito superior à apresentada pelos outros modelos de LEDs como os indicadores e os de alto brilho.

No entanto, os LEDs de potência enfrentam alguns problemas que influenciam em suas características. Um deles refere-se ao aumento da temperatura da junção que altera suas características ópticas e elétricas além de reduzir drasticamente sua vida útil. Fazendo com que o projeto térmico para os LEDs de potência é imprescindível (JUNIOR, 2008; WANG et al., 2010; NARENDRAN; GU, 2005; WU et al., 2009). Uma boa estrutura de dissipação térmica é vital para o bom funcionamento de um dispositivo que utiliza LEDs para iluminação, pois com o aumento da temperatura ocorre a degradação do fluxo luminoso e a própria degradação do dispositivo como um todo, reduzindo assim sua vida útil (SONG et al., 2010; NOGUEIRA et al., 2012; RODRIGUES et al., 2012).

Os fatores que interferem na temperatura da junção dos LEDs são a temperatura ambiente, a corrente e o caminho térmico. Por isso, esses fatores devem ser levados em conta na hora de dimensionar um sistema de iluminação com LEDs, a fim de que a

qualidade da iluminação não seja alterada durante seu funcionamento (KITSINELIS, 2011).

Portanto é imprescindível a utilização de dissipadores de calor para conduzir a potência convertida em calor da junção para o ambiente, com o objetivo de evitar a elevação excessiva da temperatura da junção (JUNIOR, 2009).

2.2 CIRCUITOS ELETRÔNICOS DE ACIONAMENTO DE LUMINÁRIAS LED

A alimentação dos LEDs deve ser feita através de um circuito eletrônico de acionamento (*driver*). Esse circuito é responsável por ajustar de forma adequada os valores de tensão e corrente da rede elétrica alternada, para os níveis contínuos dos arranjos de LEDs.

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

Os *drivers*, além de prover o correto funcionamento dos LEDs, podem incorporar uma série de outras funcionalidades à luminária (como possibilidade de dimerização, telecomunicação, telegerenciamento, etc.).

Em uma luminária LED, o *driver* é o elemento de menor confiabilidade, por fazer uso de diversos componentes eletrônicos que estão sujeitos a falhas prematuras (NOGUEIRA, 2017).

Portanto, na construção de uma luminária LED, o tipo de driver escolhido deve ser robusto e confiável o bastante para que a luminária possa atingir o tempo de vida esperado da carcaça e do conjunto de LEDs, que, como visto anteriormente, pode chegar a até 100.000 horas. Além disso, é desejável que o driver tenha elevada eficiência, uma vez que a eficiência de conversão do *driver* tem implicação direta na eficácia luminosa efetiva de uma luminária LED de iluminação pública (ALMEIDA, 2014).

Do ponto de vista da rede elétrica, o *driver* deve atender requisitos de qualidade de energia impostos por órgãos reguladores. Assim, espera-se que esses dispositivos tenham elevado fator de potência e reduzida distorção harmônica total da corrente de entrada (RODRIGUES et al., 2012). Além dessas características, é desejável que um *driver* para luminárias LED de iluminação pública apresente insensibilidade a perturbações na rede elétrica ou variações na carga, circuitos de proteção, controle de luminosidade, imunidade a interferências eletromagnéticas e conformidade com as normas

vigentes, a fim de se garantir a qualidade de seu desempenho (NOGUEIRA, 2017).

Existem basicamente duas famílias de drivers para LEDs: as que empregam circuitos passivos e as que empregam circuitos ativos.

Os modelos de *drivers* ativos são os mais utilizados, pois estes permitem controlar a corrente que flui através do arranjo de LEDs, dentre outras funcionalidades. Em contrapartida, costumam ser mais complexos, devido à utilização de interruptores.

Já os modelos de *drivers* passivos costumam ter circuitos mais simples, pois não utilizam interruptores controlados. No entanto, estes não possibilitam o controle da corrente através dos LEDs, sendo assim não é possível projetar uma malha de controle a fim de rejeitar perturbações na tensão de entrada ou na carga. Também não há a possibilidade de fazer o controle da intensidade luminosa da luminária.

Os *drivers* ativos se dividem em dois grupos, os que operam em baixa frequência e os que operam em alta frequência. Estes vêm sendo estudados por diversos grupos no Brasil e no mundo. O NIMO UFJF é um desses grupos, em que são estudados os *drivers* de alta frequência (SOARES et al., 2018; ALMEIDA, 2012; NOLASCO; SOARES; BRAGA, 2018; SOARES, 2017), além dos *drivers* de baixa frequência (BRAGA; DIAS; ALMEIDA, 2012; DIAS, 2012; BRAGA et al., 2014; NOGUEIRA et al., 2015a; NOGUEIRA et al., 2015b; RESENDE et al., 2017; RESENDE et al., 2018).

Esta seção tem como objetivo fazer uma rápida revisão sobre os circuitos de acionamentos de luminárias LEDs de iluminação pública, mostrando a importância destes dispositivos e as principais características de cada tipo de *driver*.

Além disso, foi feita uma revisão sobre os conversores ativos de baixa frequência que é o objetivo principal de estudo deste trabalho. São mostrados alguns exemplos de drivers de LED de baixa frequência tanto para baixas potências, como para potências mais elevadas (compatível com luminárias LED de iluminação pública).

2.2.1 Drivers passivos

O emprego de drivers passivos para acionamento de LEDs não é muito utilizado, pois como adiantado no início desta seção, estes não permitem o controle da corrente nos LEDs; mesmo assim pode ser encontrado na literatura aplicação destes tipos de *drivers* (HUI; CHEN, 2009; HUI et al., 2010; LEE; KIM; RIM, 2011; ALONSO et al., 2012; KIM; LEE; RIM, 2011; LEE et al., 2015).

A principal vantagem dos *drivers* passivos é ter um tempo de vida mais elevado, isso ocorre devido à não presença de interruptores, logo é compatível com o tempo de vida dos LEDs, principalmente os *drivers* que não utilizam capacitores eletrolíticos na sua construção (HUI et al., 2010). Estruturas passivas para a correção do fator

de potência são necessárias, uma vez que estes drivers são geralmente indutivos. Além disso, esses *drivers* geralmente trabalham em baixa frequência (100 ou 120 Hz), fazendo com que os elementos magnéticos desses circuitos tenham volume bem maior do que o dos *drivers* ativos de alta frequência. Além disso, o circuito é bastante susceptível a variações que possam acontecer na rede elétrica, não sendo possível o controle da corrente de saída que flui no arranjo de LEDs.

Na Figura 2.5 está mostrado um exemplo de *driver* de LED passivo com circuito *Valley-Fill* (HUI et al., 2010).

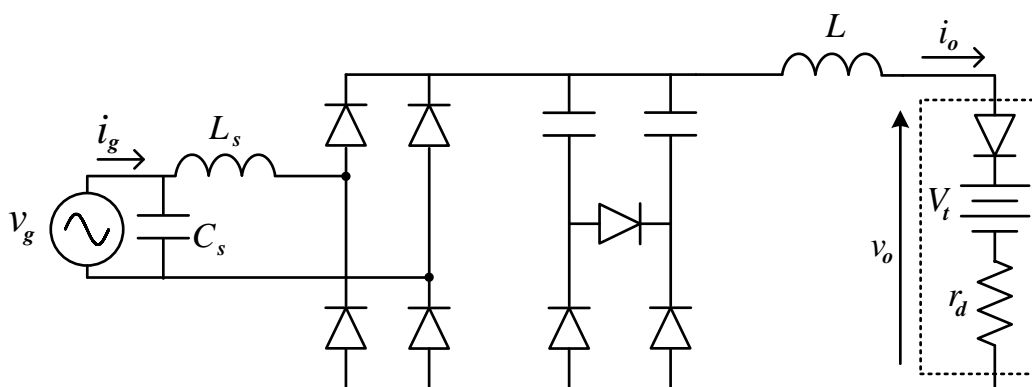


Figura 2.5: *Driver* passivo com circuito *Valley-Fill* padrão para acionamento de LEDs. Adaptado de Hui et al. (2010).

Esse *driver* passivo é formado por uma ponte retificadora a quatro diodos, por um circuito *Valley-fill*, que é composto por três diodos e dois capacitores, e um indutor.

Os elementos do *Valley-fill* são associados de forma que os capacitores carreguem em série pela rede e descarreguem em paralelo na carga. Nesse circuito, a capacitância efetiva vista pelo retificador é metade do valor de cada capacitor individual (se os capacitores forem iguais), reduzindo o conteúdo harmônico da corrente de entrada e melhorando o fator de potência.

O elemento magnético desse *driver* possui uma indutância de 1,9 H e foi proposto para uma carga de 50 W composta por LEDs conectados em série. Quanto à corrente de saída, esse *driver* consegue fornecer aos LEDs uma corrente média em torno de 300 mA. A eficiência alcançada nesta aplicação foi de 93,6%.

As formas de onda de entrada (tensão e corrente) estão mostradas na Figura 2.6-(a). Pode ser notado que a corrente de entrada é praticamente senoidal e está em fase com a tensão de entrada. Elas estão em fase devido à presença do capacitor C_s que funciona na correção da defasagem entre a tensão e corrente de entrada que o circuito apresenta, sendo assim o fator de potência alcançado foi de 0,99.

As formas de onda de saída (tensão, corrente e potência) estão mostradas na

Figura 2.6-(b). Vale ressaltar que a corrente nos LEDs é contínua, mas possui uma ondulação elevada, fazendo com que esse *driver* cause na luminária LED um índice acentuado de modulação luminosa (*flicker*).

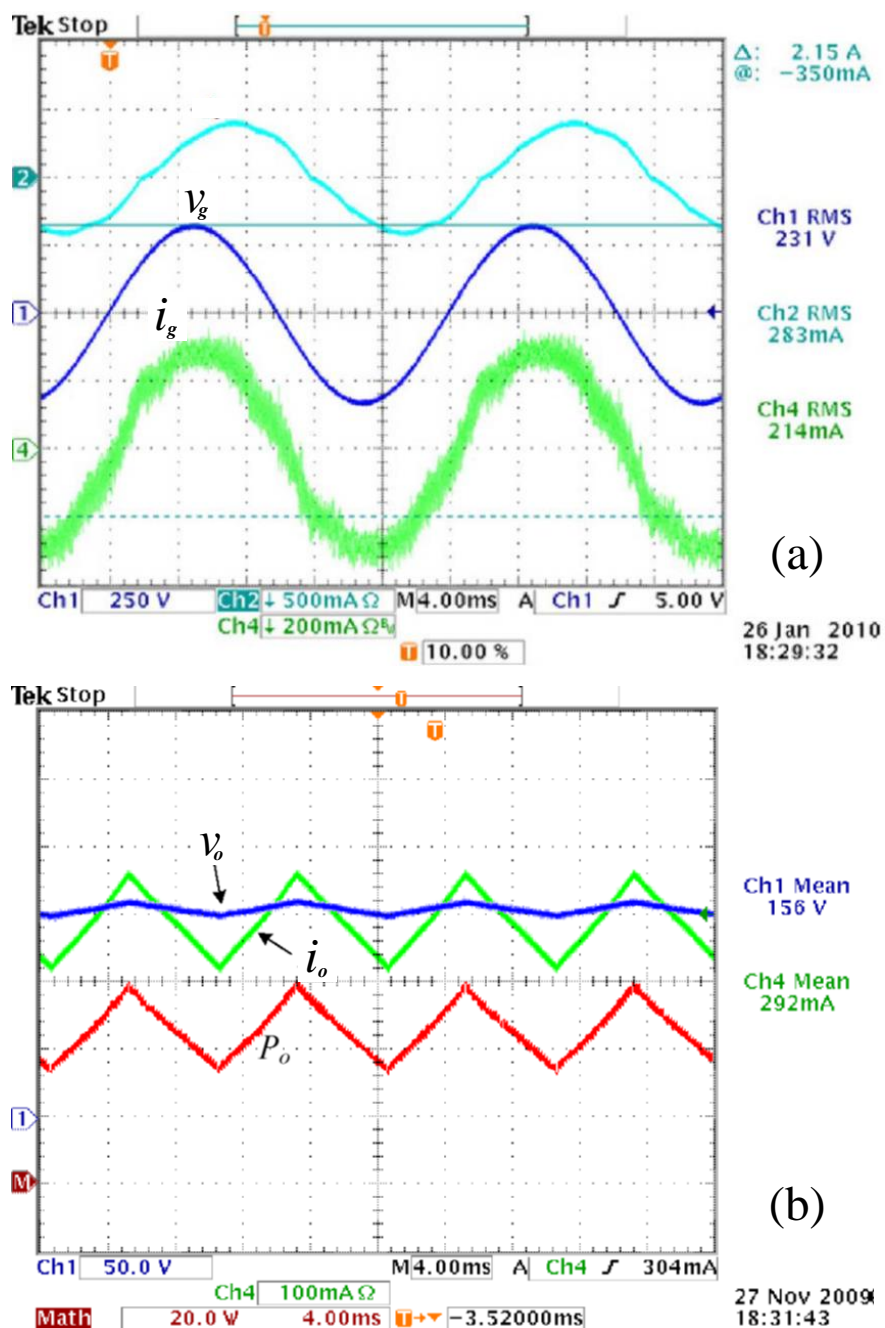


Figura 2.6: (a) Formas de onda da tensão de entrada (CH1 - 250 V/div), Corrente de entrada (CH4 - 200 mA/div) e corrente no indutor de entrada (CH2 - 500 mA/div) , (b) Formas de onda da corrente no LED (CH4 - 100 mA/div), tensão no LED (CH1 - 50 V/div) e potência de saída (MATH - 20 W/div). Escala horizontal: 4 ms/div (HUI et al., 2010).

2.2.2 Drivers ativos de alta frequência

Os drivers com conversores CC-CC são os mais utilizados em luminárias LED comerciais aplicadas em iluminação pública.

Na Figura 2.7 está mostrada a estrutura básica de um *driver* ativo de alta frequência que contém estágios de correção do fator de potência e de controle da corrente nos LEDs.

As topologias convencionais de PFC MCD são, de forma geral, compostas de um filtro EMI na entrada, para filtrar componentes harmônicas de alta frequência, um retificador de onda completa em ponte e um conversor CC-CC operando em modo descontínuo para emular uma carga resistiva (ou quase resistiva) para a rede elétrica.

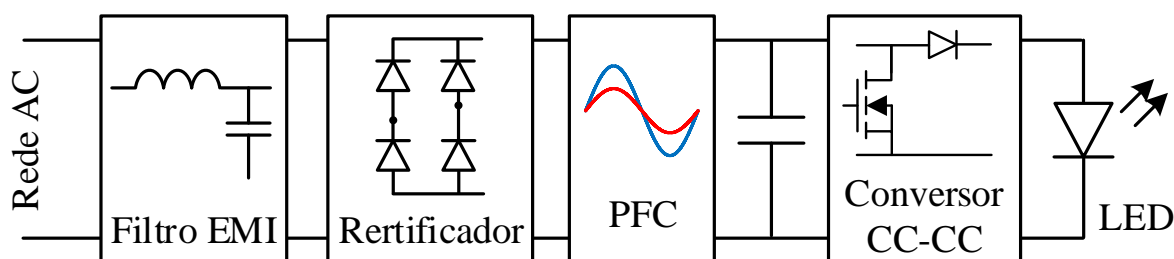


Figura 2.7: Estrutura básica de um driver ativo de alta frequência para acionamento de LEDs.

Para se evitar que correntes harmônicas sejam injetadas na rede, causando problemas relacionados à qualidade de energia, é inserido um estágio de correção de fator de potência (PFC, do inglês *Power Factor Correction*). Os conversores estáticos são muito utilizados para a correção do fator de potência de diversos tipos de carga (GARCÍA et al., 2003). Para a realização desta tarefa os conversores podem operar no modo de condução contínua (MCC) ou no modo de condução descontínua (MCD).

Na Figura 2.8 estão mostradas as principais topologias utilizadas no estágio de correção de fator de potência, sendo estas: *buck*, *boost*, *buck-boost*, *flyback*, *SEPIC*, *Ćuk* e *Zeta*.

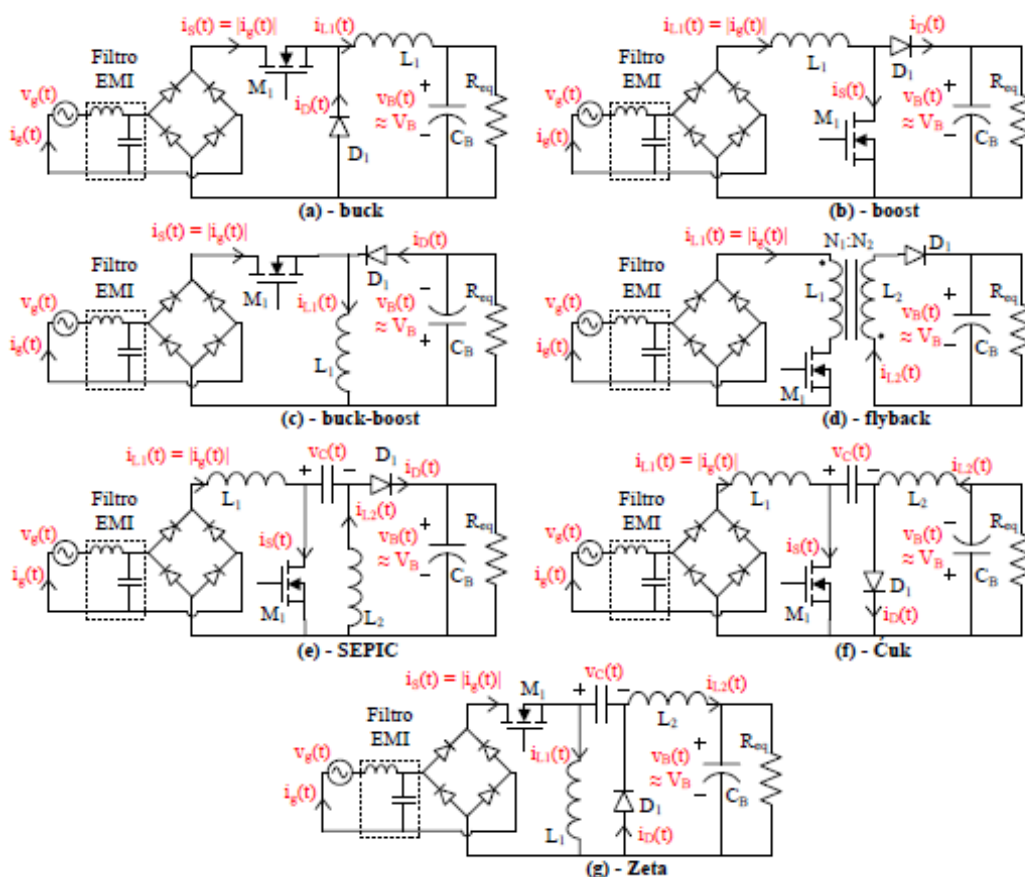


Figura 2.8: Retificadores de alto fator de potência com ponte retificadora baseados nos conversores (a) buck, (b) boost, (c) buck-boost, (d) flyback, (e) SEPIC, (f) *Ćuk* e (g) Zeta. (ALMEIDA, 2014).

Em alguns casos pode ser possível eliminar o filtro EMI, como nas topologias SEPIC e *Ćuk* (SIMONETTI; SEBASTIAN; UCEDA, 1997). Para isso o indutor de entrada destes conversores deve ser grande o suficiente. Cada um destes conversores têm suas particularidades e a escolha da topologia a ser utilizada depende das condições de projeto.

As topologias utilizadas no estágio de conversor CC-CC nos *drivers* de LEDs geralmente são derivadas dos seis conversores CC-CC não isolados básicos (*buck*, *boost*, *buck-boost*, *Ćuk*, *SEPIC* e *zeta*), dos conversores isolados típicos (*flyback*, *forward*, *pushpull*), ou dos conversores ressonantes isolados (LC série, LLC série-paralelo, LCC série-paralelo, etc.).

O controle da corrente de saída destes conversores (corrente nos LEDs) tem a função de fazer com que esta corrente permaneça constante, mesmo que ocorram variações na tensão da rede de energia elétrica, ou nas características da carga. O controle também pode ser utilizado para o controle do fluxo luminoso emitido pelos LEDs (*dimming*).

Na Figura 2.9 está mostrado o conversor LC série ressonante, que pode ser utilizado no estágio CC-CC de um *driver* de LED. Este conversor é composto por um inversor *half-bridge*, o filtro ressonante LC, um retificador de onda completa e um filtro capacitivo na saída.

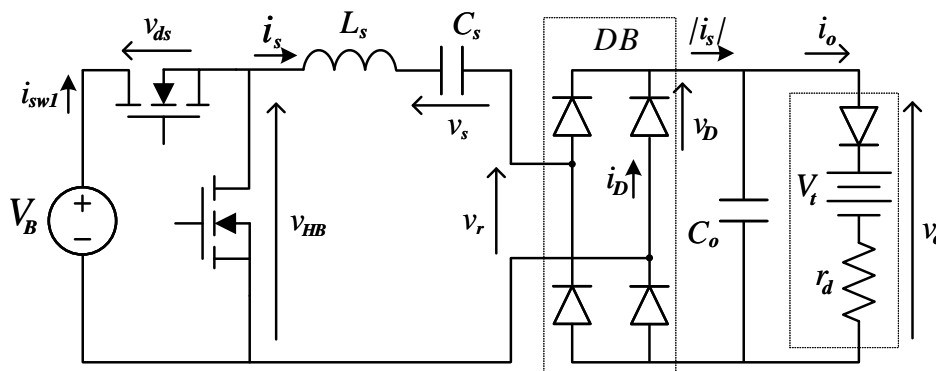


Figura 2.9: Conversor LC série ressonante utilizado como estágio CC-CC (FERRAZ et al., 2018).

2.2.3 Drivers ativos de baixa frequência

Os *drivers* de LEDs geralmente utilizam conversores chaveados que operam em alta frequência (mostrado na seção anterior), o que faz com que seu peso e volume sejam reduzidos. Porém, este tipo de *driver* geralmente apresentam interferência eletromagnética, devido a sua alta frequência de operação, além de exigir um circuito de correção de fator de potência, que pode aumentar a complexidade e custo do sistema.

Portanto, é interessante investigar soluções mais simples, que permitam a redução de custos e sejam compatíveis com a vida útil dos LEDs. Sendo assim, os conversores ativos de baixa frequência atraíram a atenção de alguns pesquisadores ao redor do mundo (SUGA et al., 1993; POMILIO; SPIAZZI, 1999; BUSO; SPIAZZI, 2000; POMILIO; SPIAZZI; BUSO, 2000; TANIGUCHI et al., 2000b; TANIGUCHI et al., 2000a; MARTINS et al., 2002; CHENG et al., 2008; NOGUEIRA, 2017).

Esses conversores são comutados no dobro da frequência da rede elétrica, o que resulta em frequência de comutação de 100 ou 120 Hz. O circuito deve ser chaveado em sincronia com a rede elétrica, ou seja, o pulso de comutação deve ser disparado a cada vez que a tensão da rede elétrica passa por zero. Sendo assim, estes conversores terão como característica elevado fator de potência e reduzida distorção harmônica total da corrente de entrada.

Em contrapartida, devido às baixas frequências de comutação, estes conversores necessitam de elementos magnéticos com indutâncias de valores mais elevados do que os conversores que operam em alta frequência.

O principal conversor operando em baixa frequência com elevado fator de potência, foi proposto por Suga et al. (1993) e está mostrado na Figura 2.10. Este conversor, tem como base a topologia *boost* e utiliza um método de comutação denominado de comutação parcial simples, que é a comutação a cada início de semiciclo da tensão de entrada, durante um período de tempo denominado T_{on} . Com isso este conversor é capaz de alcançar naturalmente um elevado fator de potência. As formas de ondas típicas desse conversor estão mostradas na Figura 2.11.

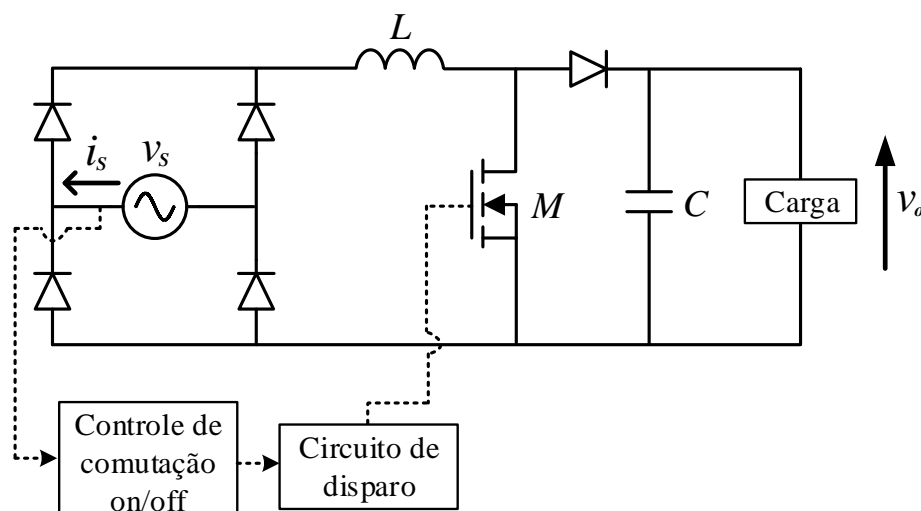


Figura 2.10: Conversor *boost* comutado em baixa frequência. Adaptado de Suga et al. (1993).

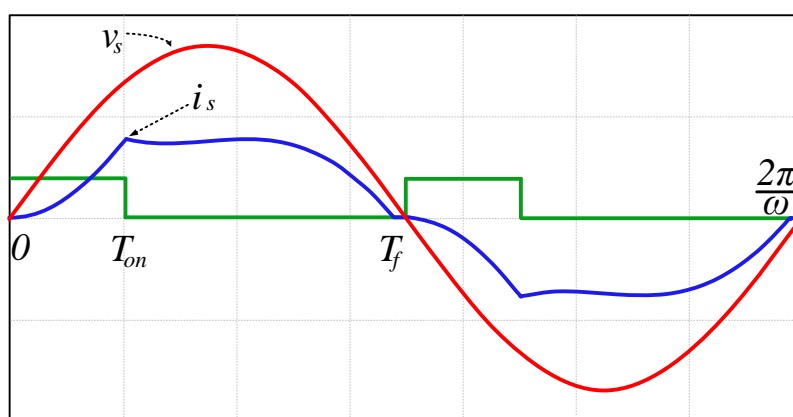


Figura 2.11: Formas de tensão de entrada (vermelho), corrente de entrada (azul) e pulsos de disparo do interruptor (verde). Adaptado de Suga et al. (1993).

Uma modificação do conversor projetado por Suga foi proposta por Taniguchi et al. (2000a). Neste caso, o interruptor foi substituído por uma estrutura que contém dois interruptores, dois diodos e um capacitor. A técnica de comutação utilizada é denominada de comutação suave de pulso unitário. O conversor funciona da seguinte forma, quando os interruptores T_{r1} e T_{r2} são desligados simultaneamente, a corrente

do indutor carrega o capacitor C_r do circuito de comutação suave, sendo assim o desligamento dos dois interruptores ocorre no modo ZVS (*Zero Voltage switching*), ou seja com tensão nula. E como o conversor nesse caso opera em modo de condução descontínua (MCD), os conversores são ligados em modo ZCS (*Zero current switching*). Sendo assim as perdas por comutação são reduzidas. Este conversor está mostrado na Figura 2.12

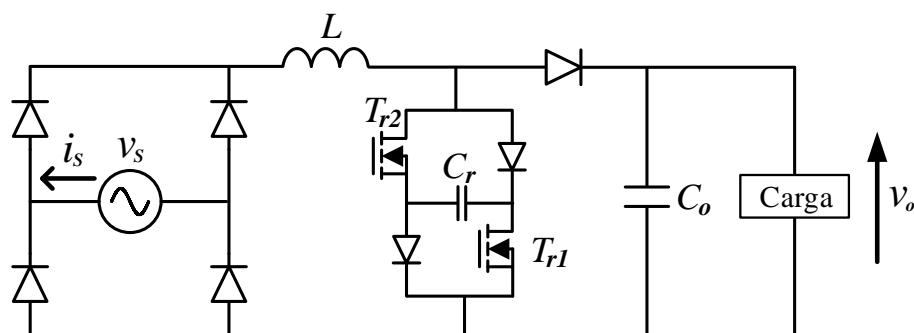


Figura 2.12: Conversor de baixa frequência com comutação suave de pulso unitário. Adaptado de Taniguchi et al. (2000a).

Outra modificação do conversor proposto em Suga et al. (1993) é mostrada em Figura 2.13. A principal vantagem deste conversor em relação à proposta original de Suga é que este conversor é capaz de fornecer potências mais elevadas à carga com valores de indutâncias menores.

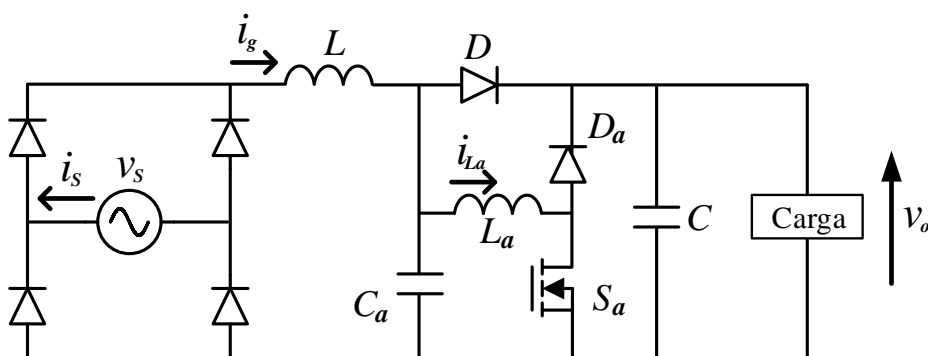


Figura 2.13: Conversor de baixa frequência baseado no conversor proposto por Suga. Adaptado de Pomilio, Spiazzi e Buso (2000).

Já em Braga, Dias e Almeida (2012), foi proposta a utilização do conversor proposto por Suga na alimentação de uma luminária LED de baixa potência, mostrado na Figura 2.14. A diferença deste conversor para a proposta original é que este não faz uso do capacitor de saída, sendo assim a corrente de saída no arranjo de LEDs terá uma elevada ondulação. As formas de onda de corrente de tensão obtidas para este *driver* estão mostradas em Figura 2.15. Pode-se notar o alto nível de ondulação da

corrente no arranjo de LEDs. Já em relação à corrente de entrada, é possível notar que esta não é perfeitamente senoidal, mesmo assim o fator de potência alcançado foi de 0,99.

O fato de ser necessário o uso do transformador abaixador na entrada a fim de se ajustar a tensão da rede elétrica à um nível compatível com a tensão do arranjo de LEDs utilizado, resultou em uma eficiência de somente 59%.

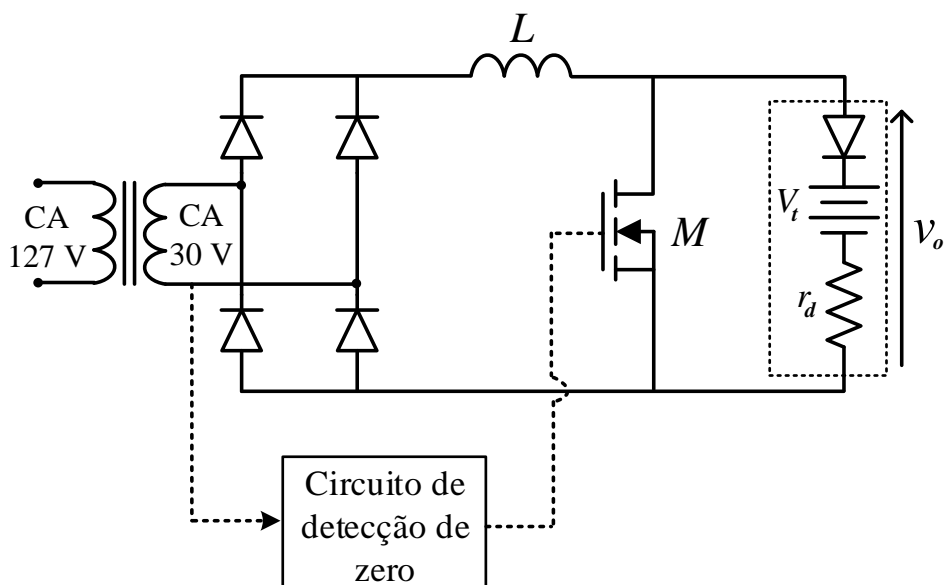


Figura 2.14: *Driver* de LEDs de baixa potência operando em baixa frequência. Adaptado de Braga, Dias e Almeida (2012).

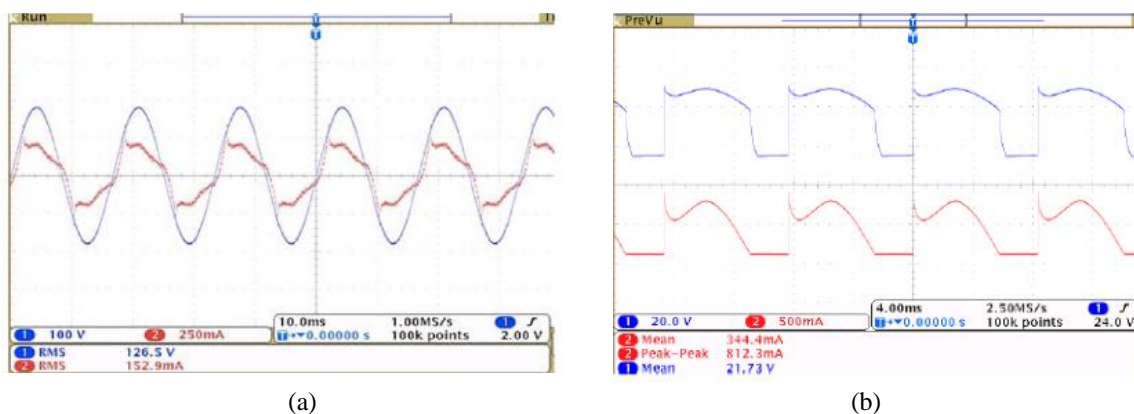


Figura 2.15: Formas de onda no *Driver* de baixa frequência proposto para uma luminária LED de baixa potência (a) Tensão e corrente de entrada e (b) tensão e corrente de saída (corrente nos LEDs) (BRAGA; DIAS; ALMEIDA, 2012).

Em Braga et al. (2014), foi estudada a possibilidade de se usar o pré-regulador boost como *driver* para luminárias LED de iluminação pública. Neste trabalho, como os níveis de potências requeridas em iluminação pública são maiores, foi possível não utilizar o transformador abaixador na entrada do *driver* (como o utilizado por (BRAGA;

DIAS; ALMEIDA, 2012)). Sendo assim, é possível alcançar uma eficiência mais elevada. Além disso, neste trabalho foi estudada a possibilidade de se usar outras topologias como *drivers* de baixa frequência para luminárias LED de iluminação pública, e constatou-se que os conversores *Cuk*, *boost quadrático* e SEPIC eram capazes de alimentar uma luminária LED com elevado fator de potência e reduzida distorção harmônica da corrente de entrada.

Em Nogueira (2017), foi feito o projeto de um *driver* para uma luminária LED de iluminação pública baseado no pré-regulador boost para uma potência de 160 W, este pode ser visto na Figura 2.16. Este *driver*, diferentemente do proposto em Suga et al. (1993), não utiliza o capacitor de filtro na saída, sendo assim a corrente de saída apresenta elevada ondulação.

Resultados experimentais foram obtidos, como está mostrado na Figura 2.17. O fator de potência alcançado foi de 0,99, com uma THD de 9,4%. A eficiência do *driver* foi de aproximadamente 95%, resultado muito superior ao alcançado por Braga, Dias e Almeida (2012), que mostra que o transformador abaixador é em que se concentrava a maior parte das perdas. Como dito anteriormente, a corrente de saída é descontínua e apresenta elevada ondulação.

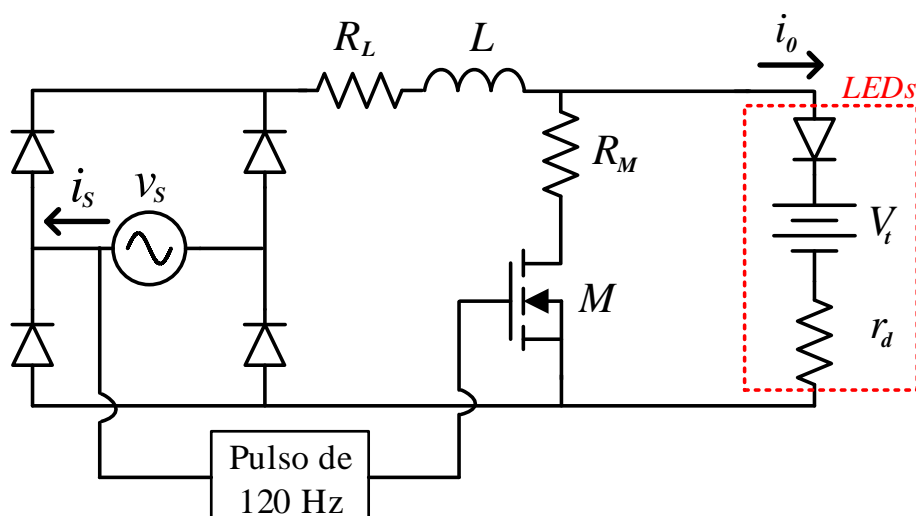
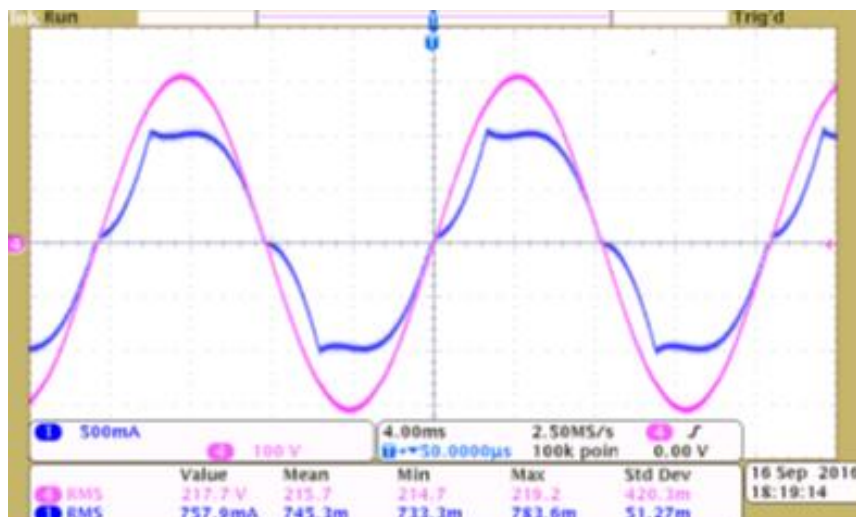
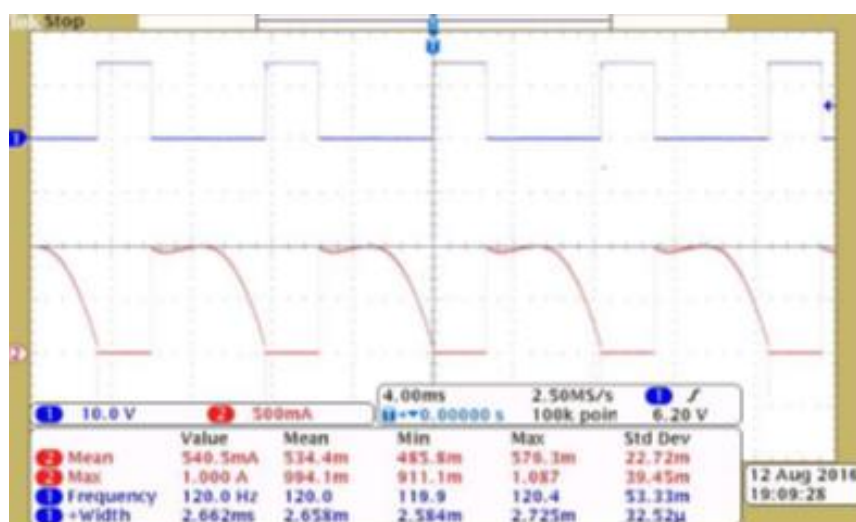


Figura 2.16: *Driver* para luminária LED de iluminação pública baseado no pré-regulador boost (NOGUEIRA, 2017).



(a)



(b)

Figura 2.17: Formas de onda no *Driver* para luminária LED de iluminação pública baseado no pré-regulador *boost* (a) Tensão e corrente de entrada e (b) Pulsos de comutação do MOSFET e corrente de saída (NOGUEIRA, 2017).

Também em Nogueira (2017), foi proposto um pré-regulador baseado no conversor *Ćuk* aplicado como *driver* para LEDs de 85 W. O circuito para este *driver* está mostrado na Figura 2.18.

Resultados experimentais, para entrada e saída deste *driver*, são mostrados na Figura 2.19. O fator de potência alcançado foi de 0,98 com uma distorção harmônica total de 21,08%. Pode-se notar que a forma de onda da corrente de saída é triangular e contínua, diferentemente do *driver* baseado no conversor *boost*.

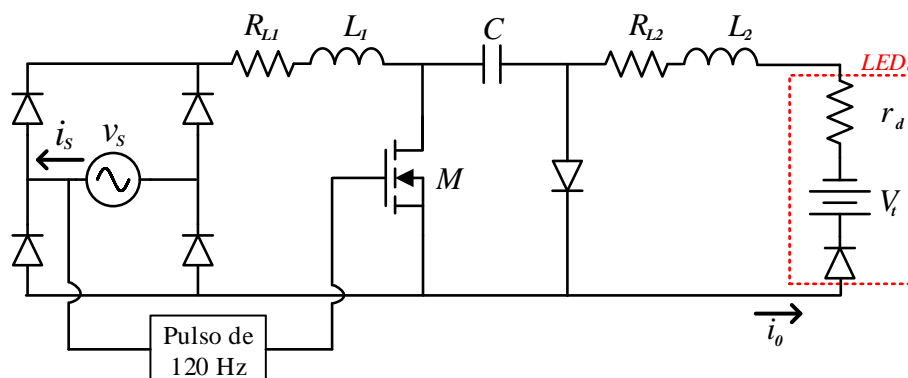
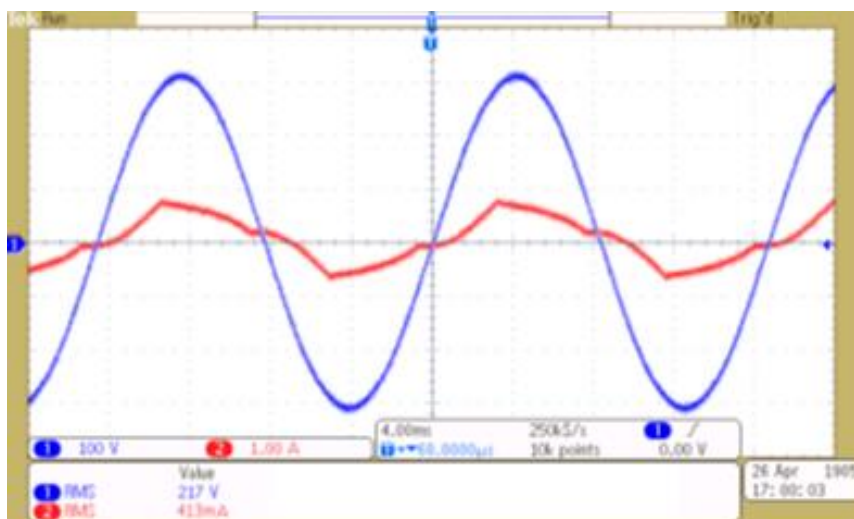
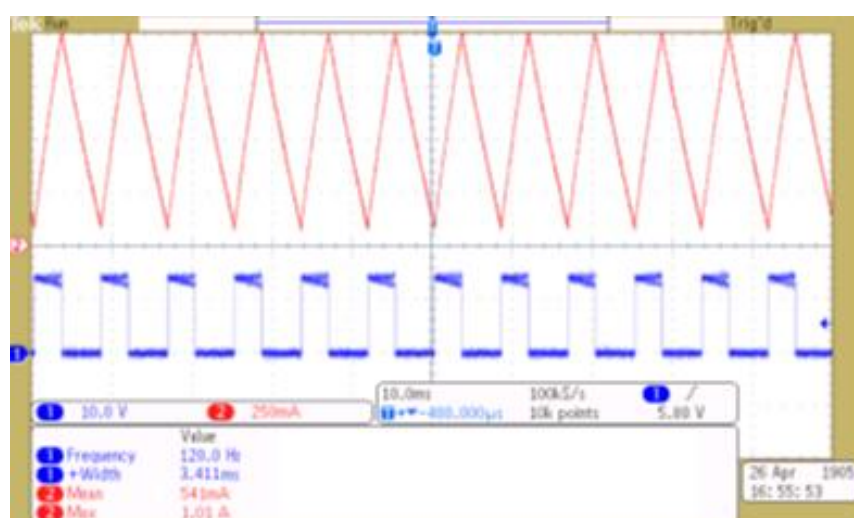


Figura 2.18: *Driver* para luminária LED de iluminação pública baseado no pré-regulador $\acute{C}uk$ (NOGUEIRA, 2017).



(a)



(b)

Figura 2.19: Formas de onda no *Driver* para luminária LED de iluminação pública baseado no pré-regulador $\acute{C}uk$ (a) Tensão e corrente de entrada e (b) Pulsos de comutação do MOSFET e corrente de saída (NOGUEIRA, 2017).

2.3 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram mostrados os aspectos gerais de um sistema de iluminação pública utilizando LEDs. Além disso, foram mostradas as principais características dos diodos emissores de luz (LEDs), como seu modelo elétrico, sua construção física e os tipos de LEDs aplicados em iluminação pública. Também foi apresentada uma revisão bibliográfica sobre os principais tipos de circuitos de acionamento utilizados nas luminárias LEDs, em especial as topologias de *drivers* de baixa frequência.

3 DRIVER DE LED CA-CC EM BAIXA FREQUÊNCIA BASEADO NO PRÉ-REGULADOR BOOST COM FILTRO CL

Este capítulo apresenta um conversor CA-CC inspirado no pré-regulador boost de baixa frequência com filtro CL como *driver* para uma luminária LED. Tal conversor tem seu interruptor comutado no dobro da frequência da rede (normalmente em 100 Hz ou 120 Hz), por meio de um pulso a cada meio ciclo da forma de onda da tensão de entrada (SUGA et al., 1993; CHENG et al., 2008).

O conversor proposto se diferencia do pré-regulador *boost* original porque não é concebido para garantir uma tensão de saída regulada, mas sim uma corrente média regulada no arranjo de LEDs. Diferencia-se também pelo fato da inclusão de um filtro CL na saída, com a possibilidade de reduzir a capacitância empregada.

À semelhança da solução original, o *driver* proposto pode alcançar elevado FP, reduzida DHT, elevada eficiência, corrente de saída compatível com os módulos de LED e conformidade com a norma IEC 61.000 3-2 Classe C (POMILIO; SPIAZZI; BUSO, 2000; IEC, 2014).

Inicialmente neste capítulo, é feita a modelagem matemática do driver baseado no pré-regulador boost em baixa frequência com filtro CL alimentando uma carga de LEDs de potência associados em série. Em seguida, é apresentada a metodologia de projeto desse driver para uma luminária LED de iluminação pública com corrente média de 700 mA, o que possibilita um driver com potência de 200W.

3.1 MODELAGEM MATEMÁTICA DO DRIVER CA-CC BASEADO NO PRÉ-REGULADOR BOOST COM FILTRO CL

Na Figura 3.1 está mostrada a adaptação do pré-regulador boost com a inclusão do filtro CL na saída como um circuito de acionamento de LEDs. Nessa figura, a tensão da fonte de alimentação é representada por v_g (sendo V_G o seu valor eficaz), o indutor principal do conversor boost por L_{b1} , o capacitor e indutor do filtro de saída por L_{b2} e C_{bo} respectivamente. O arranjo de LEDs é representado pelo seu modelo elétrico clássico, um diodo ideal com uma resistência r_d em série com uma fonte de tensão V_t .

Como os *drivers* de baixa frequência necessitam de indutâncias que podem chegar a centenas de milihenries (BRAGA et al., 2014), as perdas que ocorrem no indutor real são consideradas, sendo estas representadas por uma resistência em série com cada indutância. Logo, R_{b1} e R_{b2} representam as perdas dos indutores L_{b1} e L_{b2} respectivamente.

A fim de facilitar a modelagem e reduzir dos parâmetros do circuito, as resistências séries dos indutores serão consideradas como proporcionais ao valor da indutância

pelo parâmetro ρ . Sendo assim R_{b1} e R_{b2} serão representados nas equações por ρL_{b1} e ρL_{b2} respectivamente.

A frequência de chaveamento será representada por f_s e o período de chaveamento por T_s . A razão cíclica será representada por D .

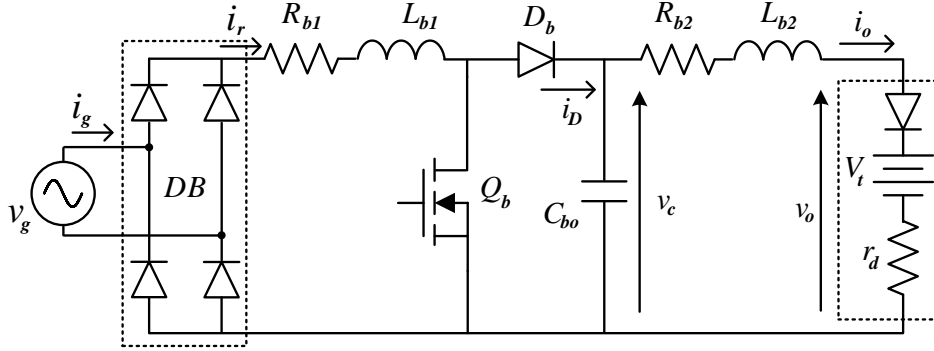


Figura 3.1: Driver de LED CA-CC baseado no pré-regulador boost com filtro CL

Geralmente, os pré-reguladores *boost* encontrados na literatura, operam em MCD (modo de condução descontínua). Porém, neste trabalho será utilizado o modo de condução contínua próximo ao modo de condução crítica (MCCr), que também é capaz de alcançar elevado fator de potência. Neste caso, existem somente duas etapas de operação; o interruptor fechado e diodo em corte e interruptor aberto e diodo em condução. Durante a primeira etapa, interruptor fechado, a corrente do indutor cresce rapidamente para o valor de pico. Quando o interruptor é aberto, a corrente do indutor é conduzida pelo diodo até a carga. Formas de ondas típicas podem ser vistas na Figura 3.2.

A primeira etapa corresponde ao intervalo de tempo em que o interruptor M está fechado ($0 < t < DT_s$) e a segunda etapa corresponde ao intervalo de tempo em que o interruptor M está aberto ($DT_s < t < T_s$).

Para a modelagem matemática desenvolvida neste trabalho o capacitor (C_{bo}) será substituído por uma fonte de tensão constante (V_c), em outras palavras, o capacitor é considerado com capacitância infinita. O valor de V_c deve ser encontrado por meio das condições de contorno.

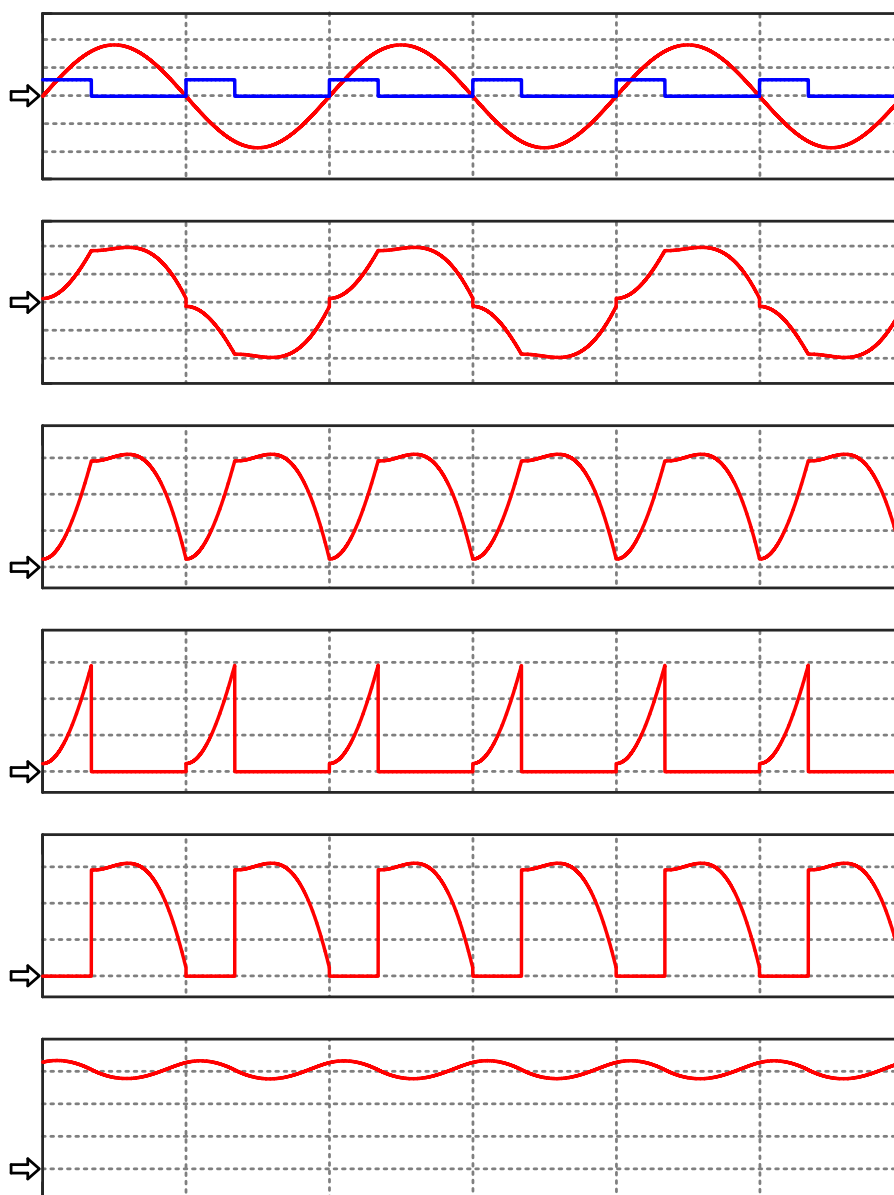


Figura 3.2: Formas de ondas típicas para o *driver* de LED baseado no pré-regulador *boost* com filtro CL. Do topo para a base : Tensão de entrada e disparo do MOSFET; Corrente de entrada; Corrente do indutor L_{b1} ; Corrente do MOSFET; Corrente do diodo; Corrente de saída

3.1.1 Intervalo em que o interruptor M está fechado ($0 < t < DT_s$)

A Figura 3.3 mostra o circuito equivalente do *driver* baseado no pré-regulador *boost* com filtro CL para o intervalo de tempo em que o interruptor Q_b está fechado. Nesta etapa de operação o indutor principal do *boost* (L_{b1}) é carregado pela rede e o diodo D_b está em corte. Sendo assim, a corrente no arranjo de LEDs é proveniente do capacitor C_{bo} (considerado como uma fonte de tensão constante nessa modelagem).

Pela análise do circuito é possível obter as equações diferenciais mostradas em (3.1) e (3.2).

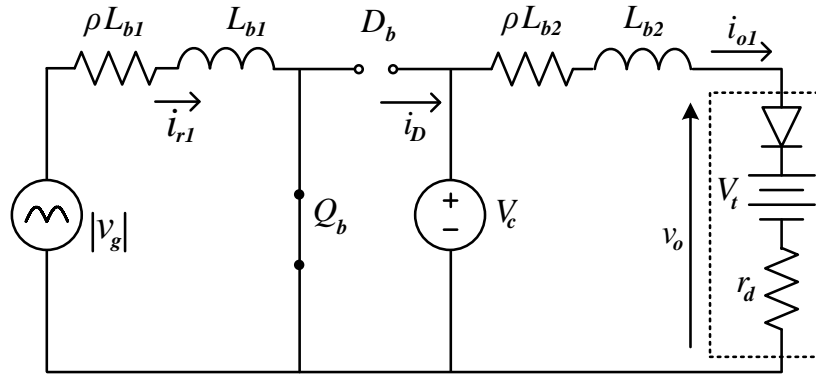


Figura 3.3: Circuito equivalente do driver de LED CA-CC baseado no pré-regulador boost com filtro CL quando o interruptor Q_b está fechado

$$L_{b1} \frac{di_{r1}(t)}{dt} + \rho L_{b1} i_{r1}(t) = \sqrt{2} V_G \sin(2\pi f_L t) \quad (3.1)$$

$$L_{b2} \frac{di_{o1}(t)}{dt} + (\rho L_{b2} + r_d) i_{o1}(t) + V_t = V_c \quad (3.2)$$

Sendo i_{r1} a corrente de entrada retificada para a primeira etapa de operação e i_{o1} a corrente no arranjo de LEDs. Vale ressaltar que a corrente no diodo é igual a zero nesta etapa; o mesmo está em corte.

A solução destas equações diferenciais estão mostradas em (3.3) e (3.4).

As constantes K_{r1} e K_{o1} são constantes que podem ser encontradas posteriormente pelas condições de contorno.

$$i_{r1}(t) = K_{r1} e^{-\rho t} + \frac{\sqrt{2} V_G}{L_{b1} \sqrt{\rho^2 + \omega_L^2}} \sin(\omega_L t - \theta) \quad (3.3)$$

$$i_{o1}(t) = K_{o1} e^{-\frac{\rho L_{b2} + r_d}{L_{b2}} t} + \frac{V_c - V_t}{\rho L_{b2} + r_d} \quad (3.4)$$

Em que θ é dado por (3.5).

$$\theta = \tan^{-1}(\omega/\rho) \quad (3.5)$$

3.1.2 Intervalo em que o interruptor M está aberto ($DT_s < t < T_s$)

A Figura 3.4 mostra o circuito equivalente do *driver* baseado no pré-regulador boost com filtro CL para o intervalo de tempo em que o interruptor Q_b está aberto. Nesta etapa de operação, a energia armazenada no campo magnético do indutor L_{b1} é utilizada para carregar o capacitor C_{bo} e fornecer corrente para o arranjo de LEDs.

Pela análise do circuito é possível obter as equações diferenciais mostradas em (3.6) e (3.7).

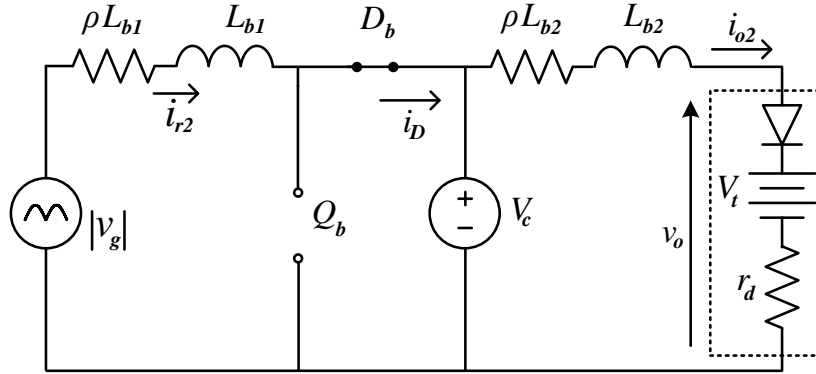


Figura 3.4: Circuito equivalente do driver de LED CA-CC baseado no pré-regulador boost com filtro CL quando o interruptor Q_b está aberto

$$L_{b1} \frac{di_{r2}(t)}{dt} + \rho L_{b1} i_{r2}(t) + V_c = \sqrt{2} V_G \sin(2\pi f_L t) \quad (3.6)$$

$$L_{b2} \frac{di_{o2}(t)}{dt} + (\rho L_{b2} + r_d) i_{o2}(t) + V_t = V_c \quad (3.7)$$

Sendo que i_{r2} é a corrente de entrada retificada e i_{o2} é a corrente de saída na segunda etapa. V_G e f_L são, a tensão eficaz e frequência da rede respectivamente.

As equações diferenciais podem ser resolvidas utilizando os métodos clássicos de resolução. Estas estão mostradas em (3.8) e (3.9). As constantes K_{r2} e K_{o2} podem ser encontradas posteriormente pelas condições de contorno.

$$i_{r2}(t) = K_{r2} e^{-\rho t} + \frac{\sqrt{2} V_G}{L_{b1} \sqrt{\rho^2 + \omega_L^2}} \sin(\omega_L t + \pi D - \theta) \quad (3.8)$$

$$i_{o2}(t) = K_{o2} e^{-\frac{\rho L_{b2} + r_d}{L_{b2}} t} + \frac{V_c - V_t}{\rho L_{b2} + r_d} \quad (3.9)$$

3.1.3 Modo de operação contínuo da corrente de entrada e condições de contorno

Para se encontrar as constantes K_{r1} , K_{r2} , K_{o1} e K_{o2} e o valor da tensão média V_c , deve-se levar em consideração as condições de contorno e o balanço de energia no capacitor. Dessa forma obtém-se um sistema com cinco equações e cinco incógnitas.

Considerando a restrição inicial de que o conversor será projetado para operar no modo de condução contínua (MCC), ou seja, a corrente de entrada não atinge o

valor zero antes do período T_s , as condições de contorno são mostradas em (3.10) e o balanço de energia do capacitor em (3.11).

$$\begin{aligned} i_{r1}(0) &= i_{r2}(T_s) \\ i_{r1}(DT_s) &= i_{r2}(0) \\ i_{o1}(0) &= i_{o2}(T_s - DT_s) \\ i_{o1}(DT_s) &= i_{o2}(0) \end{aligned} \quad (3.10)$$

$$\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{DT_s} i_{o1}(t) dt + \int_0^{T_s - DT_s} [i_{o2}(t) - i_{r2}(t)] dt \right) = 0 \quad (3.11)$$

Substituindo-se (3.3), (3.4), (3.8) e (3.9) em (3.10) e (3.11) encontra-se as constantes mostradas em (3.12) a (3.15)

$$K_{r2} = \frac{\frac{\rho L_{b1} T_s}{\rho L_{b2} + r_d} (V_t - V_c) - V_c T_s (1 - D) - \frac{\sqrt{2} \rho L_{b1} V_G}{\omega_L L_{b1} \sqrt{\rho^2 + \omega_L^2}} [\cos(\pi - \theta) - \cos(\pi D - \theta)]}{L_{b1} (e^{-\rho T_s (1-D)})} \quad (3.12)$$

$$K_{r1} = (K_{r2} - \frac{V_c}{\rho L_{b1}}) e^{\rho D T_s} \quad (3.13)$$

$$K_{o1} = K_{o2} = 0 \quad (3.14)$$

$$V_c = \frac{\left[\frac{\rho [e^{-\rho T_s} - 1]}{e^{-\rho T_s (1-D)} - 1} \left(\frac{V_t T_s}{\rho L_{b2} + r_d} - \frac{\sqrt{2} V_G [\cos(\pi - \theta) - \cos(\pi D - \theta)]}{\omega_L L_{b1} \sqrt{\rho^2 + \omega_L^2}} \right) + \frac{\sqrt{2} V_G e^{-\rho D T_s} [\sin(\pi - \theta) - \sin(\pi D - \theta)]}{L_{b1} \sqrt{\rho^2 + \omega_L^2}} \right]}{\frac{1}{\rho L_{b1}} \left[\frac{\rho [e^{-\rho T_s} - 1]}{e^{-\rho T_s (1-D)} - 1} T_s (1 - D + \frac{\rho L_{b1}}{\rho L_{b2} + r_d}) + e^{-\rho D T_s} - 1 \right]} \quad (3.15)$$

A corrente média de saída pode ser calculada por (3.16). Esta equação é muito importante para o projeto do conversor; escolhe-se a corrente média e é feito o projeto dos elementos.

$$I_o = \frac{V_c - V_t}{\rho L_{b2} + r_d} \quad (3.16)$$

3.1.4 Parâmetros elétricos do conversor proposto

A corrente de entrada retificada $i_g(t)$ pode ser representada pela série de Fourier (HART, 2012). Sendo assim é possível calcular os parâmetros elétricos do conversor, como FP e DHT. A representação em série de Fourier está mostrada na Equação (3.17).

$$i_g(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [\sqrt{2} \cdot I_{n_{rms}} \cdot \cos(n\omega_L t + \phi_n)] \quad (3.17)$$

A corrente de entrada apresenta simetria de meia onda, ou seja $i_g(t + \frac{T_L}{2}) = -i_r(t)$, em que T_L é o período da rede (60 Hz). Do ponto de vista geométrico, o gráfico da segunda metade da função $i_g(t)$ no período T_L é a reflexão do gráfico da primeira metade de $i_g(t)$ em relação ao eixo horizontal, deslocada $\frac{T_L}{2}$ para a direita.

Desta simetria é possível dizer que o valor eficaz das harmônicas pares da corrente de entrada são iguais a zero. Já os valores eficazes das harmônicas ímpares são calculados em (3.18).

$$I_{n_{rms}} = \frac{\sqrt{a_n^2 - b_n^2}}{\sqrt{2}} \quad (3.18)$$

Sendo a_n , b_n e ϕ_n definidos por (3.19), (3.20) e (3.21) respectivamente.

$$a_n = \begin{cases} \frac{2\omega_L}{\pi} \left[\int_0^{DT_s} i_{r1}(t) \cdot \cos(n\omega t) dt + \int_{DT_s}^{T_s} i_{r2}(t) \cdot \cos(n\omega_L t) dt \right] & , \text{ n ímpar} \\ 0 & , \text{ n par} \end{cases} \quad (3.19)$$

$$b_n = \begin{cases} \frac{2\omega_L}{\pi} \left[\int_0^{DT_s} i_{r1}(t) \cdot \text{sen}(n\omega t) dt + \int_{DT_s}^{T_s} i_{r2}(t) \cdot \text{sen}(n\omega_L t) dt \right] & , \text{ n ímpar} \\ 0 & , \text{ n par} \end{cases} \quad (3.20)$$

$$\phi_n = \tan^{-1} \left(-\frac{b_n}{a_n} \right) \quad (3.21)$$

A corrente eficaz de entrada pode ser calculada pela Equação (3.22). E consequentemente a DHT pode ser calculada por (3.23) e o FP por (3.24), que é válida somente para tensão de entrada puramente senoidal.

$$I_{g_{rms}} = \sqrt{\frac{\omega_L}{\pi} \left[\int_0^{DT_s} [i_{r1}(t)]^2 \cdot dt + \int_{DT_s}^{T_s} [i_{r2}(t)]^2 \cdot dt \right]} \quad (3.22)$$

$$\text{DHT} = \frac{\sqrt{I_{g_{rms}}^2 - I_{1_{rms}}^2}}{I_{1_{rms}}^2} \quad (3.23)$$

$$\text{FP} = \frac{\cos(\phi_1)}{\sqrt{1 + \text{DHT}^2}} \quad (3.24)$$

A potência de entrada pode ser calculada por (3.25) e a potência de saída por (3.26).

$$P_{in} = \frac{\sqrt{2}V_G\omega_L}{\pi} \left[\int_0^{DT_s} i_{r1}(t) \text{sen}(\omega t) dt + \int_{DT_s}^{T_s} i_{r2}(t) \text{sen}(\omega_L t) dt \right] \quad (3.25)$$

$$P_{out} = \frac{\omega_L}{\pi} \left[\int_0^{DT_s} i_{r1}(t) \cdot V_0 dt + \int_0^{DT_s} (i_{r1}(t))^2 \cdot r_d dt + \int_{DT_s}^{T_s} i_{r2}(t) \cdot V_0 dt + \int_{DT_s}^{T_s} (i_{r2}(t))^2 \cdot r_d dt \right] \quad (3.26)$$

3.1.5 Análise da ondulação de corrente nos LEDs

Nesta análise é considerado o capacitor C_{bo} a fim de prever a ondulação na corrente no arranjo de LEDs $\Delta i_{o\%}$. Com isso é possível projetar corretamente o valor da capacitância.

O estudo da ondulação é feito baseado na análise do nó de saída do conversor, neste caso considera-se a corrente injetada no nó como sendo a corrente i_D do diodo, que pode ser escrita como em (3.27). A corrente no diodo apresenta uma componente contínua I_D , que é a corrente média que flui pelo arranjo de LEDs, e a componente alternada \tilde{i}_D , que causa a ondulação na corrente de saída.

$$i_D(t) = \begin{cases} 0, & \text{para } 0 < t < DT_s \\ i_{r2}(t), & \text{para } DT_s < t < T_s \end{cases} \quad (3.27)$$

A componente alternada (\tilde{i}_D) pode ser aproximada pela componente na frequência de chaveamento (f_s). Esta componente pode ser obtida a partir da série de Fourier como segue em (3.28)

$$\tilde{i}_D(t) = I_D + I_{D1} \cos(2\pi f_s t) \quad (3.28)$$

Sendo que I_{D1} é o pico da componente da primeira harmônica de f_s e pode ser calculado por (3.29)

$$I_{D1} = \sqrt{a_{D1}^2 - b_{D1}^2} \quad (3.29)$$

sendo a_{D1} e b_{D1} dados por (3.30) e (3.31) respectivamente.

$$a_{D1} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{T_s} i_D(t) \cdot \cos(2\pi f_s t) dt \right] \quad (3.30)$$

$$b_{D1} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{T_s} i_D(t) \cdot \sin(2\pi f_s t) dt \right] \quad (3.31)$$

A Figura 3.5 mostra o nó de saída do conversor desconsiderando a componente CC da corrente. Nesta figura $Z_{C_{bo}}$ é a impedância do capacitor C_{bo} e $Z_{L_{b2}}$ é a impedância do indutor L_{b2} .

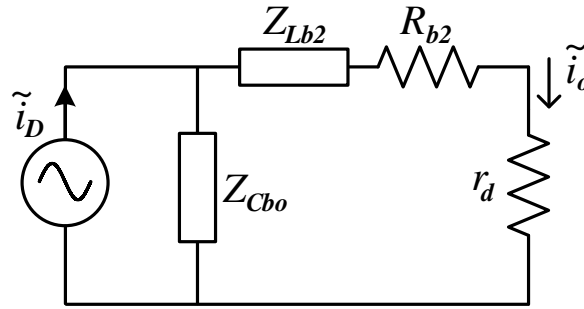


Figura 3.5: Circuito equivalente do nó de saída do Driver de LED baseado no pré-regulador boost com filtro CL

Pela análise do circuito mostrado na Figura 3.5, a ondulação da corrente de saída percentual pode ser calculada por (3.32). Esta expressão relaciona L_{b2} e C_{bo} com $\Delta i_o\%$, logo pode-se usá-la no projeto dos elementos do filtro de saída.

$$\Delta i_o\% = \frac{2I_{D1}}{I_o} \left| \frac{100}{1 - \omega_s^2 L_{b2} C_{bo} + j\omega_s C_{bo}(r_d + \rho L_{b2})} \right| \quad (3.32)$$

Em (3.32), I_{D1} e ω_s representam o pico e a frequência angular da componente CA (\tilde{i}_D) da corrente do diodo, que por sua vez é a frequência angular de comutação fundamental.

3.2 EXEMPLOS DE PROJETO DO PRÉ-REGULADOR BOOST COMO DRIVER PARA LED COM FILTRO CL

A fim de se avaliar o conversor CA-CC do tipo boost com filtro CL apresentado e modelado, é proposto o projeto de um *driver* para uma luminária LED de iluminação pública, que está mostrada na Figura 3.6. Essa luminária possui um arranjo de 96 LEDs Philips Luxeon R LXA7PW40 associados em série, cujas principais características estão mostradas na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Parâmetros dos LEDs Philips Luxeon R LXA7PW40

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

Fonte : (LUXEON..., 2015)

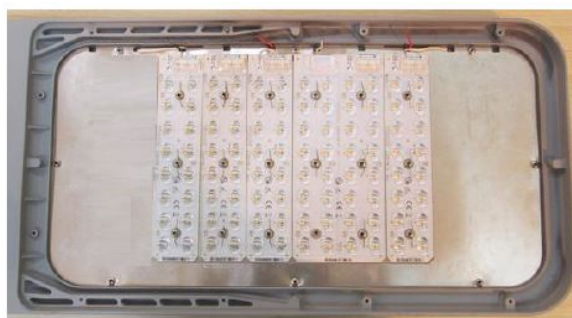


Figura 3.6: Arranjo de 96 LEDs Philips Luxeon R LXA7PW40 associados em série

A tensão de limiar (V_t) e a resistência dinâmica (r_d) desse arranjo de LEDs podem ser encontradas por meio da regressão linear da tensão direta em função da corrente, considerando uma faixa de operação entre 0,5 e 1 A. A corrente média de saída foi escolhida como sendo 700 mA, que alcança uma potência de saída de aproximadamente 193 W.

A ondulação da corrente de saída é escolhida levando em consideração o fenômeno de cintilação luminosa, também conhecido como *flicker*. Apesar de o *flicker* em 120 Hz não ser visível ao olho humano, trabalhos recentes (IEEE..., 2015; BULLOUGH et al., 2011; LEHMAN; WILKINS, 2014) recomendam que a modulação de *flicker* das fontes luminosas em 120Hz não seja maior do que 10%, de forma a se evitar alguns riscos nocivos à saúde humana, como dores de cabeça, tonturas, cansaço visual, entre outros. Sendo assim, para baixo risco à saúde humana, deve-se ter no máximo uma ondulação de corrente de 19%. Neste trabalho foi escolhida uma ondulação de projeto de 15%, a fim de garantir um percentual de *flicker* dentro dos limites de baixo risco.

Tabela 3.2: Parâmetros de projeto

Símbolo	Descrição	Valor
V_G	Tensão eficaz da rede	220 V
f_L	Frequência da rede	60 Hz
V_t	Tensão de limiar da luminária LED	259,2 V
r_d	Resistência dinâmica da luminária LED	24 Ω
I_o	Corrente média de saída	700 mA
V_o	Tensão média de saída	276 V
P_o	Potência de saída	193,2 W
$\Delta i_o\%$	Ondulação percentual da corrente de saída	15%

Os parâmetros de projeto estão mostrados na Tabela 3.2.

O projeto do conversor pode ser feito baseado nas equações descritas na modelagem matemática. Primeiramente deve-se projetar os indutores L_{b1} , L_{b2} e definir D , com o objetivo de se obter a corrente média desejada. Em seguida é escolhido o capacitor C_{bo} para se ajustar a ondulação de corrente nos LEDs.

Os ábacos para se obter a corrente média desejada ($I_o = 700$ mA) podem ser feitos baseado em (3.16) e (3.32). Utiliza-se o suporte matemático do *software* MATLAB para traçar as curvas parametrizadas da corrente média de saída do *driver* (baseado no pré-regulador boost com filtro CL) para diferentes valores de indutância L_{b1} e de razão cíclica D . A resistência dos indutores, como dito anteriormente, é estimada como proporção do valor da indutância, nesse caso a constante ρ , de unidade Ω/H , é estimada como sendo 28, ou seja, a resistência série dos indutores é 2,8% da indutância em mH.

Com base nas definições pré-estabelecidas, a Figura 3.7 mostra as curvas de projeto do conversor para três casos específicos. Na Figura 3.7(a) estão mostradas curvas de projeto para o caso em que o indutor L_{b2} é igual ao indutor L_{b1} . Já na Figura 3.7(b) são feitas as curvas paramétricas levando em consideração que o indutor L_{b2} é igual a 0,3 vezes o indutor L_{b1} . E por fim na Figura 3.7(c) o indutor L_{b2} é desconsiderado, ou seja, a filtragem é feita somente pelo capacitor C_{bo} .

Portanto são demarcados na Figura 3.7 três pontos possíveis de projeto. Neste trabalho serão avaliados dois desses pontos, que estão resumidos na Tabela 3.3.

O primeiro projeto será denominado *LF boost 1* e neste caso a filtragem da corrente de saída é feita com um filtro composto por um indutor e um capacitor, sendo assim é possível reduzir a capacitância empregada. Já o segundo projeto, denominado *LF boost 2*, não utiliza o indutor de filtro de saída, sendo assim a capacitância é elevada. Espera-se que o segundo conversor tenha eficiência mais elevada que o primeiro, visto

que indutores de centenas de milihenries apresentam consideráveis perdas por condução.

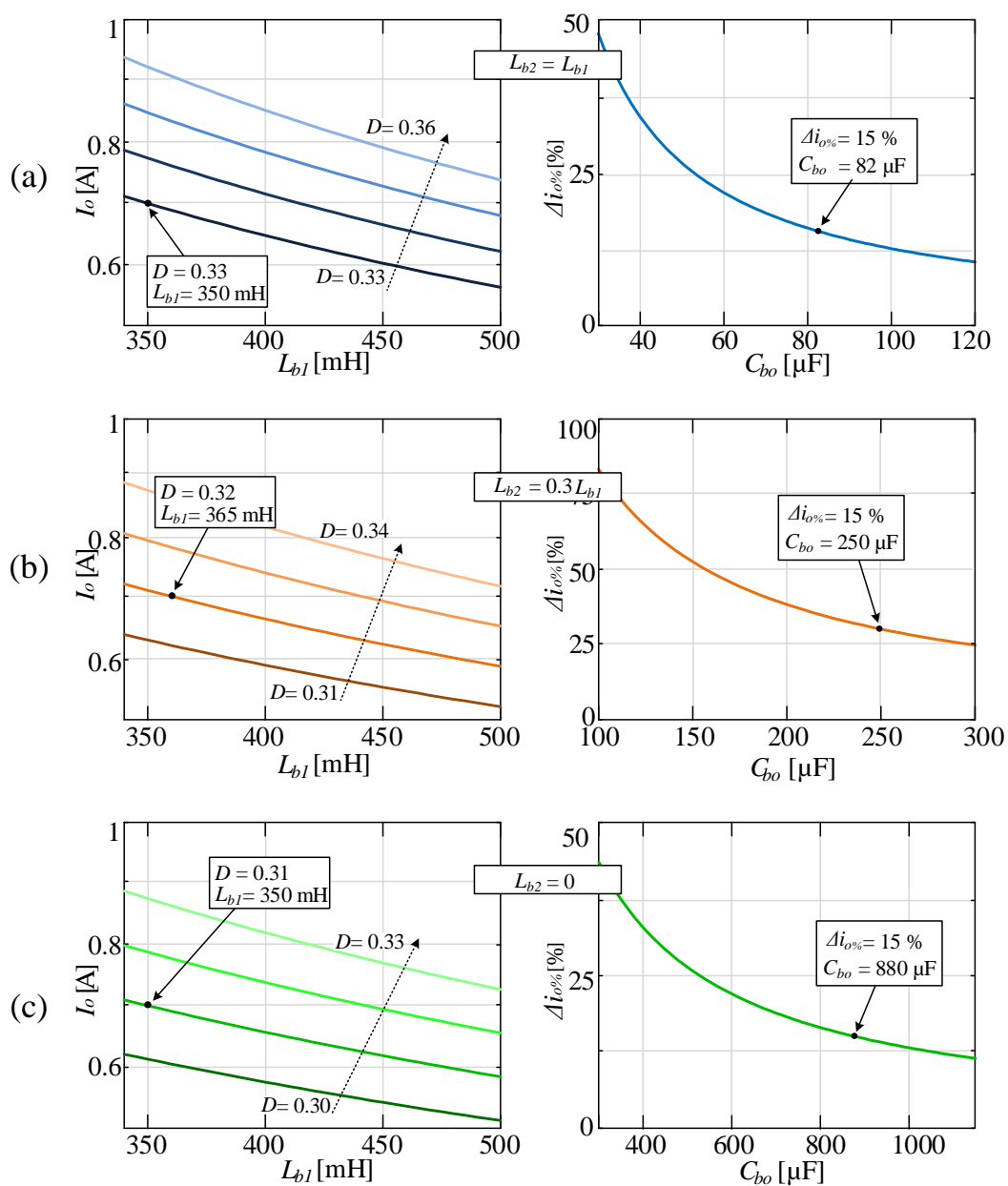


Figura 3.7: Corrente média de saída e ondulação de corrente em função dos parâmetros de projeto (L_{b1} e D).

Tabela 3.3: Exemplos de projeto do Pré-regulador boost com filtro CL

Símbolo	Descrição	LF boost 1	LF boost 2
L_{b1}	Indutor principal do conversor boost	350 mH	350 mH
L_{b2}	Indutor do filtro de saída	350 mH	0 mH
C_{bo}	Capacitor do filtro de saída	82 μ F	880 μ F
D	Razão cíclica	0,33	0,31

3.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DOS EXEMPLOS DE PROJETO

A fim de validar os dois exemplos de projeto, são realizadas simulações no *software* PSIM. As características do arranjo de LEDs foram mostradas na Tabela 3.2, sendo $V_t = 259,2$ V e $r_d = 24$ Ω . Os *drivers* são ligados na rede elétrica de 220 Vrms.

3.3.1 LF *Boost* 1 - Filtro CL

O circuito para o *driver* de LED baseado no pré-regulador *boost* com filtro CL na saída, é mostrado na Figura 3.8. Os valores das indutâncias foram projetados na seção anterior, e valem 350 mH. Já a razão cíclica é de 0,33. Além disso, as perdas dos indutores são calculadas como sendo 28 vezes o valor da indutância, como já descrito na seção anterior.

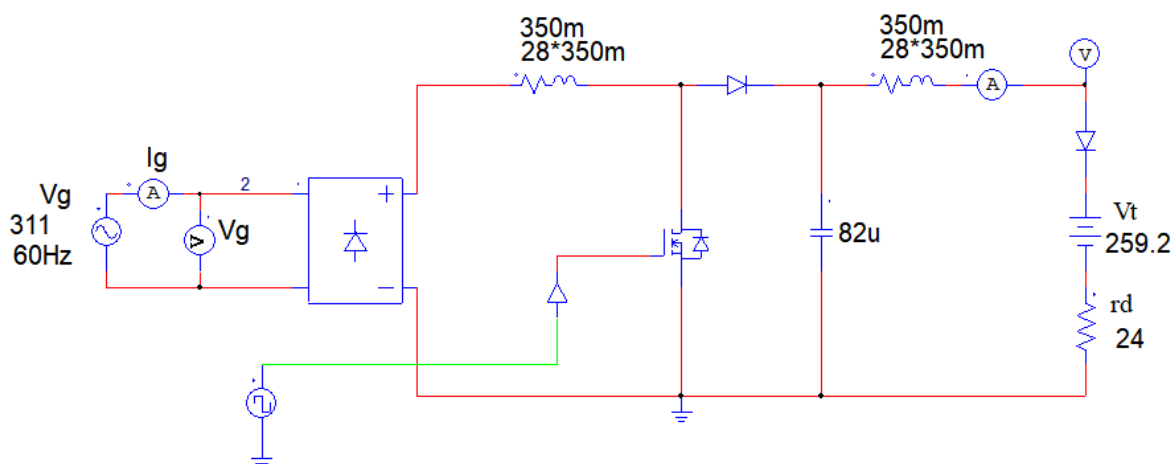


Figura 3.8: Circuito de simulação do *Driver* de LEDs baseado no pré-regulador *boost* com filtro CL de saída.

Os resultados de simulação do LF *boost* 1 estão mostrados na Figura 3.9. Nesta simulação, foi alcançado um fator de potência de 0,98 com uma distorção harmônica total da corrente de entrada de 8,28%. Já a corrente média de saída foi de 700 mA como projetado, tendo uma ondulação de 95 mA (13,6%). A potência total de entrada foi de 207,8 W e a potência total de saída foi de 193,4 W, o que resulta em um rendimento de 93,07%.

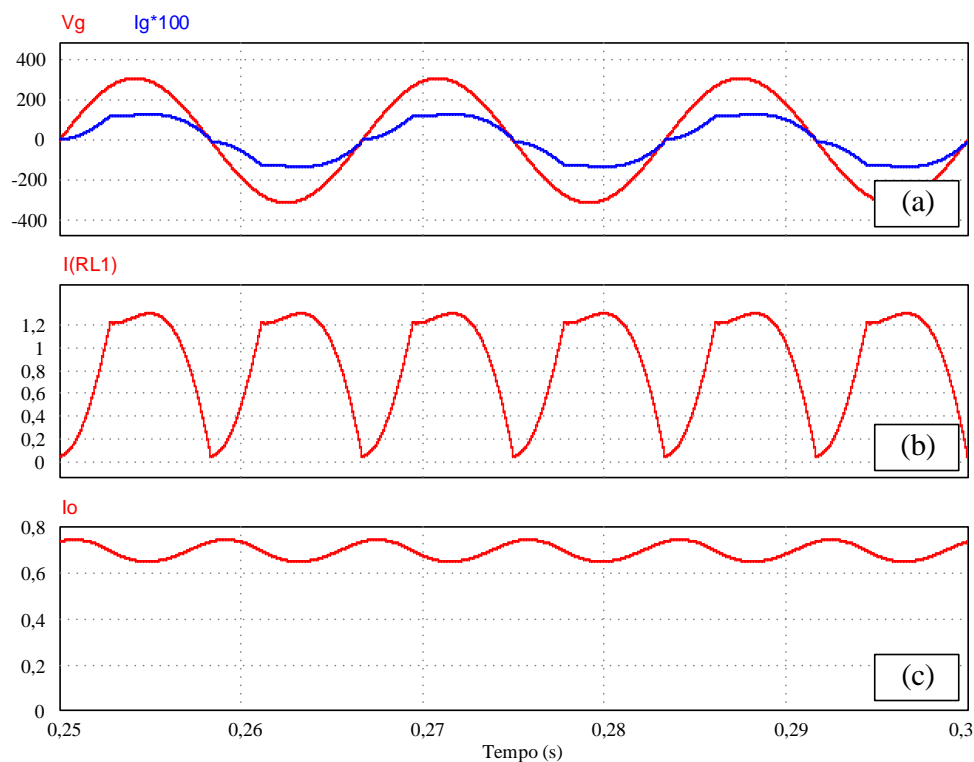


Figura 3.9: Resultado de simulação do *Driver* de LEDs baseado no pré-regulador *boost* com filtro CL de saída : (a) Tensão de entrada e corrente de entrada (100x), (b) Corrente do indutor principal do *boost* e (c) Corrente nos LEDs.

3.3.2 LF *Boost* 2 - Filtro C

O circuito para o *driver* de LED baseado no pré-regulador *boost* (somente filtro capacitivo), é mostrado na Figura 3.10. Os valores das indutâncias foram projetados na seção anterior, e valem 350 mH. Já a razão cíclica é de 0,31. Além disso, as perdas do indutor são calculadas como sendo 28 vezes o valor da indutância e representadas por uma resistência, como já descrito na seção anterior.

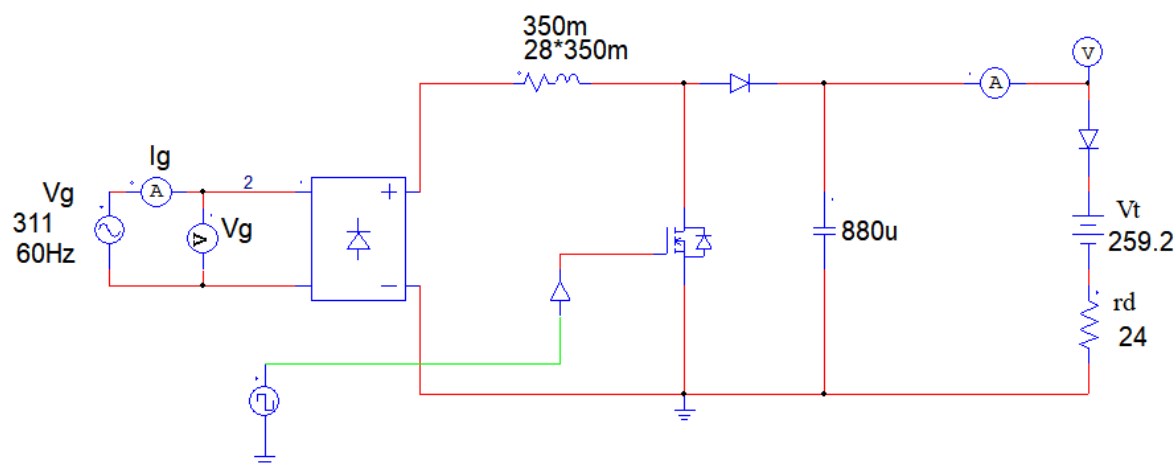


Figura 3.10: Circuito de simulação do *Driver* de LEDs baseado no pré-regulador *boost* (Somente filtro capacitivo)

Na Figura 3.11 pode-se observar os resultados de simulação do LF *boost* 2.

Foi alcançado um fator de potência de 0,98 com uma distorção harmônica total de corrente de entrada de 10,18%. A corrente média de saída foi de 700 mA como projetado, tendo uma ondulação de 97 mA (13,9%). Já a potência total de entrada foi de 202,5 W e a potência total de saída foi de 193,4 W, o que resulta em um rendimento de 95,54%.

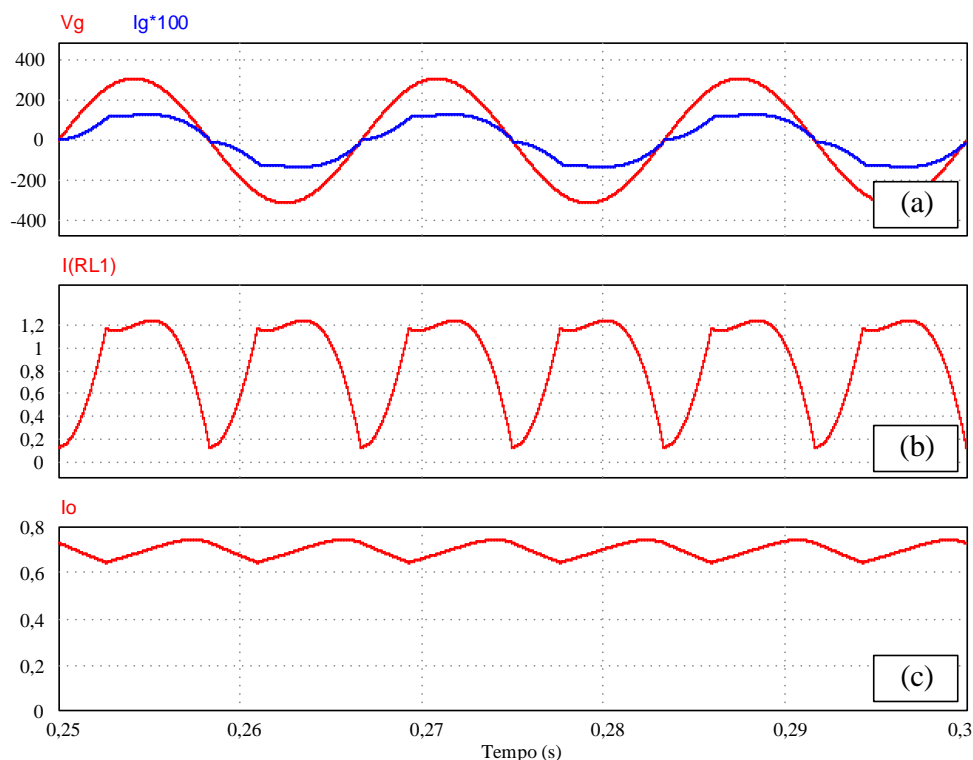


Figura 3.11: Resultado de simulação do *Driver* de LEDs baseado no pré-regulador *boost* (Somente filtro capacitivo) : (a) Tensão de entrada e corrente de entrada (100x), (b) Corrente do indutor principal do *boost* e (c) Corrente nos LEDs.

3.4 CONCLUSÕES PARCIAIS

Este capítulo descreveu o uso de um conversor baseado no pré-regulador *boost* de baixa frequência (comutado no dobro da frequência da rede elétrica) como *driver* de uma luminária LED de iluminação pública. Este *driver* é capaz de fornecer uma corrente de saída com baixa ondulação, devido ao filtro CL de saída.

Foi mostrada a modelagem matemática desta topologia, quanto à corrente média e à ondulação da corrente no arranjo de LEDs. Também foi mostrado dois exemplos de projeto para uma luminária de 96 LEDs, sendo um com o filtro CL na saída e um somente com a parcela capacitiva do filtro, ou seja, sem o indutor na saída. Ambos *drivers* foram projetados para alimentar uma luminária LED de iluminação pública

com uma corrente média de 700 mA e ondulação máxima de 15%, resultando em uma potência de 200 W.

Foi visto que, com a utilização do filtro CL, há a redução da capacitância empregada. Sendo assim, pode-se empregar capacitores de filme ao invés de capacitores eletrolíticos, que podem possuir reduzida vida útil quando comparada à vida útil dos LEDs. Já, o conversor projetado com o filtro somente capacitivo apresenta elevada capacitância, sendo assim necessário o uso de capacitores eletrolíticos, em contrapartida este tende a ter uma eficiência mais elevada em razão das perdas estarem concentradas nos elementos indutivos (por condução).

4 ESTUDO COMPARATIVO ENTRE *DRIVERS* DE LED COMUTADOS EM BAIXA E ALTA FREQUÊNCIA

A fim de comparar os conversores em baixa frequência propostos, com conversores PFC de estágio único em alta frequência presentes na literatura (CHUANG et al., 2010; SOARES et al., 2012), será realizado o projeto de um PFC de estágio único com os mesmos requisitos de projeto apresentados anteriormente e mostrados na Tabela 3.2.

O principal objetivo da comparação é verificar as características elétricas dos conversores, como FP, DHT e eficiência. Outro principal objetivo da análise, é comparar o volume e a densidade de potência dos conversores. O cálculo do volume será feito baseado na definição de *boxed volume*, que nada mais é do que calcular o volume da caixa formada pelo driver (BOILLAT; KOLAR; MUHLETHALER, 2013).

Foi escolhido neste trabalho o PFC SEPIC, haja visto que este conversor apresenta similaridade de número de elementos passivos com o conversor proposto e é capaz de suprir a energia necessária dos LEDs nas mesmas condições das propostas para os conversores operando em baixa frequência. E ainda, o PFC SEPIC consegue alcançar um elevado fator de potência, baixa distorção harmônica da corrente de entrada e atende a norma IEC-61000-3-2 classe C (IEC, 2014). Outra possibilidade seria utilizar o PFC baseado no conversor *Ćuk*, que apresenta características semelhantes ao PFC SEPIC.

4.1 MODELAGEM MATEMÁTICA DO DRIVER CA-CC BASEADO NO CONVERSOR SEPIC EM MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

Na Figura 4.1 está mostrado o *driver* de LED baseado no conversor SEPIC em modo de condução descontínua (MCD). Esse conversor tem capacidade de alcançar naturalmente elevado fator de potência, sendo assim reconhecido como um circuito PFC. Este circuito de acionamento de LEDs é composto de um filtro EMI na entrada, um retificador de onda completa em ponte e o conversor CC-CC.

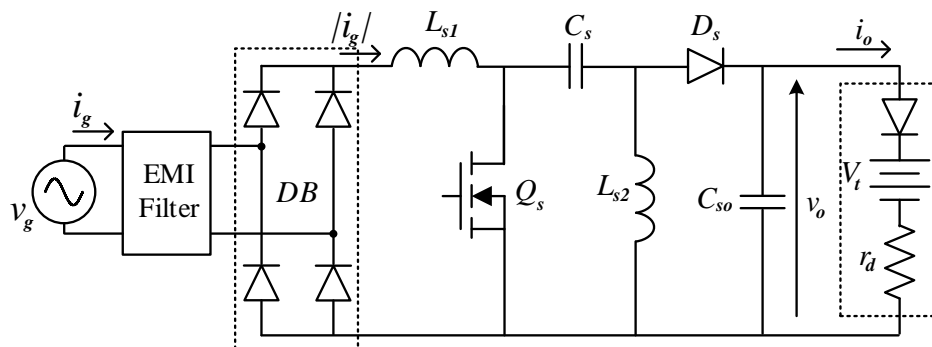


Figura 4.1: *Driver* de LED baseado no conversor SEPIC operando em alta frequência.

Na Figura 4.2 são mostradas as formas de ondas típicas do PFC SEPIC operando em modo DCM. Com relação à entrada, pode-se observar que a corrente i_g possui a mesma forma da tensão de entrada v_g , ou seja, o conversor emula uma resistência R_e .

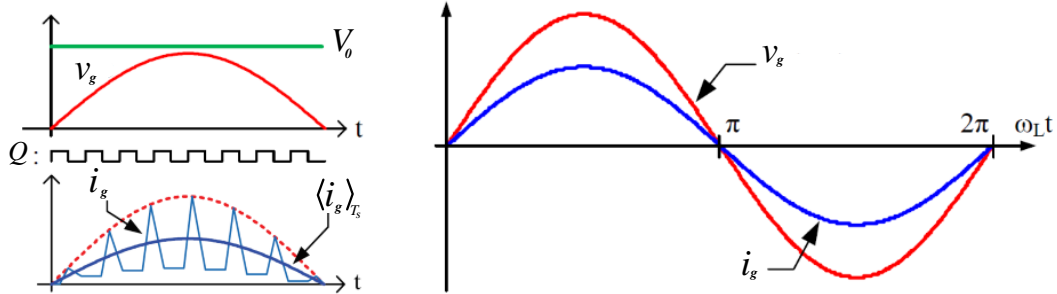


Figura 4.2: Formas de onda típicas do PFC SEPIC operando em DCM. Adaptado de (ALMEIDA, 2012).

A tensão da rede retificada v_{in} é representada pela Equação (4.10). V_G é o valor eficaz da rede CA.

$$v_{in} = \sqrt{2}V_G |\sin(\omega_L t)| \quad (4.1)$$

Para que o conversor opere em modo de condução descontínua (MCD) deve-se escolher uma razão cíclica menor do que a razão cíclica mostrada em (4.2).

$$D_{crit} = \frac{V_o}{V_o + \sqrt{2}V_G}. \quad (4.2)$$

4.1.1 Intervalo em que o interruptor Q está fechado

Na Figura 4.3 está mostrado o circuito equivalente do PFC SEPIC no intervalo em que o interruptor Q está fechado e o diodo D_s está em corte. Nesta etapa, a carga é alimentada pela energia armazenada no capacitor de saída C_{so} .

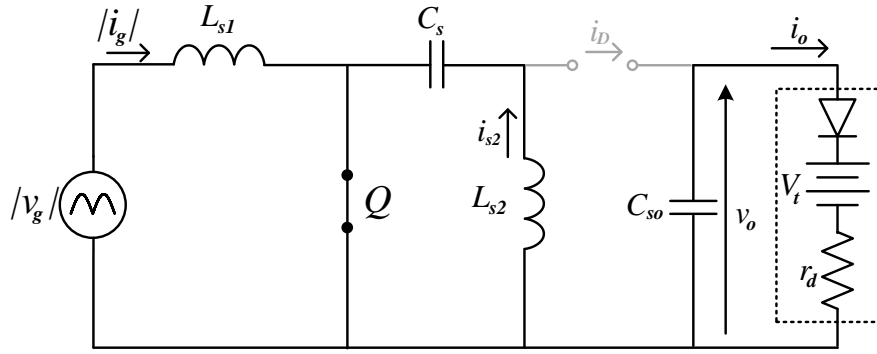


Figura 4.3: Circuito equivalente do *Driver* de LED baseado no conversor SEPIC operando em alta frequência para a interruptor Q fechada.

Pode-se observar que a tensão aplicada sobre o indutor L_{s1} é igual à tensão da rede retificada, logo tem-se a Equação (4.3). Como o conversor opera em DCM, a ondulação da corrente Δi_{s1} é igual ao valor de pico I_{s1p} que é dado pela Equação (4.4).

$$v_{in} = L_{s1} \frac{\Delta i_{s1}}{DT_s} \quad (4.3)$$

$$I_{s1p} = \Delta i_{s1} = \frac{v_{in} DT_s}{L_{s1}} \quad (4.4)$$

De maneira análoga é encontrado o valor de pico para o indutor L_{s2} , como mostrado em (4.5).

$$I_{s2p} = \Delta i_{s2} = \frac{v_{in} DT_s}{L_{s2}} \quad (4.5)$$

4.1.2 Intervalo em que o interruptor Q está aberto

A Figura 4.4 mostra circuito equivalente do PFC SEPIC no intervalo em que o interruptor Q está aberto e o diodo D_s conduz.

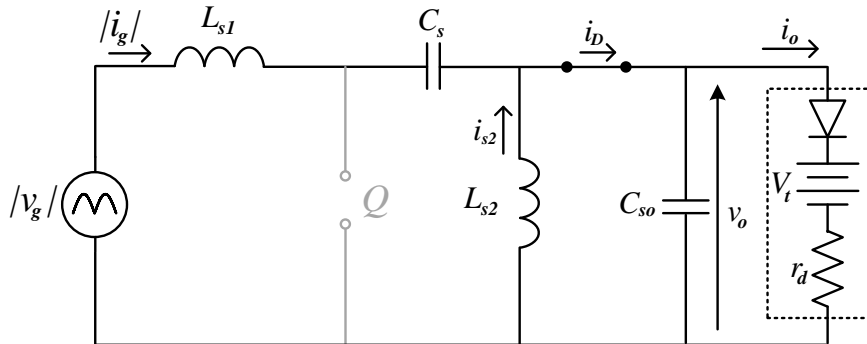


Figura 4.4: Circuito equivalente do *Driver* de LED baseado no conversor SEPIC operando em alta frequência para a interruptor Q aberta.

Neste intervalo, a tensão aplicada sobre os terminais dos indutores L_{s1} e L_{s2} é igual a $-V_o$. Assim, é possível encontrar t_d , que é definido como o tempo que a corrente no indutor leva para chegar a zero (visto que o circuito opera no modo de condução descontínua).

$$-V_o = L_{s1} \frac{\Delta i_{s1}}{t_d} = L_{s1} \frac{v_{in} D T_s}{L_{s1} t_d}$$

$$t_d = \frac{v_{in} D T_s}{V_o} \quad (4.6)$$

O valor da corrente que flui pelo diodo, i_D , é determinado pela soma das correntes i_{s1} com i_{s2} . Então, de acordo com as equações (4.4) e (4.5), o valor de pico da corrente no diodo (I_{Dp}) é dado pela Equação (4.7).

$$I_{Dp} = I_{s1p} + I_{s2p} = v_{in} D T_s \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) = \frac{v_{in} D}{f_s L_{eq}} \quad (4.7)$$

onde L_{eq} é um valor equivalente de indutância vista da entrada do conversor, que pode ser calculada por (4.8).

$$L_{eq} = \frac{L_{s1} L_{s2}}{L_{s1} + L_{s2}} \quad (4.8)$$

Na Figura 4.5 está mostrada a forma de onda da corrente no diodo D_s em um período de comutação.

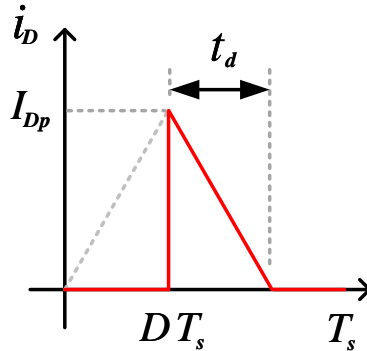


Figura 4.5: Forma de onda da corrente no diodo D_s em um período de comutação.

O valor médio instantâneo da corrente no diodo em um período de comutação, $\langle i_D \rangle_{T_s}$, pode ser encontrado por meio da área sob a curva da Figura 4.5 dividida pelo período T_s .

$$\langle i_D \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \frac{t_d I_{Dp}}{2} = \frac{\langle v_{in} \rangle_{T_s}^2 D^2}{2 V_o f_s L_{eq}} \quad (4.9)$$

O valor médio instantâneo da tensão de entrada é definido por (4.10).

$$\langle v_{in}(t) \rangle_{T_s} = \sqrt{2}V_G |\sin(\omega_L t)| \quad (4.10)$$

Substituindo (4.10) em (4.9), encontra-se a expressão da corrente média instantânea de saída. Observa-se que a corrente de saída do conversor contém uma componente CC e uma componente CA com o dobro da frequência da rede.

O valor médio desta corrente vai para a carga e a parte alternada é dividida entre o capacitor C_{so} e carga. A corrente média é então mostrada em (4.12) e a corrente do capacitor em (4.13).

$$\langle i_D(t) \rangle_{T_s} = \frac{V_G^2 D^2}{2V_o f_s L_{eq}} [1 - \cos(2\omega_L t)] \quad (4.11)$$

$$I_o = \langle \langle i_D(t) \rangle_{T_s} \rangle_T = \frac{V_G^2 D^2}{2V_o f_s L_{eq}} \quad (4.12)$$

$$\tilde{i}_{C_{so}} = -\frac{V_G^2 D^2}{2V_o f_s L_{eq}} \cos(2\omega_L t) \quad (4.13)$$

4.1.3 Balanço de potência

Considera-se que os elementos do PFC SEPIC são ideais, ou seja, a potência de entrada é igual a potência de saída. Sendo assim é possível encontrar uma expressão para a corrente de entrada média no período de comutação T_s , mostrada em (4.14).

$$\langle v_{in} \rangle_{T_s} \langle i_{in} \rangle_{T_s} = V_o \langle i_D \rangle_{T_s}$$

$$\langle i_{in}(t) \rangle_{T_s} = \frac{\sqrt{2}V_G D^2}{2f_s L_{eq}} |\sin(\omega t)| \quad (4.14)$$

A indutância equivalente L_{eq} pode ser encontrada rearranjando a Equação (4.12) e escrita como sendo (4.15).

$$L_{eq} = \frac{V_G^2 D^2}{2f_s V_o I_o} \quad (4.15)$$

Como uma forma de projeto pode-se primeiro calcular a indutância L_{s1} com base na ondulação de corrente desejada neste indutor por meio de Equação (4.16).

$$L_{s1} = \frac{2L_{eq}}{D\Delta I_{g\%}}. \quad (4.16)$$

O capacitor principal do conversor SEPIC (C_s) deve ser escolhido de modo que a frequência de ressonância do conversor fique acima da frequência da rede e abaixo da frequência de comutação (SIMONETTI; SEBASTIAN; UCEDA, 1997). Logo deve-se obedecer a relação descrita em (4.17).

$$f_L \ll f_r \ll f_s \quad (4.17)$$

Sendo a frequência de ressonância do PFC SEPIC dada por (4.18).

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{s1} + L_{s2})C_s}} \quad (4.18)$$

4.1.4 Análise da ondulação de corrente nos LEDs

Na Figura 4.6 está mostrada a forma de onda da corrente que flui pelo capacitor de saída C_{so} . A Equação que descreve esta corrente foi mostrada em (4.13), sendo o pico da corrente no capacitor dado por (4.19).

$$I_{Cp} = \frac{V_G^2 D^2}{2V_o f_s L_{eq}} \quad (4.19)$$

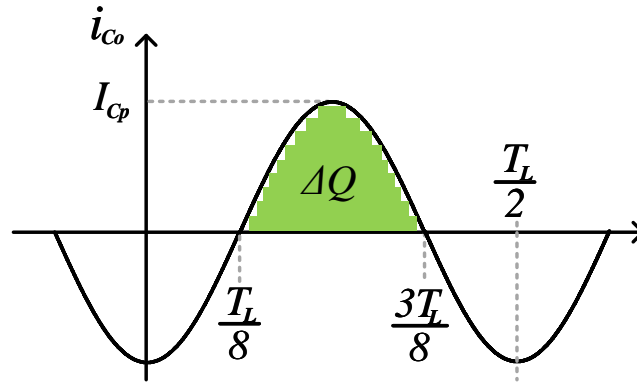


Figura 4.6: Forma de onda da corrente no capacitor C_{so} .

A variação da carga no capacitor C_{so} pode ser encontrada por (4.20).

$$\Delta Q = - \int_{\frac{T_L}{8}}^{\frac{3T_L}{8}} I_{Cp} \cos(2\omega_L t) dt = \frac{I_{Cp}}{\omega} \quad (4.20)$$

Pode-se escrever a ondulação de corrente ΔI_o como mostrado em (4.21).

$$\Delta I_o = \frac{\Delta Q}{r_d C_{so}} = \frac{I_{Cp}}{r_d C_{so} \omega_L} \quad (4.21)$$

Substituindo a Equação (4.19) em (4.21), é possível encontrar a variação da tensão de saída do PFC SEPIC.

$$\Delta I_o = \frac{V_G^2 D^2}{4\pi V_o r_d f_L f_s L_{eq} C_{so}} \quad (4.22)$$

Logo, para determinada ondulação de projeto pode-se calcular o capacitor de saída por meio de (4.23), em que $\Delta I_{o\%}$ é a ondulação percentual de corrente nos LEDs.

$$C_{so} = \frac{V_G^2 D^2}{4\pi V_o r_d f_L f_s L_{eq} \Delta I_o} = \frac{100}{2\pi f_L r_d \Delta I_{o\%}} \quad (4.23)$$

4.2 EXEMPLO DE PROJETO DO DRIVER CA-CC BASEADO NO CONVERSOR SEPIC EM MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

O projeto do conversor SEPIC será realizado com base nos parâmetros definidos na Tabela 3.2. Estes mesmos dados também foram usados no projeto dos conversores de baixa frequência.

O primeiro passo do projeto do PFC SEPIC é calcular a razão cíclica D que garante a operação do conversor em modo de condução descontínua. Considerando V_G e V_o presentes na Tabela 3.2 e utilizando a (4.2), pode-se calcular que a razão cíclica deve ser menor que 0,47. Logo escolheu-se $D = 0,37$.

A frequência de comutação escolhida foi $f_s = 50$ kHz. Considerando os valores projetados f_s , D , V_G e P_o , calcula-se a resistência equivalente L_{eq} do conversor por (4.15). Em seguida, definindo uma ondulação máxima de corrente no indutor L_{s1} de $\Delta I_{G\%} = 17\%$, calcula-se $L_{s1} = 11$ mH por meio de (4.16). E conseqüentemente obtém-se $L_{s2} = 366$ μ H.

A frequência de ressonância do conversor f_r escolhida foi de 3 kHz, que é muito maior do que f_L (60 Hz) evitando assim oscilações na corrente i_g . Em contrapartida, f_r é muito menor do que f_s (50 kHz) com o intuito de não influenciar na operação do PFC. Sendo assim pode-se calcular o capacitor C_s como sendo 248 nF, por meio de (4.18).

A ondulação de corrente de saída desejada é de 15% (105 mA), como definido anteriormente na Tabela 3.2. Sendo assim, o capacitor de saída pode ser calculado pela Equação (4.23), logo $C_{so} = 736$ μ F.

O filtro EMI foi projetado de acordo com Raggl, Nussbaumer e Kolar (2010). Foi obtido $C_f = 308$ nF e $L_f = 133$ μ H, levando em consideração os limites de ruídos de alta frequência permitidos para *drivers* de LEDs (IEC, 2008). Pode-se notar que o

filtro EMI possui baixo valor de indutância, isto se deve ao fato da indutância L_{s1} já realizar parte da filtragem.

Os parâmetros projetados estão então resumidos na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Exemplo de projeto do conversor CA-CC PFC SEPIC como *driver* de LEDs

Símbolo	Descrição	HF SEPIC
L_{s1}	Indutor 1 do conversor SEPIC	11 mH
L_{s2}	Indutor 2 do conversor SEPIC	366 μ H
C_s	Capacitor do conversor SEPIC	248 nF
C_{so}	Capacitor do filtro de saída	736 μ F
D	Razão cíclica	0,37

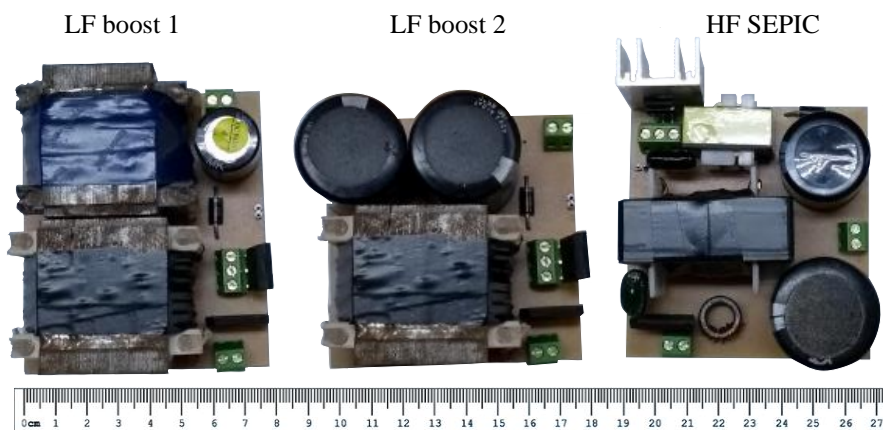
4.3 IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A fim de verificar as análises teóricas e fazer a comparação dos três *drivers* projetados, protótipos dos conversores foram construídos, os quais estão mostrados na Figura 4.7. Os principais elementos dos três protótipos encontram-se na Tabela 4.2. Vale destacar que o MOSFET utilizado nos *drivers* de baixa frequência é o IRFP460, já no *driver* de alta frequência foi utilizado o SPP08N80C3 (que é mais adequado para altas frequências). Os indutores de baixa frequência são construídos com núcleos de lâminas de ferro silício. Já os indutores de alta frequência são construídos com núcleo de ferrite.

Os parâmetros elétricos foram obtidos com o auxílio do osciloscópio TEKTRONIX DPO-3014 e do wattímetro YOKOGAWA WT-230. A tensão de entrada foi fornecida por uma fonte regulada de tensão, TENMA 72-765.

Tabela 4.2: Componentes dos protótipos

Componente	Valor
LF boost 1	
Diode bridge DB	GBU4J (600V / 4A)
Inductor L_{b1} and L_{b2}	347 mH/ 10 Ω / EI-50/ 780exp./ AWG 23
Diode D_1	MUR4100 (1000V / 4A)
MOSFET Q_b	IRFP460 (500V / 0,27 Ω)
Capacitor C_{bo}	KXG 82 μ F / 400 V
LF boost 2	
Diode bridge DB	GBU4J (600V / 4A)
Inductor L_{b1}	347 mH/ 10 Ω / EI-50/ 780exp./ AWG 23
Diode D_1	MUR4100 (1000V / 4A)
MOSFET Q_b	IRFP460 (500V / 0,27 Ω)
Capacitor C_{bo}	2 x SMK 470 μ F / 450V
HF SEPIC	
Diode bridge	GBU4J (600V / 4A)
Inductor L_{s1}	11,2 mH / NEE 55-28-21 / 26exp. entreferro = 0,48 mm / AWG 24
Inductor L_{s2}	372 μ H / NEE 30-15-14 / 48exp. entreferro = 0,40 mm / AWG 21
Diode D_2	MUR4100 (1000V / 4A)
Capacitor C_s	TDK 250 nF / 400V Polyester Capacitor
Capacitor C_{so}	SMK 470 μ F / 450V EPCOS 330 μ F / 400V
Filtro de EMI	DM: 136 μ H / 470nF
MOSFET Q_s	SPP08N80C3 (800V / 0,65 Ω)

Figura 4.7: Protótipos dos três *drivers* de LEDs.

4.3.1 Circuitos de disparo dos interruptores dos conversores

Esta seção tem como objetivo mostrar como é feito o disparo dos interruptores dos *drivers* de baixa e alta frequência, mostrando as particularidades e o circuito utilizado para cada caso.

4.3.1.1 Acionamento dos conversores de baixa frequência

Os pulsos de disparo do MOSFET nos drivers de baixa frequência devem estar sincronizados com a tensão da rede elétrica, a fim de possibilitar ao conversor ter elevado fator de potência.

Sendo assim, o circuito de disparo do MOSFET nos dois *drivers* de baixa frequência é composto por um circuito integrado TCA 785 (SIEMENS SEMICONDUCTOR GROUP, 2005), por dois optoacopladores (6N135 e HCPL-3120) e por um microcontrolador TM4C123GH6PM.

O microcontrolador utilizado neste trabalho é o TM4C123GH6PM da Texas Instruments, que possui um poderoso núcleo ARM Cortex-M4F de 32 bits, funcionando a 80 MHz. Além disso, contém uma unidade de ponto flutuante de precisão simples, 32 KB de SRAM, 256 KB de memória Flash e os periféricos importantes para este trabalho: Gerador de PWM e conversor A/D de 12 bits (importante para o controle).

A placa de desenvolvimento EK-TM4C123GXL contendo o processador citado é mostrada na Figura 4.8.



Figura 4.8: Placa de desenvolvimento do microcontrolador TIVA TM4C123G

O CI TCA 785 faz a detecção do momento em que a tensão de entrada passa pelo zero e fornece em sua saída um pulso.

Os optoacopladores (6N135 e HCPL-3120) têm a função de isolar o microcontrolador, além de ajustar os níveis de tensão para disparo do MOSFET e para os suportados pelo microcontrolador.

O diagrama simplificado do circuito de comando é mostrado na Figura 4.9. Neste circuito pode-se notar que o TCA 785 gera em sua saída um pulso de 15V a cada vez que a tensão da rede passa por zero, ou seja, numa frequência de 120 Hz, sendo assim este pulso é enviado ao microcontrolador TM4C123GH6PM por meio do optoacoplador 6N135, que além de isolar o μC ajusta o nível do pulso para 3,3V.

Então, o microcontrolador gera em sua saída um pulso de duração DT_s de acordo

com a razão cíclica definida em projeto, porém o PWM gerado não pode ser ligado diretamente ao MOSFET pois não possui nível de tensão suficiente. Logo, utiliza-se o optoacoplador HCPL-3120 para isolar o microcontrolador do circuito de potência e para ajustar o nível de tensão necessário para acionamento do MOSFET (15V).

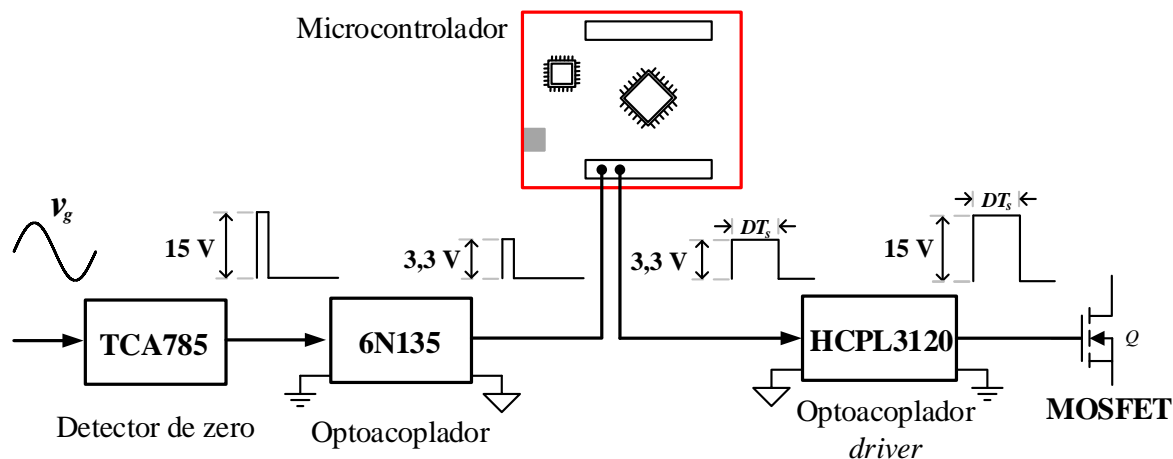


Figura 4.9: Diagrama simplificado do circuito de comando dos *drivers* de baixa frequência

A placa de comando utilizada está mostrada na Figura 4.10.

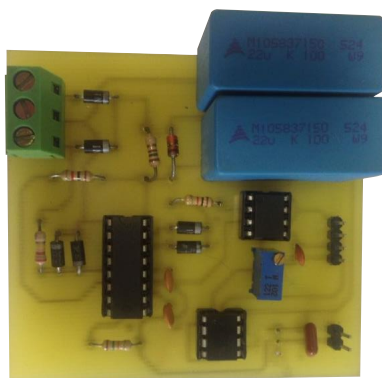


Figura 4.10: Placa do circuito de comando dos *drivers* de baixa frequência

4.3.1.2 Acionamento do conversor de alta frequência

No *driver* de alta frequência, os pulsos de disparo do MOSFET não necessitam de sincronismo com a rede elétrica, logo este possui circuito de disparo mais simples.

A Figura 4.11 mostra o esquemático do circuito de acionamento de MOSFET isolado empregado para comandar o interruptor do *driver* de alta frequência; o optoacoplador utilizado é o mesmo descrito anteriormente (HCPL-3120), que possui alta velocidade de comutação. A fonte de 15 V do optoacoplador é derivada da fonte isolada

DC-DC brick DCH010515S, que tem como alimentação 5 V (ALBUQUERQUE et al., 2017).

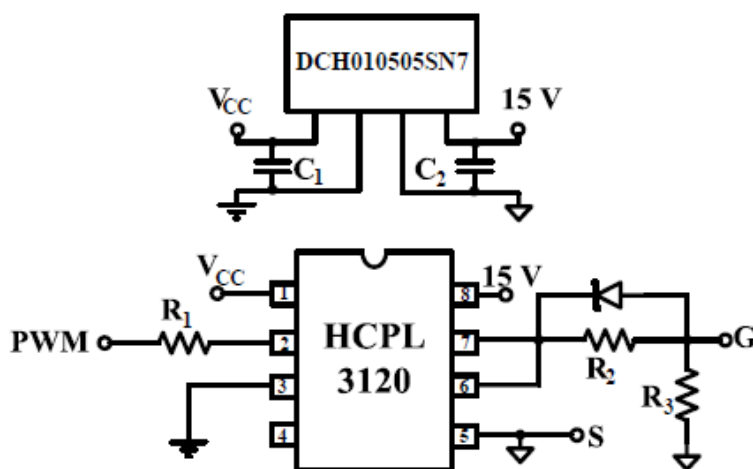


Figura 4.11: Esquemático do circuito de disparo. Adaptado de Albuquerque et al. (2017).

O diagrama simplificado do circuito de acionamento está mostrado na Figura 4.12. Utiliza-se o microcontrolador TM4C123GH6PM para gerar os pulsos na frequência de comutação e o circuito isolado para ajustar o nível de tensão necessário para acionar o MOSFET (15V).

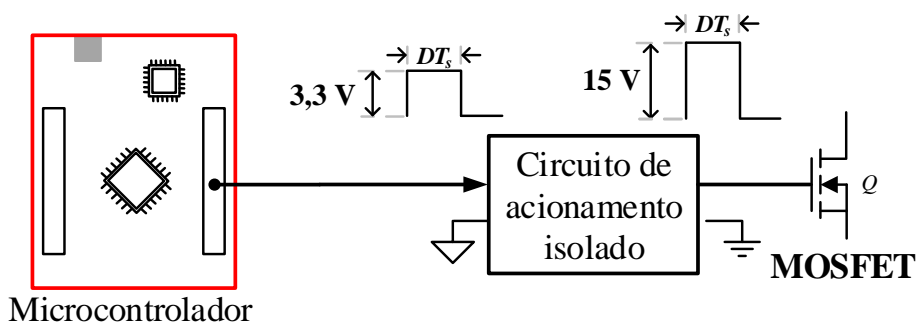


Figura 4.12: Diagrama simplificado do circuito de comando do *driver* de alta frequência

O circuito de acionamento utilizado está mostrado na Figura 4.13.



Figura 4.13: Placa do circuito de acionamento do *driver* de alta frequência. Adaptado de Almeida (2014).

4.3.2 Resultados experimentais

A Figura 4.14 mostra as formas de onda experimentais para o Pré-regulador boost com filtro CL (LF boost 1). Como pode ser visto, os resultados experimentais estão de acordo com os encontrados na análise teórica, uma vez que a corrente média de 700 mA medida experimentalmente é exatamente a corrente de projeto. A ondulação de corrente obtida foi de 117mA, valor muito próximo ao valor esperado de projeto de 105 mA. A corrente de entrada acompanha a forma senoidal da tensão da rede, o que leva o *driver* alcançar um elevado fator de potência (0,99) e uma reduzida DHT (8,45%). Neste caso, a potência de entrada medida pelo wattímetro foi de 206,8 W, sendo a eficiência desse conversor de 92,5%.

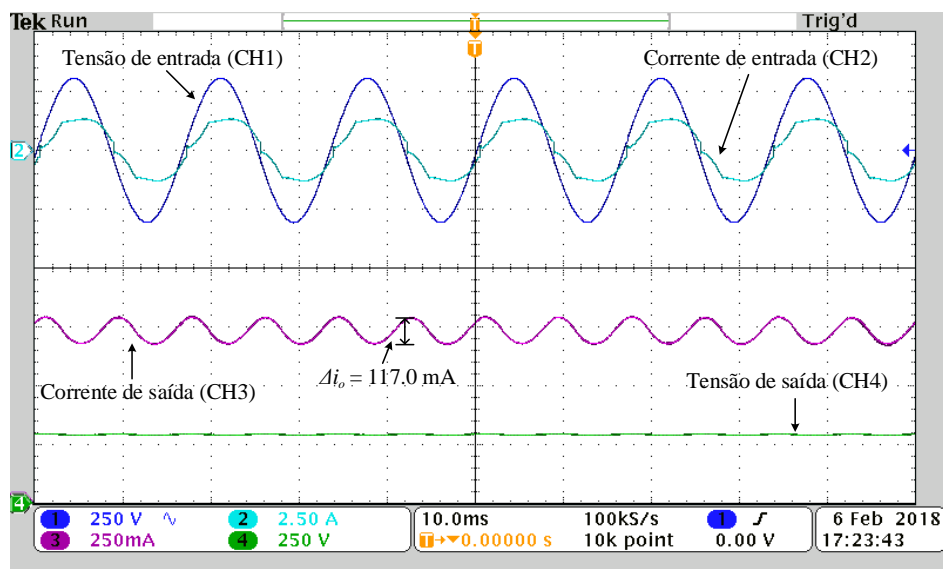


Figura 4.14: Formas de ondas experimentais obtidas para o *driver* de LEDs baseado no pré-regulador boost de baixa frequência com filtro CL. Tensão de entrada (CH1 - 250V/div), Corrente de entrada (CH2 - 2.5 A/div), Corrente de saída (CH3 - 250 mA/div) e Tensão de saída (250 V/div). Escala horizontal: 10 ms/div.

Na Figura 4.15 são mostradas as formas de onda de tensão e corrente na entrada e saída do conversor baseado no Pré-regulador boost com filtro C (LF boost 2). A

corrente média encontrada experimentalmente foi de 702 mA, que é próxima ao valor projetado de 700 mA. A ondulação de corrente no arranjo de LEDs foi de 102 mA. Neste caso, foi alcançado um fator de potência de 0,99 e uma DHT de 11,7%, o que mostra que o filtro utilizado na saída pouco interfere na corrente de entrada. A potência de entrada para esse conversor foi de 202 W, com uma eficiência de 94,9%.

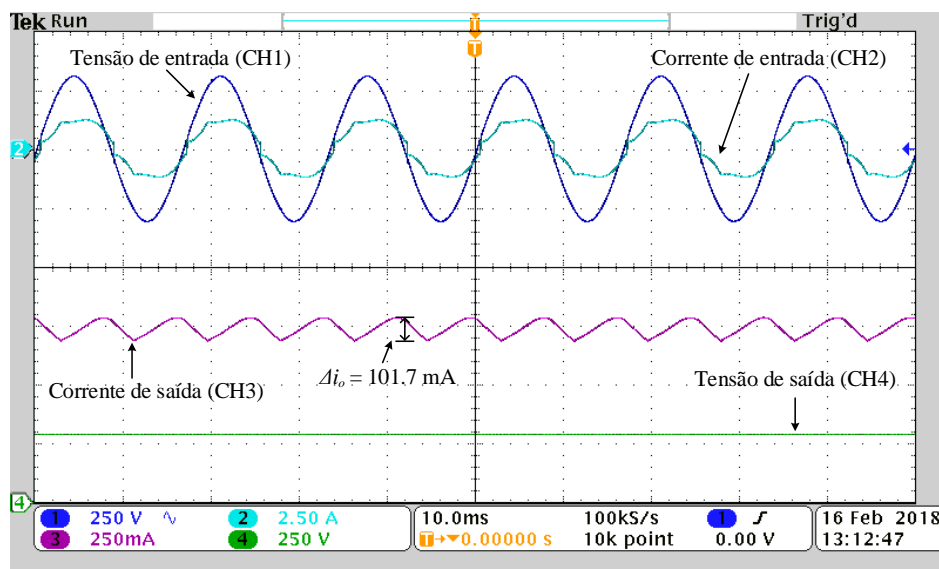


Figura 4.15: Formas de ondas experimentais obtidas para o *driver* de LEDs baseado no pré-regulador boost de baixa frequência com filtro C. Tensão de entrada (CH1 - 250V/div), Corrente de entrada (CH2 - 2.5 A/div), Corrente de saída (CH3 - 250 mA/div) e Tensão de saída (250 V/div). Escala horizontal: 10 ms/div.

A Figura 4.16 mostra as principais formas de ondas do *driver* para LEDs que utiliza o conversor SEPIC como PFC (HF SEPIC). A corrente média de saída encontrada foi de 702 mA, com uma ondulação da corrente de saída de 112 mA. A corrente de entrada do PFC SEPIC tem forma semelhante à senoide da tensão da rede, o que garante a esse conversor um elevado fator de potência (0,99) e a menor DHT entre os conversores avaliados (3,86%). Nesse caso, a potência de entrada obtida foi de 204,7 W e a eficiência foi de 93,7%.

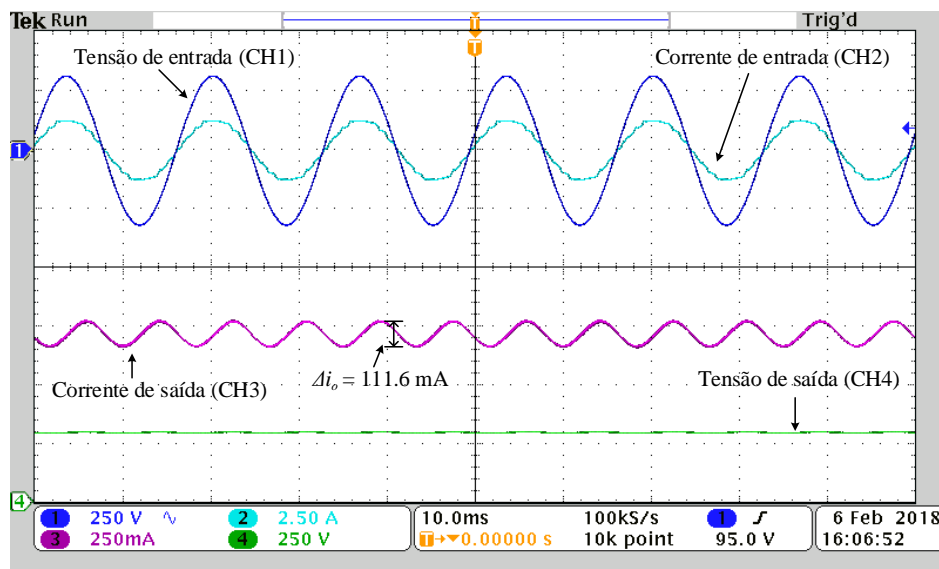


Figura 4.16: Formas de ondas experimentais obtidas para o *driver* de LEDs baseado no conversor SEPIC operando em MCD em alta frequência. Tensão de entrada (CH1 - 250V/div), Corrente de entrada (CH2 - 2.5 A/div), Corrente de saída (CH3 - 250 mA/div) e Tensão de saída (250 V/div). Escala horizontal: 10 ms/div.

Com base nos resultados experimentais obtidos pode-se fazer a comparação dos três *drivers* construídos. A Tabela 4.3 apresenta a uma comparação do ponto de vista elétrico e físico dos conversores abordados.

Tabela 4.3: Medidas experimentais dos conversores

Parâmetro	LF boost 1	LF boost 2	HF SEPIC
P_G [W]	206,8	202,2	204,7
V_G [V]	220	220	220
I_G [mA]	940	919	930
P_o [W]	191,2	191,8	191,7
V_o [V]	273,3	273,3	273,1
I_o [mA]	700	702	702
ΔI_o [%]	16,72	14,54	15,95
FP	0,99	0,99	0,99
η [%]	92,5	94,9	93,7
DHT [%]	8,45	11,7	3,86
<i>Boxed Volume</i> [cm ³]	508.17	436.31	454.14
Densidade de potência [W/cm ³]	0.4069	0.4634	0.4507

Todos os conversores projetados apresentam elevado fator de potência (0,99). Os conversores em baixa frequência (LF boost 1 e LF boost 2) apresentaram DHT maior que o conversor em alta frequência (HF SEPIC). As distorções nas correntes de entrada podem ser observadas nas Figuras 4.14 e 4.15; estas não apresentam uma forma senoidal perfeita. Apesar desta distorção, o harmônico da corrente de entrada permanece em conformidade com o padrão IEC-61000-3-2, como mostrado na Figura 4.17. Os

outros harmônicos (15 a 39) não foram mostrados, pois seus valores são negligenciáveis. Pode-se observar que o conversor operando em alta frequência (PFC SEPIC) apresenta a componente de 3º harmônica muito menor que a dos demais, obtendo assim uma corrente de entrada mais próxima de uma senoide e uma menor DHT. Vale ressaltar que os *drivers* foram alimentados com uma fonte de tensão CA controlada, com uma forma de onda perfeitamente senoidal.

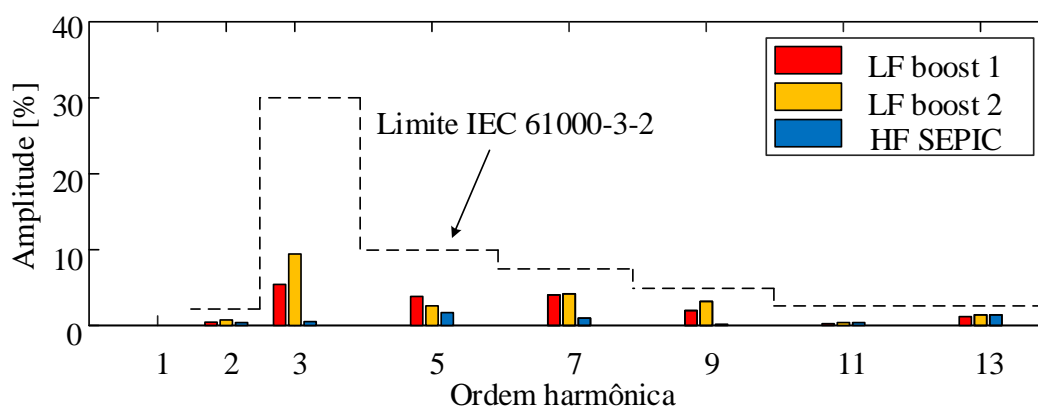


Figura 4.17: Conteúdo harmônico da corrente de entrada para os três *drivers*.

As eficiências dos conversores LF boost 1, LF boost 2 e HF SEPIC foram, respectivamente 92,5% , 94,5% e 93,7%. Todos os conversores apresentaram elevada eficiência, obtendo valor maior do que o recomendado pelo *U.S. Department of Energy* (DOE, 2012), que é de 89%. Como os três conversores apresentam características bem distintas, é interessante avaliar a distribuição de perdas para cada protótipo, como mostrado na Tabela 4.4.

Tabela 4.4: Distribuição das perdas de cada conversor

LF boost 1		LF boost 2		HF SEPIC	
Componente	Perda	Componente	Perda	Componente	Perda
L_{b1}	7,64 W	L_{b1}	7,21 W	L_{s1}	1,85 W
L_{b2}	4,95 W	C_{bo}	0,44 W	L_{s2}	0,89 W
C_{bo}	0,11 W	DB	2,06 W	C_{so}	0,90 W
DB	2,17 W	Q_b	0,28 W	C_s	0,05 W
Q_b	0,31 W	D_1	0,41 W	DB	2,21 W
D_1	0,42 W			Q_s	6,34 W
				D_2	0,65 W
				EMI	0,11 W
Total	15,60 W	Total	10,40 W	Total	13,00 W

Pode-se constatar que os conversores em baixa frequência (LF boost 1 e LF boost 2) apresentam as maiores perdas em seus indutores, devido à elevada indutância que tende a dissipar significativa potência em seu enrolamento e núcleo de ferro silício. Em contrapartida, as perdas no interruptor são maiores no conversor de alta frequência (HF

SEPIC), em virtude das perdas por comutação. Neste estudo comparativo, o conversor em baixa frequência baseado no pré-regulador boost com filtro capacitivo (LF boost 2) apresentou a maior eficiência, pois possui apenas um indutor e reduzidas perdas no interruptor.

Os protótipos foram construídos com a maior aproximação possível de seus elementos. Desta forma, considerou-se o *boxed volume* ao invés de somar o volume de cada componente, como abordado em Boillat, Kolar e Muhlethaler (2013). O conversor em baixa frequência com filtro CL (LF boost 1) apresentou o maior volume, devido aos dois indutores de baixa frequência, conseqüentemente, obteve a menor densidade de potência entre os três casos avaliados. O conversor em baixa frequência com filtro puramente capacitivo possui o menor volume. Isto se deve ao fato dos *drivers* de baixa frequência não utilizarem filtro EMI como é necessário nos *drivers* de alta frequência. O volume do EMI apresenta grande influência na densidade de potência dos conversores (RAGGL; NUSSBAUMER; KOLAR, 2010).

4.4 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram apresentados a modelagem e um exemplo de projeto de um *driver* de alto fator de potência, operando em alta frequência. Foram obtidos resultados experimentais para os *drivers* de baixa frequência (projetados no capítulo 3) e para o *driver* de alta frequência projetado no presente capítulo. Por fim, foi realizada uma comparação dos três *drivers*, quanto à distribuição das perdas, a eficiência global e o volume dos protótipos.

5 MODELAGEM E CONTROLE DO DRIVER PARA LEDS BASEADO NO PRÉ-REGULADOR BOOST COM FILTRO CL DE SAÍDA

Este capítulo trata dos detalhes de implementação prática do conversor quanto à modelagem em pequenos sinais, projeto de controladores e prototipagem utilizando uma plataforma microcontroladora para controle digital da corrente de saída.

Neste capítulo serão apresentados os detalhes da implementação do conversor em malha fechada. Será feita a modelagem em pequenos sinais, projeto do controlador e prototipagem utilizando um microcontrolador para o controle digital da corrente de saída.

É descrito o processo de modelagem média no espaço de estados do conversor para se obter uma função de transferência saída-contrôle, que possibilita a sintonia de um controlador que mantenha a corrente média de saída ajustada no valor de referência. Além disso, espera-se que o controle proposto seja capaz de ajustar a intensidade luminosa (*dimming*) na luminária por meio da mudança no valor de referência de corrente média.

O microcontrolador empregado também é utilizado no algoritmo de sincronismo em conjunto com um circuito analógico de detecção de passagem por zero. Isto permite o funcionamento correto de conversores em baixa frequência, mantendo assim um elevado fator de potência no *driver*.

A Figura 5.1 mostra o driver de LEDs apresentado no Capítulo 3 em malha fechada.

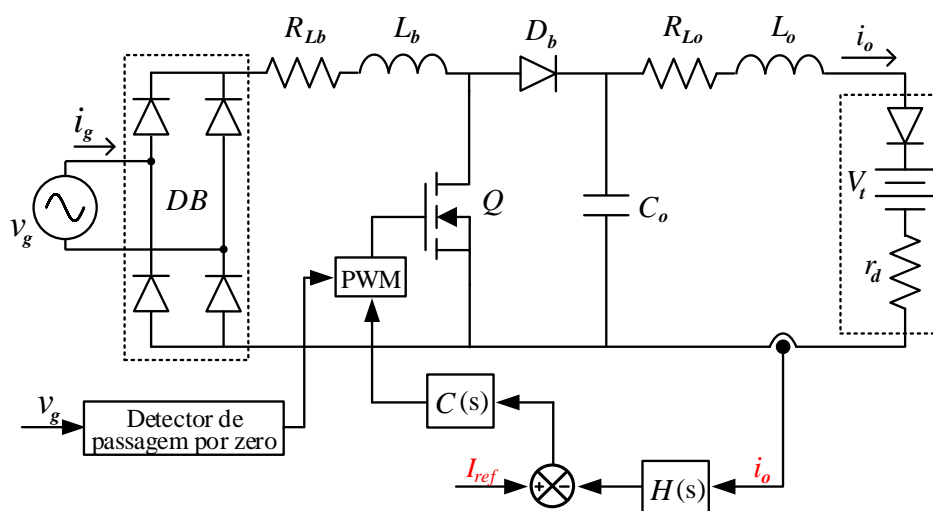


Figura 5.1: Driver de LED baseado no Pré-regulador boost com filtro CL em malha fechada.

5.1 MODELAGEM DO CONVERSOR NO ESPAÇO DE ESTADOS

A técnica de modelagem média no espaço de estados é aplicada neste trabalho com o objetivo de se obter uma função de transferência saída-contrôle do conversor em baixa frequência CA-CC baseado no pré-regulador boost. Esta FT relaciona perturbações na corrente média de saída com a variável de controle (razão cíclica), possibilitando assim o projeto do compensador.

A modelagem média no espaço de estados foi feita de acordo com os conceitos presentes em Barbi (2015) e em Mahdavi, Emadi e Toliyat (1997).

Na Figura 5.2 está mostrado o circuito equivalente que será modelado no espaço de estados. Pode-se notar que a tensão da rede e a ponte retificadora foram substituídas por uma fonte de tensão contínua V_{in} , sendo esta o valor médio da tensão da rede retificada.

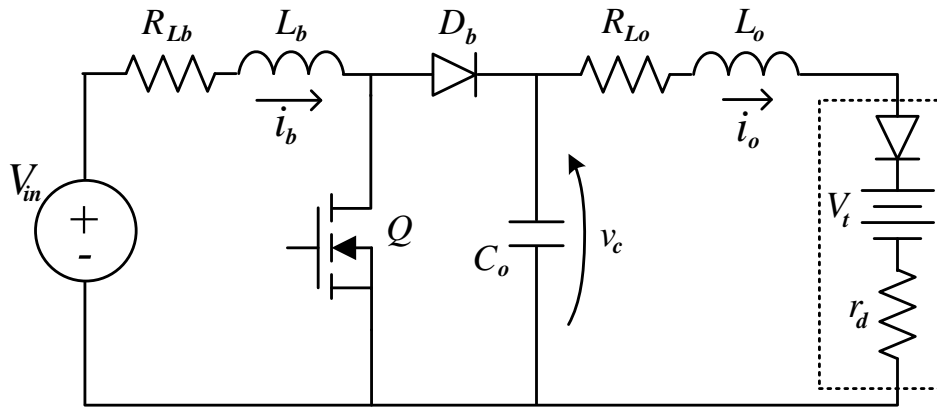


Figura 5.2: Circuito equivalente do Driver de LED baseado no Pré-regulador boost com filtro CL para a modelagem média no espaço de estados.

5.1.1 Modelagem média no espaço de estados

Com a modelagem média das variáveis de interesse, é possível fazer com que o sistema original, que varia periodicamente (Sistema não linear variante no tempo), seja modelado como um sistema no qual é possível somente observar a evolução temporal das médias ciclo a ciclo (Sistema não linear invariante no tempo).

O vetor de variáveis de estado do sistema está mostrado em (5.1). Estas três variáveis são relacionadas com os três elementos armazenadores de energia (L_b , L_o e C_o).

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_b(t) \\ i_o(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

As entradas do sistema são mostradas em (5.2), sendo estas o valor médio da tensão retificada da rede elétrica ($V_{in} = \frac{2V_p}{\pi}$) e a tensão de limiar do arranjo de LEDs. Vale ressaltar, no entanto, que nenhuma destas entradas é a variável de controle desejada.

$$u(t) = \begin{bmatrix} V_{in} \\ V_t \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

Considerando a operação do *driver* de LEDs em baixa frequência em modo de condução contínua (MCC), ou seja, a corrente do indutor L_b não tocar o valor zero, o conversor terá somente dois estagiários de operação.

O primeiro estágio, interruptor Q fechado e o diodo D_b polarizado de modo reverso, é representado por

$$\dot{x} = A_1x + B_1u, \quad (5.3)$$

sendo que A_1 e B_1 podem ser obtidos pelas equações diferenciais do circuito (apresentadas no Capítulo 3), e estão mostrados em (5.4) and (5.5):

$$A_1 = \begin{bmatrix} \frac{-R_{Lb}}{L_b} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R_{Lo} - r_d}{L_o} & \frac{1}{L_o} \\ 0 & \frac{-1}{C_o} & 0 \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_b} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{L_o} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.5)$$

Em contrapartida, quando o interruptor Q está aberto e o diodo D_b está em condução, as equações de estado podem ser escritas como em (5.14):

$$\dot{x} = A_2x + B_2u \quad (5.6)$$

em que A_2 e B_2 são dados por (5.7) e (5.8):

$$A_2 = \begin{bmatrix} \frac{-R_{Lb}}{L_b} & 0 & \frac{-1}{L_b} \\ 0 & \frac{-R_{Lo} - r_d}{L_o} & \frac{1}{L_o} \\ \frac{1}{C_o} & \frac{-1}{C_o} & 0 \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_b} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{L_o} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.8)$$

Desde que o conversor opere no MCC, a matriz de sistema (A) e a matriz de entrada (B), que representam o modelo médio do sistema, podem ser obtidas por meio de (5.9):

$$\begin{cases} A = A_1d + A_2(1 - d) \\ B = B_1d + B_2(1 - d) \end{cases}, \quad (5.9)$$

em que d é a razão cíclica.

Sendo assim, pode-se definir as novas variáveis de estado como sendo o valor médio (no período de comutação T_s , que é metade do período da rede elétrica) das variáveis originais, como mostrado em

$$\bar{x}(t) \approx \langle x(t) \rangle_{T_s} = \begin{bmatrix} I_b(t) \\ I_o(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix}. \quad (5.10)$$

Logo, tem-se assim o espaço de estados médio, mostrado em (5.11):

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}} = A\bar{x} + B\bar{u} \\ \bar{y} = C\bar{x} + D\bar{u} \end{cases}. \quad (5.11)$$

Como o objetivo deste trabalho é encontrar a dinâmica da corrente no arranjo de LEDs, a matriz de saída (C) assume a seguinte forma:

$$C = [0 \quad 1 \quad 0] \quad (5.12)$$

5.1.2 Modelagem de pequenos sinais do conversor

O sistema médio no espaço de estados obtido é não linear. Portanto, com o objetivo de controlar a corrente no arranjo de LEDs por meio do ajuste da razão cíclica (a relação entre o tempo de condução e o período de comutação T_s), D , é necessário, utilizando técnicas de controle clássico, linearizar o sistema em torno do ponto de trabalho. Pode-se obter assim um modelo de pequenos sinais, que é a decomposição do sinal em uma componente CC (valor médio absoluto no ponto de trabalho) e a componente CA (Perturbação em torno do ponto de trabalho).

Para tal linearização faz-se com que todas as variáveis médias do modelo médio no espaço de estados sejam decompostas como sendo:

$$\begin{cases} x = X + \tilde{x} \\ u = U + \tilde{u} \\ y = Y + \tilde{y} \\ d = D + \tilde{d} \end{cases} \quad (5.13)$$

Substituindo (5.13) em (5.11), obtém-se:

$$\begin{cases} \dot{X} + \dot{\tilde{x}} = A(X + \tilde{x}) + B(U + \tilde{u}) \\ Y + \tilde{y} = C(X + \tilde{x}) \end{cases} \quad (5.14)$$

Considerando que X é constante, tem-se que \dot{X} é igual a zero, logo pode-se encontrar o ponto de trabalho por meio da resolução CC do sistema (5.14), como mostrado em (5.15):

$$\begin{cases} 0 = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (5.15)$$

O valor da razão cíclica no ponto de trabalho pode ser encontrado pela resolução de 5.16 para a corrente média desejada ($Y = I_o$),

$$I_o = -CA^{-1}BU, \quad (5.16)$$

sendo o vetor de entrada (U) constante no ponto de trabalho, mostrado em (5.17):

$$U = \begin{bmatrix} V_{in} \\ V_t \end{bmatrix}. \quad (5.17)$$

As variáveis de estado no ponto de trabalho em regime permanente podem ser encontradas pela resolução de (5.18):

$$X = -A^{-1}BU \quad (5.18)$$

Fazendo a ponderação com pequenos sinais como mostrado em (5.9), as matrizes A e B são ponderadas pela razão cíclica $(D + \tilde{d})$, e substituindo no sistema (5.14), obtém-se:

$$\dot{\tilde{x}} = [A_1(D + \tilde{d}) + A_2(1 - D - \tilde{d})](X + \tilde{x}) + [B_1(D + \tilde{d}) + B_2(1 - D - \tilde{d})](U + \tilde{u}). \quad (5.19)$$

Considerando que o produto de duas variáveis de pequenos sinais é desprezível, pode-se obter:

$$\dot{\tilde{x}} = [AX + BU] + [A\tilde{x} + B\tilde{u}] + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U]\tilde{d}. \quad (5.20)$$

Como o objetivo é que se tenha um sistema cuja variável de entrada seja a variável de controle de pequenos sinais (\tilde{d}) , deve-se ter um modelo que descreve somente as variáveis de pequenos sinais e que tenha o formato clássico em espaço de estados. Desta forma, faz-se com que u seja constante ($\tilde{u} = 0$) e considera-se somente a parte de pequenos sinais (CA), obtendo assim (5.21):

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U]\tilde{d} \\ \tilde{y} = C\tilde{x} \end{cases}. \quad (5.21)$$

A partir do modelo de pequenos sinais, a função de transferência que relaciona a perturbação na corrente média no arranjo de LEDs (\tilde{i}_o) com a razão cíclica de pequenos sinais (\tilde{d}) pode ser obtida por meio da resolução de (5.22).

$$G_d(s) = \frac{\tilde{i}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = C(sI - A)^{-1}B_d + (C_1 - C_2)X, \quad (5.22)$$

em que B_d é dado por (5.23):

$$B_d = [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U]. \quad (5.23)$$

5.2 PROPOSTA DE CONTROLE

O compensador será projetado para o conversor proposto no Capítulo 3, cujos parâmetros estão resumidos na Tabela 5.1.

Tabela 5.1: Parâmetros do conversor

Símbolo	Descrição	Valor
V_G	Tensão eficaz da rede	220 V
f_L	Frequência da rede	60 Hz
V_t	Tensão de limiar da luminária LED	259,2 V
r_d	Resistência dinâmica da luminária LED	24 Ω
I_o	Corrente média de saída	700 mA
L_b (R_{Lb})	Indutor principal do conversor boost	350 mH (9,8 Ω)
L_o (R_{Lo})	Indutor do filtro de saída	350 mH (9,8 Ω)
C_{bo}	Capacitor do filtro de saída	82 μ F
D	Razão cíclica	0,33

Considerando estes parâmetros e substituindo na Equação (5.22) encontra-se a função de transferência mostrada em (5.24):

$$G_d(s) = \frac{-36800s + 1,766 \cdot 10^7}{s^3 + 124,6s^2 + 5,28 \cdot 10^4 s + 2,46 \cdot 10^6}, \quad (5.24)$$

que relaciona a corrente média de saída com a razão cíclica.

5.2.1 Validação do modelo de pequenos sinais

A fim de validar o modelo desenvolvido, a função de transferência foi simulada via MATLAB e o resultado foi comparado com o que foi obtido experimentalmente com o protótipo construído. A perturbação na corrente de saída ($i_o(\tilde{s})$), foi somada com o valor nominal da corrente média (I_o), para que se obtenha o valor da corrente de saída i_o para comparação com o resultado prático.

A validação, do modelo projetado, é mostrada na Figura 5.3. Foi introduzida uma perturbação na razão cíclica de +6%. Como pode ser visto, o modelo de pequenos sinais proposto representa com boa precisão o comportamento dinâmico do *driver* de LED baseado no pré-regulador boost.

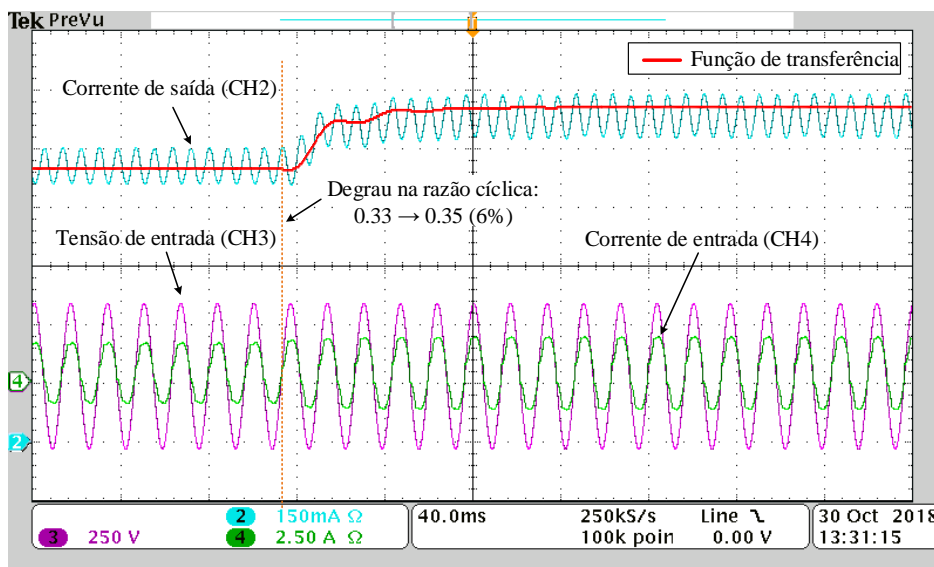


Figura 5.3: Validação do modelo de pequenos sinais do *driver* de LEDs baseado no Pré-regulador boost.

5.2.2 Projeto do compensador

Pretende-se usar a estrutura clássica de controle, com realimentação negativa e com malha única de compensação do sinal de erro, para a operação em malha fechada do conversor. Pode-se ver esta estrutura na Figura 5.4

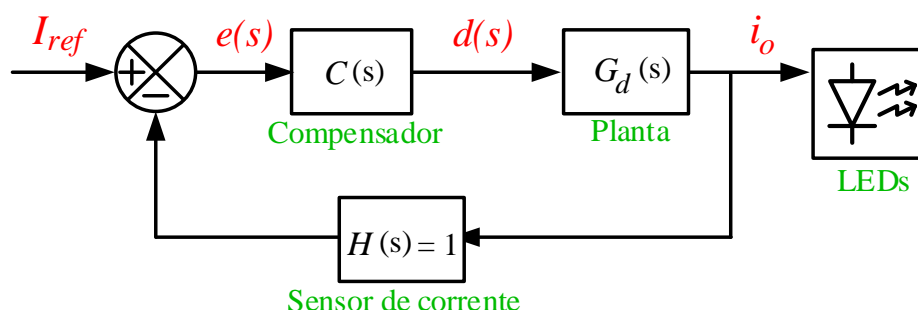


Figura 5.4: Malha de controle proposta para o controle em malha fechada do *driver* de LEDs baseado no pré-regulador boost.

Quanto ao projeto do compensador ($C(s)$), este será feito pela análise da resposta em frequência e pelo lugar das raízes (OGATA; YANG, 2002), de modo a atender as seguintes restrições de projeto:

- A. Uma frequência de cruzamento de ganho em malha aberta, de no mínimo duas décadas abaixo do dobro da frequência da rede (120 Hz), de forma a garantir que as ondulações de baixa frequência presentes na corrente de saída não interfiram no controle, prevenindo assim a degradação do fator de potência.

- B. Uma margem de fase em malha aberta maior do que 60° , de forma a alcançar uma boa resposta dinâmica sem causar um elevado sobressinal na corrente de saída.
- C. Uma margem de ganho em malha aberta tão grande quanto possível, de modo a garantir a estabilidade do sistema e uma boa rejeição de perturbações.
- D. Erro de estado estacionário nulo ao seguir uma referência de corrente constante, se o compensador tiver uma ação integral, pois assim tem-se um alto ganho em malha aberta em baixas frequências.
- E. Conseguir atender todas as restrições com um compensador mais simples possível.

Respeitando as restrições, foi verificado, com a ajuda da ferramenta de sintonia de controladores do MATLAB, que é possível alcançar o comportamento dinâmico esperado com um simples integrador de ganho 2,2. A função de transferência do compensador está mostrada em (5.25):

$$C(s) = \frac{K_i}{s} = \frac{2,2}{s}. \quad (5.25)$$

O compensador de corrente projetado é então composto somente pela ação integral, cujo ganho é de 6,8 dB. Este compensador pode ser interpretado como um filtro, que tem uma frequência de corte de aproximadamente 1,1 Hz, ou seja, aproximadamente duas décadas abaixo de 120 Hz, que é a frequência da ondulação de baixa frequência na corrente de saída. Isso garante uma grande atenuação das componentes de 120 Hz no sinal de erro, prevenindo assim distorções na corrente de entrada que poderiam causar a degradação do fator de potência.

É importante destacar a relação entre a frequência de cruzamento de ganho unitário da função de transferência de malha aberta (FTMA) e as componentes harmônicas da corrente de entrada. O principal objetivo é verificar se o *driver* está de acordo com as normas vigentes com relação aos limites de cada componente harmônico. Com este intuito, em Resende et al. (2017) foi feita tal verificação para um *driver* baseado no pré-regulador boost. Neste caso, verificou-se que a frequência de cruzamento de ganho deveria ser menor do que 1,7 Hz (para o caso particular), como mostrado na Figura 5.5.

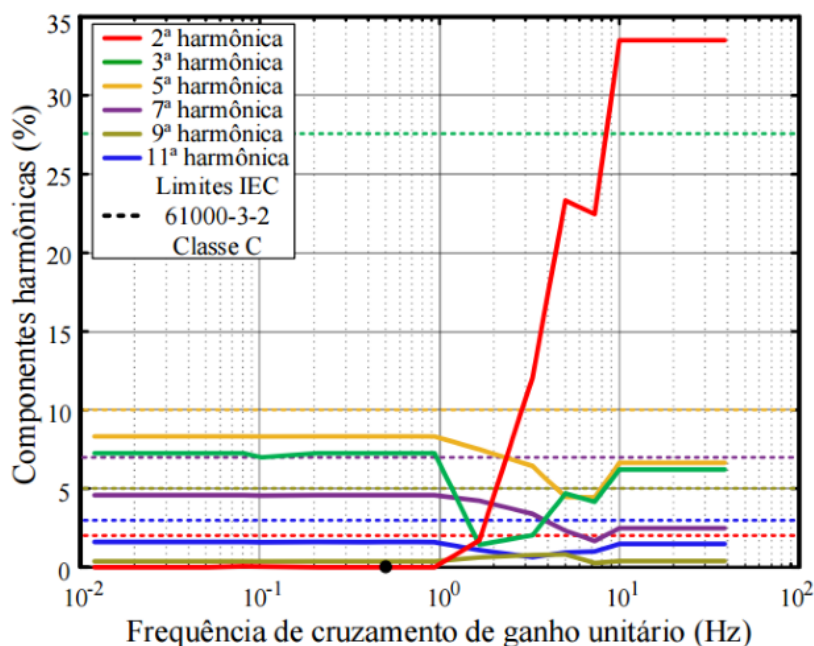


Figura 5.5: Frequência de cruzamento de ganho unitário de FTMA em função do valor percentual das componentes harmônicas da corrente de entrada em relação à fundamental (RESENDE et al., 2017).

Com este compensador, a frequência de cruzamento de ganho da função de transferência de malha aberta será de 2,42 Hz, com uma margem de fase de 70° e uma margem de ganho de 21,8 dB, sendo assim atendidos os requisitos de projeto.

Os gráficos de lugar das raízes e de resposta em frequência da função de transferência em malha aberta (com o compensador proposto) estão mostrados na Figura 5.6. Pode-se notar o polo do integrador na origem e os polos de malha fechada resultantes para a realimentação unitária.

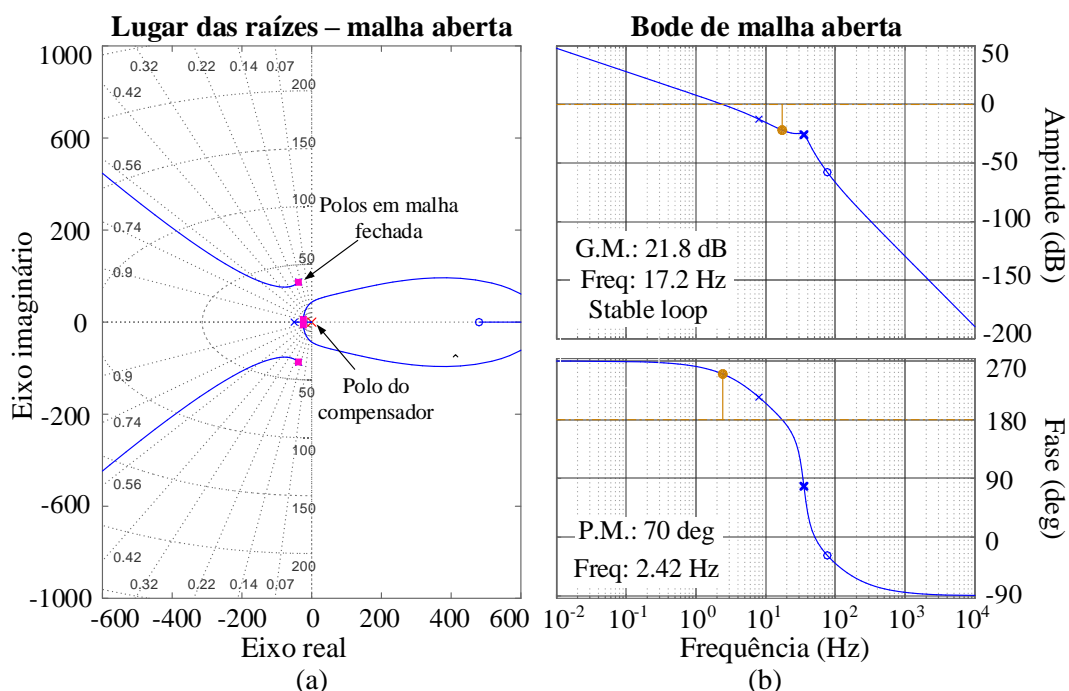


Figura 5.6: Gráficos de (a) lugar das raízes e (b) resposta em frequência, ambos da função de transferência de malha aberta (FTMA) com o controlador integral.

Uma vez sintonizado o compensador, foi realizada a simulação do conversor completo com a malha de controle analógica por meio do *software* PSIM. Os resultados do conversor operando em malha fechada são mostrados na Figura 5.7 e na Figura 5.8.

A Figura 5.7 mostrada a ação de controle durante um degrau na referência de corrente, que foi alterada de 700 mA para 850 mA em 700 ms, e em seguida alterada para 650 mA em 950 ms. Pode-se notar que o compensador projetado foi capaz de atingir erro nulo de estado estacionário, com um tempo de acomodação de aproximadamente 150 ms, ou seja, nove períodos da rede elétrica. Essa capacidade de seguimento de referência é importante para um possível controle da luminosidade dos LEDs (*dimming*).

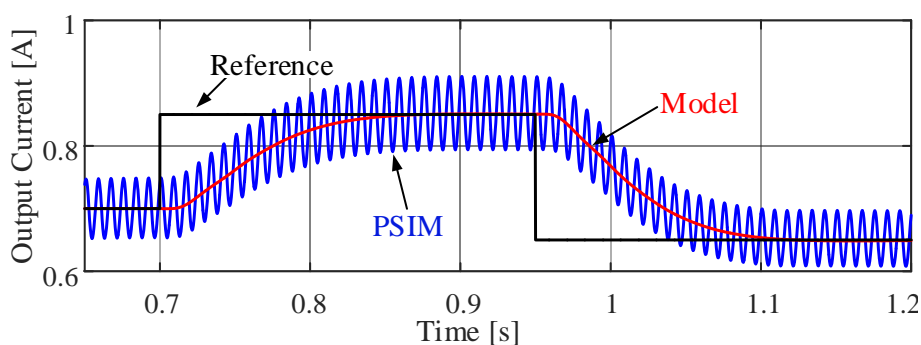


Figura 5.7: Resultado de simulação em malha fechada do conversor, mostrando o seguimento da referência de corrente pela malha de controle.

Já na Figura 5.8 está mostrado o compensador atuando para rejeitar um dis-

túrbio transitório de afundamento de 5% da tensão (- 15V) da rede elétrica em 750 ms. Como pode ser visto, o compensador é capaz de rejeitar esse distúrbio, mantendo a corrente no valor de 700 mA em aproximadamente 350 ms. Esse tempo de acomodação pode parecer elevado, mas como se trata de um conversor operando em baixa frequência, que possui uma dinâmica lenta, o resultado é satisfatório.

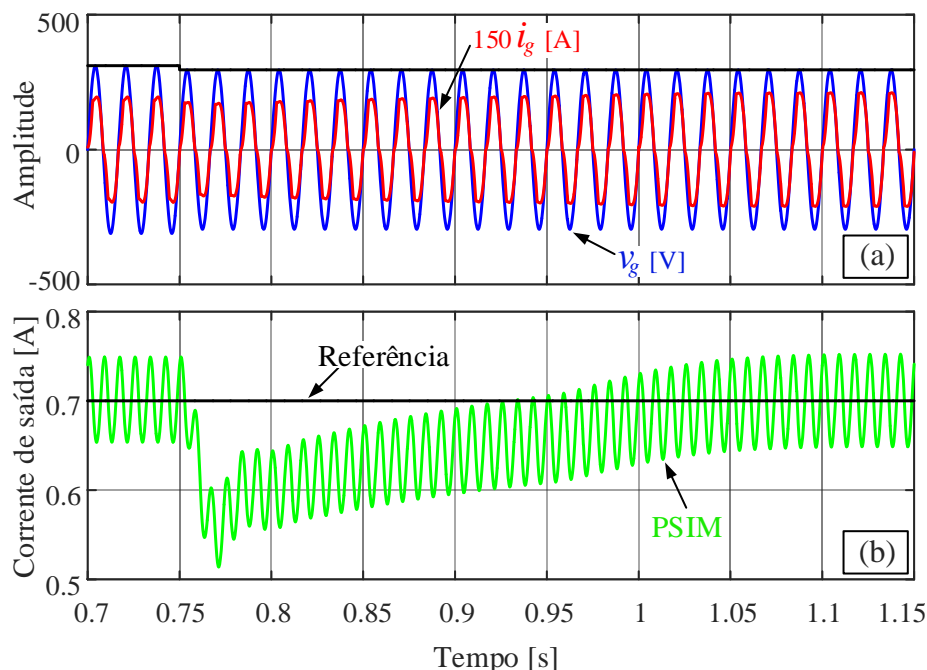


Figura 5.8: Resultado de simulação em malha fechada do conversor, com o controlador integral implementado rejeitando distúrbios da rede elétrica.

5.2.3 Compensador digital

Com o objetivo de fazer a implementação digital do controle digital, é necessário fazer a discretização do compensador projetado. Sendo assim, utiliza-se a transformação bilinear, também conhecida como método de Tustin ou trapezoidal. Desta forma, transforma-se a função de transferência do controlador do domínio s (contínuo) para o domínio z (discreto).

O método de Tustin é bastante preciso em representar o compensador em baixas frequências (MATAVELLI; BUSO, 2006). Este método de discretização também tem como vantagem preservar a estabilidade e a característica de fase mínima dos sistemas, pois mapeia os polos e zeros que estão no semiplano esquerdo do plano s para dentro do círculo unitário do plano z .

A discretização pode ser então feita pela substituição mostrada em (5.26) na função de transferência do compensador, em que f_a é a frequência de amostragem

utilizada na discretização do compensador.

$$s \leftarrow 2f_a \frac{z-1}{z+1} \quad (5.26)$$

A frequência de amostragem escolhida é de 5 kHz. Sendo assim o compensador discretizado pode ser escrito como

$$C(z) = \frac{e(z)}{d(z)} = \frac{K_i}{2 \cdot f_a} \cdot \frac{(1+z^{-1})}{(1-z^{-1})} \quad (5.27)$$

$$C(z) = 0,00022 \cdot \frac{(1+z^{-1})}{(1-z^{-1})}$$

O compensador discretizado responde até 2,5 kHz, como é provado pelo teorema de amostragem de Nyquist. Sendo assim o controle em malha fechada é capaz de filtrar a ondulação de baixa frequência (120 Hz) presente na corrente de saída.

Com a função de transferência discreta do compensador, é possível encontrar a equação a diferenças que será implementada no microcontrolador, como mostrado em (5.28):

$$d(k) = d(k-1) + \frac{K_i}{2 \cdot f_a} \cdot [e(k-1) + e(k)] \quad (5.28)$$

$$= d(k-1) + 0,0002 \cdot [e(k-1) + e(k)],$$

em que $d(k)$ é a razão cíclica calculada para a amostra atual, $d(k-1)$ é a razão cíclica calculada para a amostra anterior (passada), $e(k)$ é o erro da corrente do LED (diferença entre a corrente de referência e o valor medido no arranjo de LEDs) na amostra atual e $e(k-1)$ é o erro da corrente do LED na amostra passada.

Na Figura 5.9 observa-se o digrama de blocos discreto do sistema em malha fechada. Pode-se notar que o controle digital é implementado em um microcontrolador.

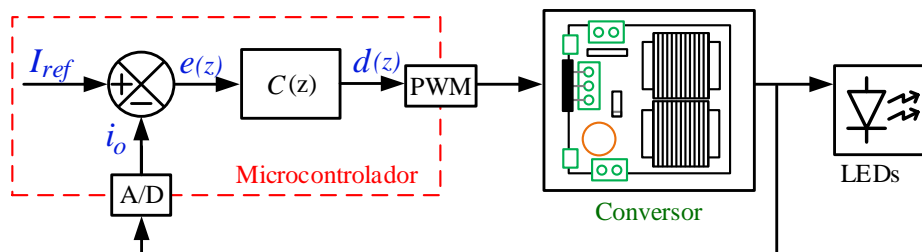


Figura 5.9: Diagrama de blocos discreto do sistema em malha fechada

5.3 IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.3.1 Implementação do controle digital

Com o objetivo de obter resultados experimentais em malha fechada do controle digital, é necessário a utilização de um sensor de corrente e um microcontrolador. O μC (microcontrolador) utilizado foi descrito no Capítulo 4 (TIVA TM4C123GH6PM).

O esquemático do sensor de corrente usado neste trabalho é mostrado na Figura 5.10. Este sensor mede a corrente de forma indireta, por meio da tensão gerada pela corrente que circula em um resistor *shunt*, desta forma obtém-se um nível de tensão compatível com o conversor A/D do μC (0 a 3,3 V).

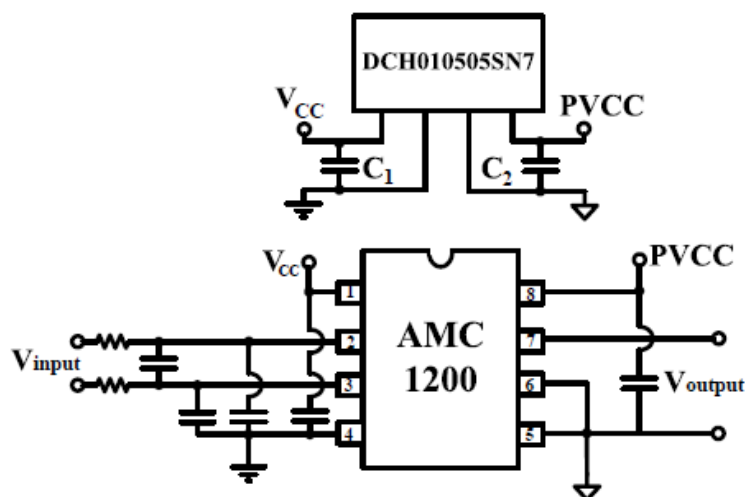


Figura 5.10: Esquemático do sensor de corrente (ALBUQUERQUE et al., 2017).

O sensor de corrente, mostrado na Figura 5.11, é isolado, logo possui duas partes: Um circuito por que trabalha com potências elétricas mais elevadas, ou seja, onde passa a corrente elétrica que será medida; e um circuito que trabalha com potências mais baixas, ou seja, o circuito que envia o sinal para o microcontrolador. Uma única fonte é utilizada para alimentar os dois circuitos, a DCH010505S que possui isolamento galvânica. O componente que faz a interface da corrente a ser medida nos LEDs com o valor de tensão que será enviado ao microcontrolador é o CI AMC1200B, que é um amplificador de sinais que propicia isolamento galvânico entre a saída e a entrada (NOGUEIRA, 2017; COELHO, 2016; ALBUQUERQUE et al., 2017).

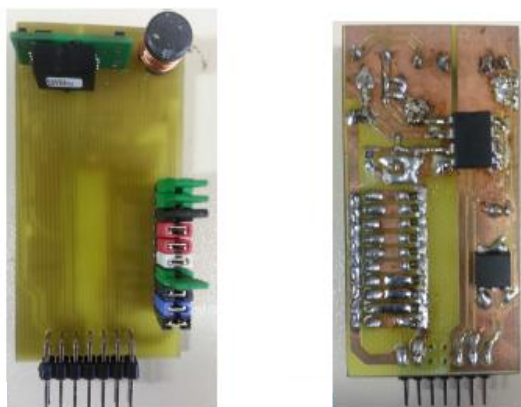


Figura 5.11: Placa do sensor de corrente. Adaptado de Coelho (2016)

Na Figura 5.12 está mostrado o esquema completo do *driver* de LEDs baseado no pré-regulador boost em baixa frequência operando em malha fechada. Pode-se notar a parte de potência e a parte de controle do *driver*. As duas partes são isoladas, não compartilham o mesmo terra, devido ao isolamento do sensor e do circuito de comando.

Como pode ser visto, uma amostra da senoide de entrada é conectada ao circuito de comando para sincronismo com a corrente, garantindo elevado fator de potência.

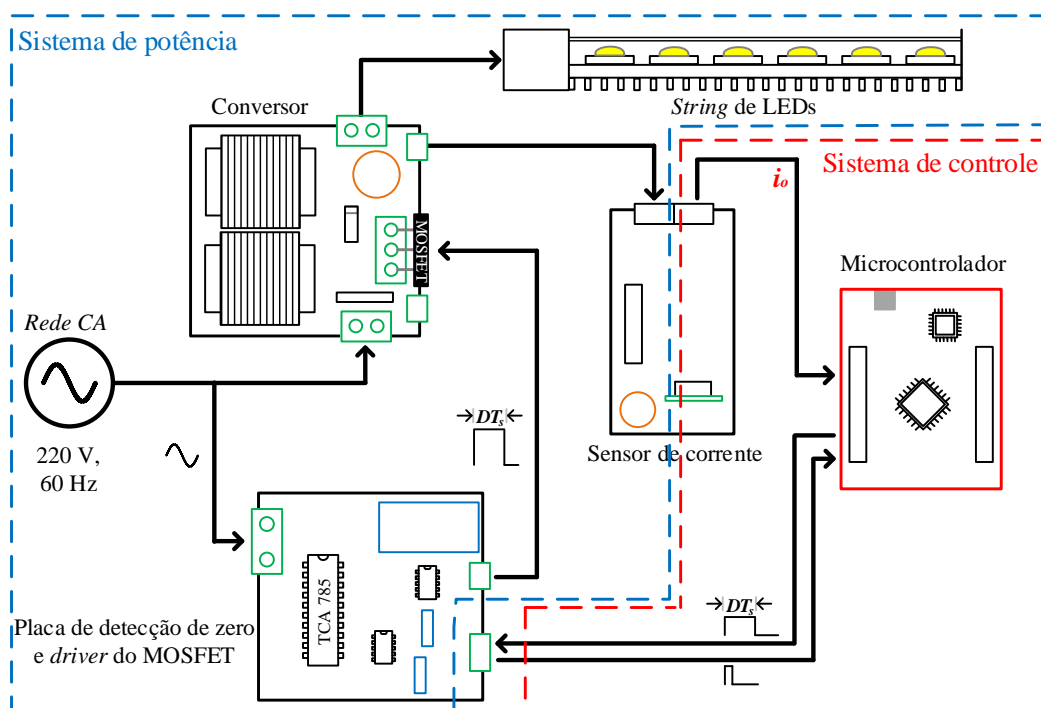


Figura 5.12: Esquemático do protótipo do *driver* em malha fechada. Adaptado de Ferraz (2016)

O fluxograma do algoritmo embarcado no microcontrolador, para executar a malha de controle em sincronismo com a rede elétrica, está mostrado na Figura 5.13.

Este algoritmo é basicamente composto por dois contadores, um para amostragem da corrente no arranjo de LEDs e um para sincronismo dos pulsos de disparo com a tensão da rede elétrica.

Na parte de amostragem e controle, que deve ser executado a cada período de amostragem ($T_a = 1/5000$), a corrente média de referência, I_{oref} , é definida pelo projetista. Sendo assim, o próximo passo do algoritmo é fazer a leitura da corrente instantânea no arranjo de LEDs (i_o), e em seguida calcular o sinal de erro:

$$e = I_{oref} - i_o. \quad (5.29)$$

Deve-se então calcular o valor da razão cíclica, d , pela equação a diferenças encontrada anteriormente e mostrada novamente em Equação (5.30):

$$d = d_{k1} + 0,0002 \cdot (e_{k1} + e), \quad (5.30)$$

em que as variáveis e_{k1} e d_{k1} são as amostras anteriores, que devem ser armazenadas.

Já a parte de comutação e sincronismo é executada a cada meio ciclo da rede, com base no sinal enviado pela placa de comando (detector de zero), ou seja, a cada vez que a tensão v_g passa por zero.

A cada vez que é detectada uma passagem por zero, o pino de saída do microcontrolador é colocado em nível lógico alto e inicia-se um contador, que conta até que o tempo seja dT_s , em que d está sendo atualizado pela parte de amostragem e controle e T_s é o período de comutação. Quando o tempo de contagem é atingido, o pino de saída é novamente colocado em nível lógico baixo e o contador é desabilitado.

Este processo se repete a cada pulso de detecção de passagem por zero fornecido pelo circuito de comando, sendo assim é gerada a onda quadrada de comando que atua no conversor.

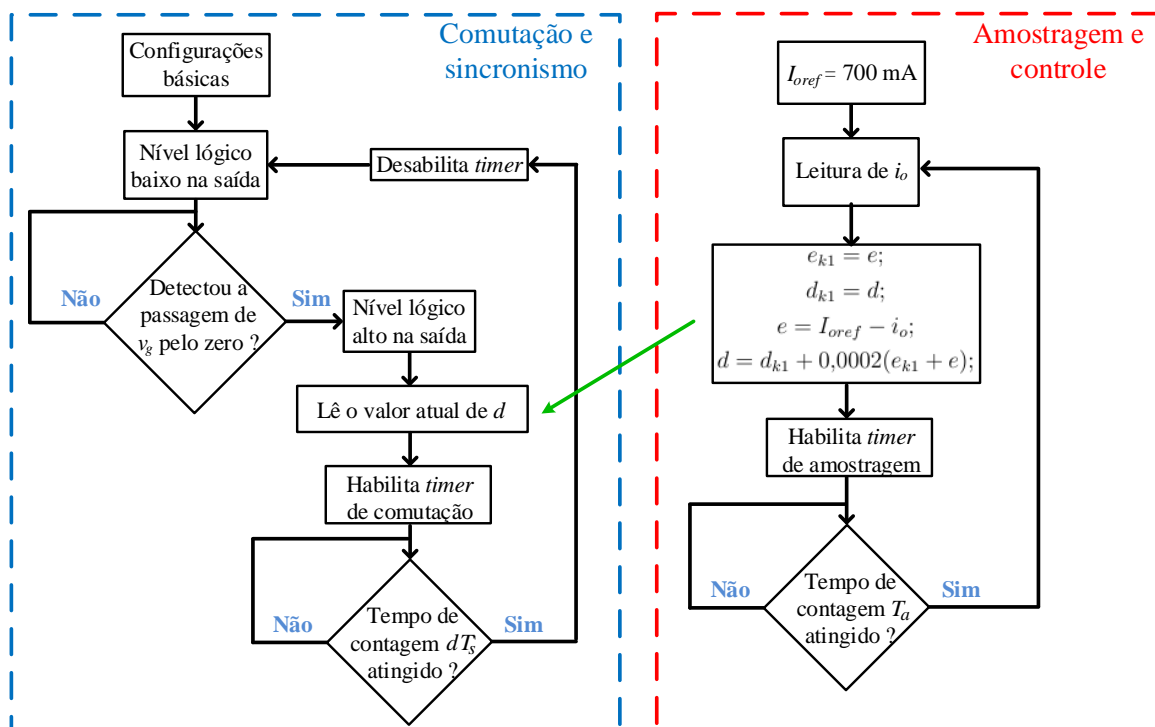


Figura 5.13: Fluxograma simplificado do código embarcado no microcontrolador.

5.3.2 Resultados experimentais em malha fechada

O protótipo em malha fechada do *driver* de baixa frequência foi montado de acordo com o esquemático mostrado na Figura 5.12. Neste caso será analisado o funcionamento do mesmo em malha fechada, quanto ao seguimento de referência e a rejeição de distúrbios tanto da rede elétrica quanto variações na carga.

Na Figura 5.14 são mostradas as formas de ondas do *driver* operando em malha fechada na condição nominal em estado estacionário. Em outras palavras, a referência de corrente média de saída é mantida fixa em 700 mA. Pode-se notar que o conversor não apresenta erro de regime permanente. A distorção harmônica total da corrente de entrada foi de 8,89% e o fator de potência de 0,99, ou seja, o compensador não degradou o fator de potência, se comparado ao funcionamento do conversor em malha aberta, que foi mostrado no Capítulo 4.

Na Figura 5.15 apresenta-se o conteúdo harmônico da corrente de entrada do *driver* operando em malha fechada, é possível notar que o mesmo está de acordo com a norma IEC 61000-3-2. O resultado em malha fechada sofre pouca alteração se comparado ao resultado encontrado em malha aberta no Capítulo 4.

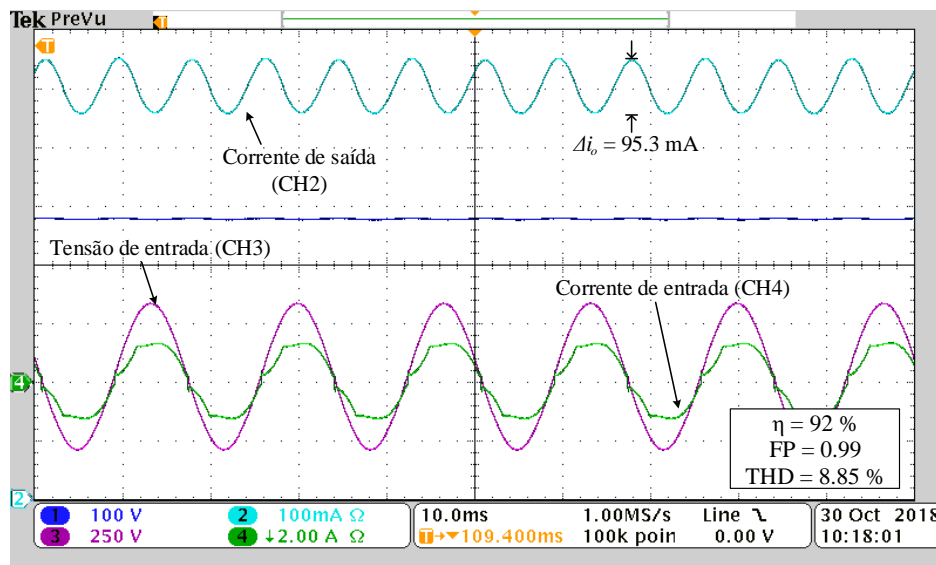


Figura 5.14: Formas de ondas experimentais obtidas para o *driver* de LEDs baseado no pré-regulador boost de baixa frequência com filtro CL em malha fechada. Tensão de entrada (CH3 - 250V/div), Corrente de entrada (CH4 - 2.5 A/div) e Corrente de saída (CH2 - 100 mA/div). Escala horizontal: 10 ms/div.

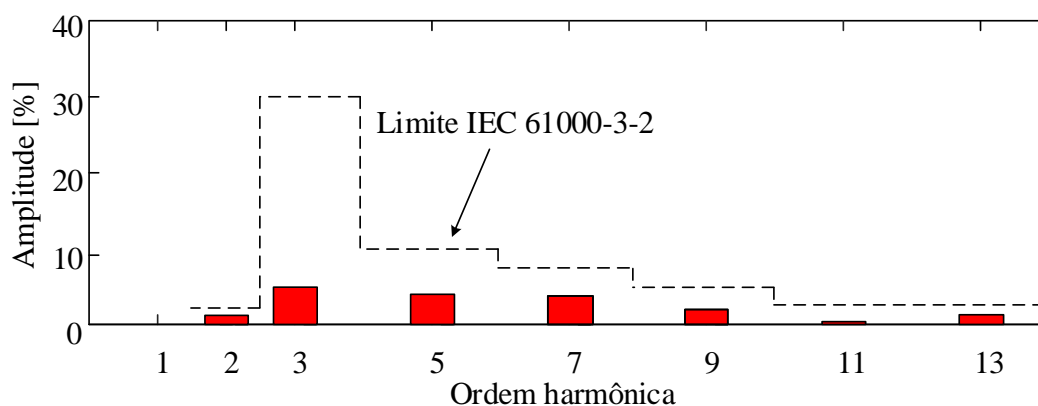


Figura 5.15: Conteúdo harmônico da corrente de entrada para o *driver* de LED baseado no pré-regulador boost em baixa frequência com filtro CL.

A atuação do compensador no seguimento de referência de corrente pode ser vista na Figura 5.16. Neste caso, é feito um ajuste da intensidade luminosa, pela mudança da corrente de referência, de 100% (700 mA) para 85% (600 mA). Pode-se notar que o compensador apresentou um bom seguimento de referência em apenas 150 ms (9 ciclos da tensão da rede elétrica), ou seja, sem erro de regime permanente. Além disso, a dinâmica do sistema segue perfeitamente o modelo projetado, que pode ser visto em vermelho na figura.

A Figura 5.16 também mostra a corrente de entrada do conversor, que reduz sua amplitude, no entanto permanece com baixa distorção harmônica.

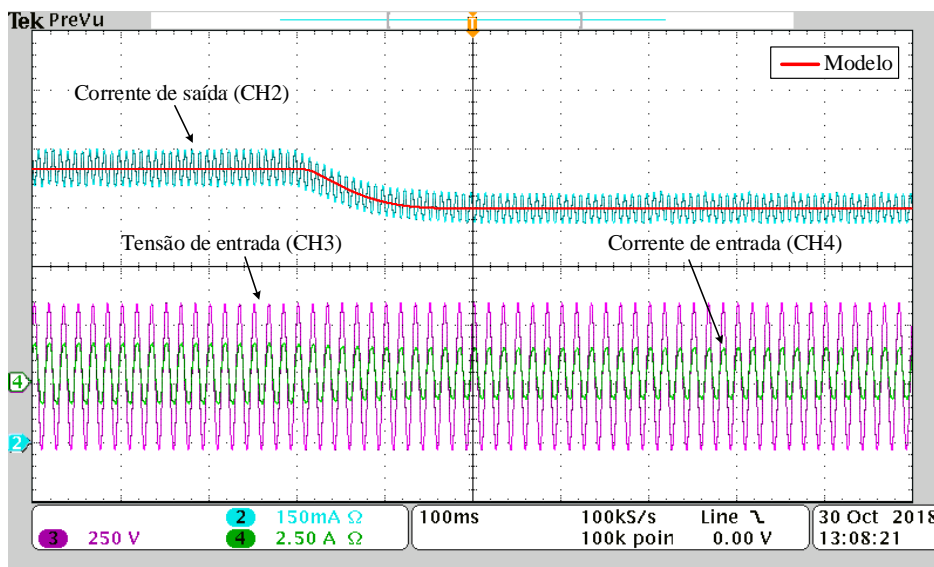


Figura 5.16: Resultados experimentais para seguimento de referência de corrente pelo *driver* para um degrau do valor nominal de 700 mA para 600 mA. Tensão de entrada (CH3 - 250V/div), Corrente de entrada (CH4 - 2.5 A/div) e Corrente de saída (CH2 - 150 mA/div). Escala horizontal: 100 ms/div.

Na Figura 5.17, pode-se observar o compensador atuando para rejeitar distúrbios ocorridos na tensão da rede elétrica. Neste caso, primeiramente ocorre uma elevação de 5% da tensão da rede elétrica. Como pode ser visto, o transitório da corrente média de saída é curto, ou seja, rapidamente a corrente média volta ao seu valor nominal de 700 mA. Em seguida a tensão da rede elétrica sofre um afundamento de -9,1%. Sendo assim, a corrente média de saída sofre um afundamento mas volta ao seu valor nominal.

A rejeição de distúrbios é uma característica desejável dos *drivers* de LED, visando proteger os LEDs de altas correntes que superem o limite estabelecido pelo fabricante.

Durante os distúrbios na tensão de entrada, a corrente drenada na entrada do *driver* tem seu valor eficaz alterado, de forma a manter a potência fornecida à carga constante.

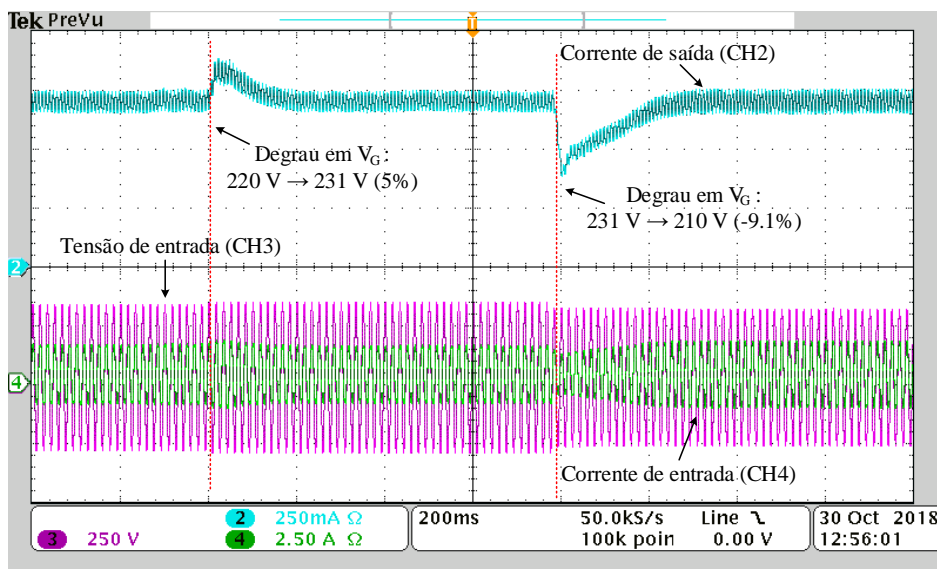


Figura 5.17: Resultados experimentais para o *driver* rejeitando distúrbios na rede elétrica. Tensão de entrada (CH3 - 250V/div), Corrente de entrada (CH4 - 2.5 A/div) e Corrente de saída (CH2 - 250 mA/div). Escala horizontal: 200 ms/div.

Na Figura 5.18, está mostrado o compensador atuando para rejeitar distúrbios na carga. Neste caso, é emulada a queima, em curto, de 4,2% dos LEDs da luminária. O compensador atua rapidamente (170 ms), para voltar a corrente média para o valor nominal de 700 mA.

Esta característica é importante, pois os LEDs mais novos geralmente queimam em curto, sendo assim, a luminária continuaria funcionando mesmo com a queima de alguns LEDs.

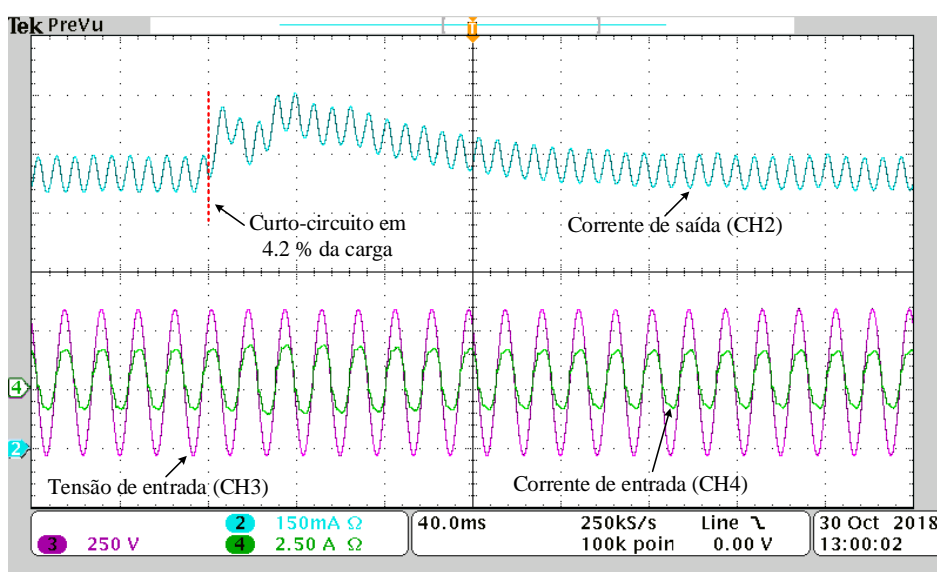


Figura 5.18: Resultados experimentais para o *driver* rejeitando distúrbio na carga (-4,2% de carga). Tensão de entrada (CH3 - 250V/div), Corrente de entrada (CH4 - 2.5 A/div) e Corrente de saída (CH2 - 150 mA/div). Escala horizontal: 200 ms/div.

Na Figura 5.19-(a), está mostrado o comportamento da ondulação da corrente de saída em relação à variação da potência de saída (por meio da mudança da referência de corrente). Em verde está a reta que representa a ondulação de 15% que foi projetada. Logo, pode-se notar que para todos os pontos experimentais, a ondulação da corrente de saída ficou em torno de 13%, então para toda a faixa de *dimming* o valor máximo de ondulação foi respeitado.

Já a Figura 5.19-(b) mostra a variação da DHT para diferentes potências de saída. Pode-se notar que a DHT aumenta à medida que a corrente de saída diminui. Os resultados da Figura 5.19 foram obtidos para V_G de 220 Vrms.

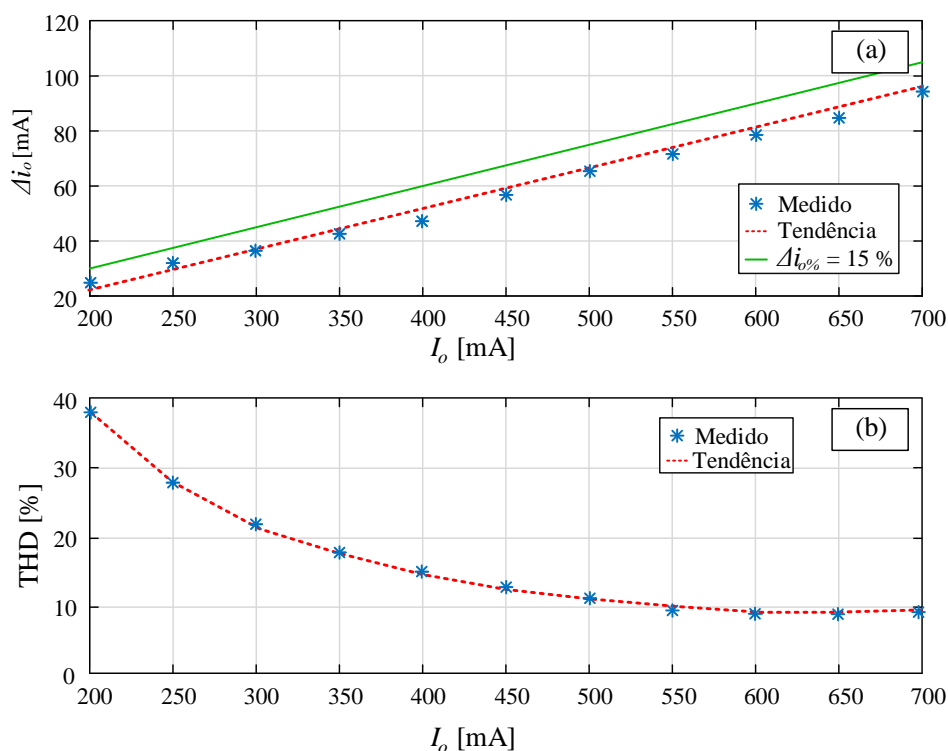


Figura 5.19: Comportamento da ondulação na corrente de saída (a) e do DHT da corrente de entrada (b) para variações na potência de saída.

Na Figura 5.20, está mostrado o comportamento da eficiência do conversor para variação da corrente de saída (Figura 5.20-(a)) e para variação da tensão de entrada (Figura 5.20-(b)). Os resultados mostram que a eficiência do conversor aumenta quando a tensão de entrada aumenta. Isto ocorre pois, o nível de corrente que circula pelos elementos passivos do *driver* é menor, sendo assim tem-se menos perdas de condução e como consequência, maior eficiência.

Também se observa que a eficiência aumenta para níveis menores de potência na saída, sendo assim a corrente que circula pelos indutores é menor, consequentemente tem-se menos perdas de condução neste elemento.

Foi verificado, que a intensidade luminosa do *driver* proposto pode ser controlada em até 70% (corrente nominal de 700 mA e possibilidade de ajuste até 200 mA). Para correntes abaixo de 200 mA o *driver* apresentou grande oscilação na corrente de saída, não respondendo mais de forma adequada.

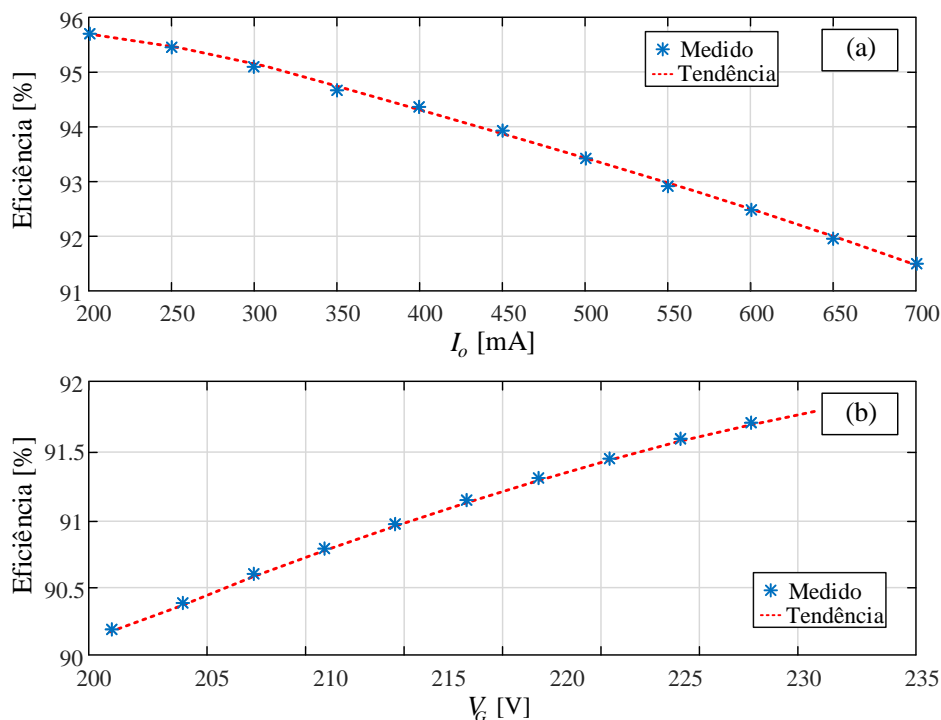


Figura 5.20: Eficiência do conversor de acordo com variações na corrente média de saída (a) e na tensão de entrada eficaz (b).

Com o ajuste da intensidade luminosa o conversor *boost* do *driver* pode em alguns pontos deixar de operar no MCC. Na Figura 5.21 está mostrada a corrente no indutor principal do boost para três casos de corrente média de saída.

Na Figura 5.21a, está mostrado que o conversor opera no MCC em condição nominal. Pode-se observar que a corrente não toca o valor zero, ou seja, o indutor não descarrega completamente antes que se inicie um novo ciclo.

Já na Figura 5.21b, pode-se observar que o conversor opera no MCCr (modo de condução crítico). É possível ver que a corrente do indutor toca em zero e instantaneamente sobe, ou seja, a corrente cai a zero exatamente no momento em que o interruptor é ligado, começando assim a carregar o indutor.

Por fim, na Figura 5.21c, é possível ver que o conversor opera no MCD. Pode-se notar que a corrente no indutor cai a zero e permanece por um intervalo de tempo.

Sendo assim, é possível concluir que, o compensador projetado é robusto o suficiente para seguir a referência, mesmo se o conversor não estiver operando no modo de condução para o qual foi projetado.

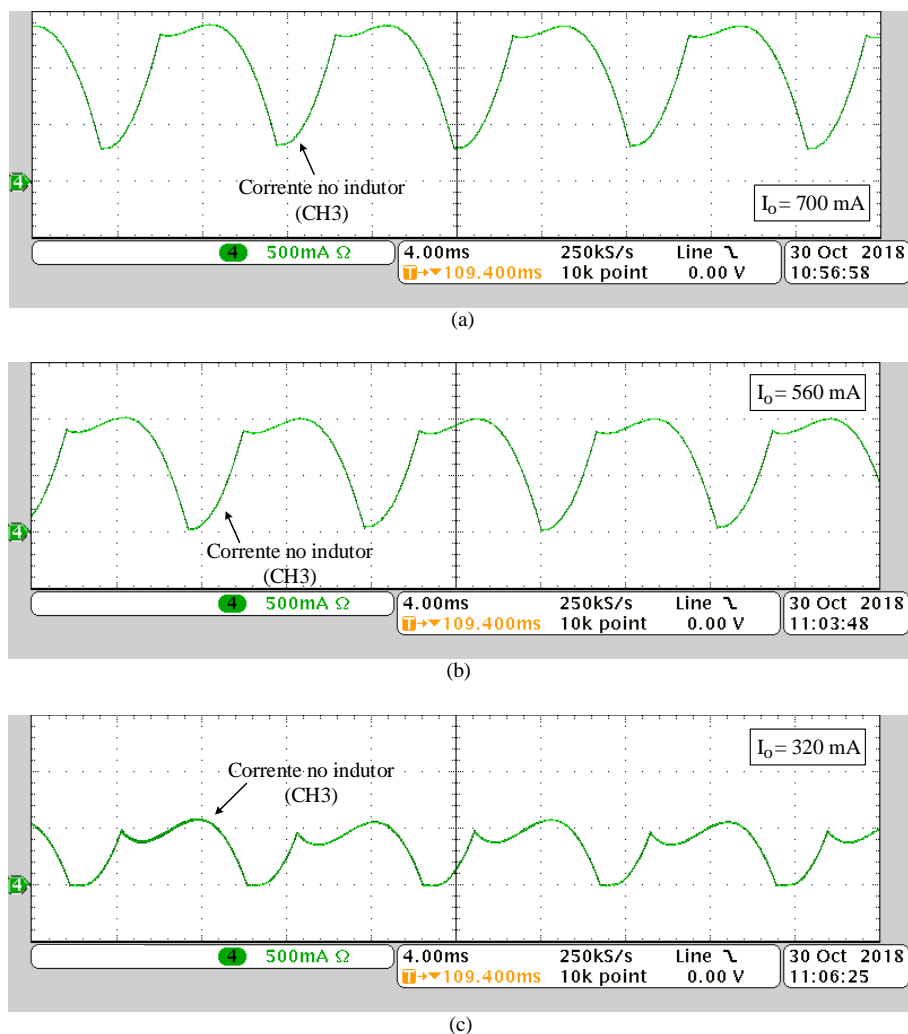


Figura 5.21: Resultados experimentais para o *driver* em diferentes pontos de referência de corrente média (CH4 - 500 mA/div): (a) Corrente média nominal de 700 mA, (b) Corrente média de 560 mA (80% da intensidade luminosa nominal) e (c) Corrente média de 320 mA (45% da intensidade luminosa nominal). Escala horizontal: 4 ms/div.

5.4 CONCLUSÕES PARCIAIS

Este capítulo apresentou uma metodologia de controle de conversores operando em baixa frequência. Foi feita a modelagem média no espaço de estados, seguida da obtenção do modelo de pequenos sinais e da função de transferência que relaciona a saída com a variável de controle. O projeto de um compensador foi realizado, e foram obtidos resultados experimentais que comprovassem o funcionamento do sistema em malha fechada para perturbações na tensão de entrada e na carga, além de mostrar a possibilidade de controle da intensidade luminosa de até 70% com o ajuste da referência de corrente.

6 CONCLUSÃO

Este trabalho se propôs, de maneira geral, a estudar e conceber alternativas de *drivers* comutados em baixa frequência com o intuito de serem aplicados em luminárias LED de iluminação pública.

No Capítulo 1 foi feita uma análise geral dos sistemas de iluminação pública empregando LEDs, sendo também mostradas as principais características das lâmpadas LEDs, que as credenciam como possibilidade de utilização em iluminação.

No Capítulo 2, foi feita uma revisão de como o LED passou a ser utilizado em iluminação, além de destacar o surgimento do seu uso em iluminação pública. Além disso, foram mostradas as principais características dos diodos emissores de luz (LEDs), como seu modelo elétrico, sua construção física e os tipos de LEDs aplicados em iluminação pública. Em seguida, foi feito um estudo sobre os circuitos eletrônicos de acionamento das luminárias LED, sendo descritos os tipos de *drivers* existentes, subdivididos em *drivers* passivos e ativos. Foram estudados com mais detalhes os *drivers* ativos de baixa frequência, que reúnem um conjunto de características interessantes que possibilitam a aplicação desses *drivers* em luminárias LED de iluminação pública, como por exemplo elevado fator de potência, reduzido THD e longa vida útil.

O Capítulo 3 teve como objetivos o estudo e a modelagem matemática de um pré-regulador *boost* comutado no dobro da frequência da rede elétrica (120 Hz) como *driver* para uma luminária LED de iluminação pública. Foram feitos dois projetos do *driver* modelado com o objetivo de acionar uma luminária LED de 200 W, sendo que a corrente de saída tem um valor médio de 700 mA e ondulação máxima de 15%.

No primeiro projeto do *driver*, o filtro de saída é composto pelo capacitor e pelo indutor (filtro CL), sendo assim, a tarefa de filtragem da baixa frequência na corrente de saída é dividida por esses dois elementos. Neste caso, é possível utilizar no filtro uma capacitância pequena ($82\mu F$), o que permite o uso de capacitores de filme, que possuem vida útil compatível com a dos LEDs. Em contrapartida, o indutor de saída possui uma indutância de 350 mH, que provoca ao circuito mais perdas por condução afetando a eficiência do conversor.

Já no segundo projeto, o filtro de saída é composto somente pelo capacitor (o indutor de saída é nulo), sendo assim, a tarefa de filtragem da baixa frequência é toda feita pelo capacitor. Neste caso, a capacitância empregada apresenta valor bem mais elevado ($880\mu F$), que sugere o uso de capacitores eletrolíticos, que geralmente possuem vida útil menor se comparada à vida útil dos LEDs. Outra alternativa seria utilizar um banco de capacitores de filme, porém isso resultaria em um grande aumento do volume do *driver*.

No Capítulo 4 foi proposta a modelagem e o projeto de um *driver* de estágio único operando em alta frequência, sendo este baseado no PFC SEPIC. O principal objetivo foi comparar com os *drivers* de baixa frequência projetados no Capítulo 3, sendo assim o PFC SEPIC foi projetado com as mesmas diretivas de projeto utilizadas para os *drivers* de baixa frequência. A avaliação experimental dos três *drivers* mostrou que, o *driver* em baixa frequência, que utiliza somente o filtro capacitivo, obteve a maior eficiência (94,5 %), seguido pelo PFC SEPIC (93,7 %) e com a menor eficiência o *driver* de baixa frequência com filtro CL (92,5 %). Porém, considera-se que todos os conversores apresentaram eficiência satisfatória. O *driver* de baixa frequência com filtro capacitivo apresentou o menor volume (436,3 cm^3), seguido pelo PFC SEPIC (454,1 cm^3). O *driver* de baixa frequência com filtro CL apresentou o maior volume (508,2 cm^3), isto ocorre pois este possui dois indutores de baixa frequência, que são mais volumosos. Porém, é interessante o uso deste segundo indutor pelo fato de se reduzir a capacitância de saída.

O Capítulo 5 descreveu a modelagem e o controle do *driver* de LEDs baseado no pré-regulador *boost* de baixa frequência com filtro CL. Foi realizada a modelagem média no espaço de estados e a modelagem de pequenos sinais do conversor. Além disso, foi feito o projeto de um compensador, que atende aos requisitos dinâmicos de projeto em malha fechada. Resultados experimentais em malha fechada mostraram que o compensador proposto foi capaz de rejeitar perturbações na tensão de entrada e na carga. Além disso, foi visto que com o compensador projetado, é possível ajustar o nível da intensidade luminosa (*dimming*) em até 70%, por meio da variação da referência de corrente.

PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE

Artigos publicados em congressos internacionais:

- RESENDE, L. H. et al. Modeling and control of a low frequency off-line led driver based on boost pre-regulator. In: IEEE. *Industry Applications (INDUSCON), 2018 13th IEEE/IAS International Conference on.* [S.l.], 2018.
- FERRAZ, R. M. et al. Non-linearized complete state-space model of an led driver based on the lc resonant converter. In: IEEE. *Industry Applications (INDUSCON), 2018 13th IEEE/IAS International Conference on.* [S.l.], 2018.
- NOGUEIRA, F. J. et al. Simplified control techniques applied to a boost-based low frequency off-line led driver. In: *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP).* [S.l.: s.n.], 2017. p. 1-6.
- NOGUEIRA, F. J. et al. Design of a high-power factor offline led driver employing a Cuk-based low frequency pre-regulator. In: *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP).* [S.l.: s.n.], 2017. p. 1-7.

REFERÊNCIAS

- ABNT, N. 16026–requisitos de desempenho de dispositivo de controle eletrônico cc ou ca para módulos de led. *Janeiro de*, 2012.
- ALBUQUERQUE, V. et al. Development of a compact platform for power converter prototyping. In: IEEE. *Power Electronics Conference (COBEP), 2017 Brazilian*. [S.l.], 2017. p. 1–6.
- ALMEIDA, P. et al. Iluminação pública eficiente empregando leds. In: *PINTO, DP; GOMES, FJ; JOTA, FG Anais do IV Congresso Brasileiro de Eficiência Energética. Belo Horizonte: ABEE*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–28.
- 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, 2012.
- 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) — Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de fora, 2014.
- ALONSO, J. M. et al. A study on led retrofit solutions for low-voltage halogen cycle lamps. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 48, n. 5, p. 1673–1682, 2012.
- BARBI, I. Modelagem de conversores cc-cc empregando modelo médio em espaços de estados. *Edição do Autor. Florianópolis*, 2015.
- BOILLAT, D. O.; KOLAR, J. W.; MUHLETHALER, J. Volume minimization of the main dm/cm emi filter stage of a bidirectional three-phase three-level pwm rectifier system. In: *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 2008–2019. ISSN 2329-3721.
- BRAGA, H. A.; DIAS, M. P.; ALMEIDA, P. S. On the use of a low frequency boost rectifier as a high power factor led driver. In: IEEE. *Industry Applications (INDUSCON), 2012 10th IEEE/IAS International Conference on*. [S.l.], 2012. p. 1–7.
- BRAGA, H. A. et al. Low cost and high power factor offline led drivers based on low frequency converters. *PCIM South América*, 2014.
- BULLOUGH, J. D. Light emitting diode lighting systems. *Lighting Answers*, v. 7, n. 3, 2003.
- BULLOUGH, J. D. et al. Detection and acceptability of stroboscopic effects from flicker. *Lighting Research and Technology*, Sage Publications, p. 1477153511414838, 2011.
- BUSO, S.; SPIAZZI, G. A line-frequency-commutated rectifier complying with iec 1000-3-2 standard. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 47, n. 3, p. 501–510, 2000.

- CHENG, M.-Y. et al. An asymmetric pwm for low switching frequency power factor correction circuit. In: IEEE. *Industrial Technology, 2008. ICIT 2008. IEEE International Conference on*. [S.l.], 2008. p. 1–6.
- CHUANG, Y.-C. et al. Single-stage power-factor-correction circuit with flyback converter to drive leds for lighting applications. In: IEEE. *Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), 2010 IEEE*. [S.l.], 2010. p. 1–9.
- COELHO, F. d. O. *Medidor digital de grandezas elétricas com capacidade de gerenciamento remoto*. Dissertação (Trabalho de conclusão de curso em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2016.
- DIAS, M. P. *Avaliação do emprego de um pré-regulador boost de baixa frequência no acionamento de LEDs de iluminação*. Dissertação (Mestrado em engenharia elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2012.
- DOE, U. Solid-state lighting research and development multi-year program plan. 2012.
- DREYFUS, G.; GALLINAT, C. Rise and shine: Lighting the world with 10 billion led bulbs. *US Department of Energy*, v. 7, 2015.
- FERRAZ, R. M. *Técnicas de modelagem e controle de um driver de leds de baixa frequência baseado no pre-regulador boost*. Dissertação (Trabalho de conclusão de curso em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2016.
- FERRAZ, R. M. et al. Non-linearized complete state-space model of an led driver based on the lc resonant converter. In: IEEE. *Industry Applications (INDUSCON), 2018 13th IEEE/IAS International Conference on*. [S.l.], 2018.
- GARCÍA, O. et al. Single phase power factor correction: a survey. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 18, n. 3, p. 749–755, 2003.
- HART, D. W. *Eletrônica de Potência: Análise e projetos de circuitos*. Porto Alegre: AMGH Editora, 2012. 45–47 p.
- HUI, R. S. Y.; CHEN, W. *Apparatus and methods of operation of passive led lighting equipment*. [S.l.]: Google Patents, 2009. US Patent App. 12/582,620.
- HUI, S. et al. A novel passive offline led driver with long lifetime. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 25, n. 10, p. 2665–2672, 2010.
- IEC. Information technology equipment - radio disturbance characteristics - limits and methods of measurement. *CISPR22*, 2008.
- IEC. 61000-3-2 – limits for harmonic current emissions (equipment input current) 16 a per phase). *IEC Standard 61000-3-2*, v. 2, 2014.
- IEEE Recommended Practices for Modulating Current in High-Brightness LEDs for Mitigating Health Risks to Viewers. *IEEE Std 1789-2015*, p. 1–80, June 2015.
- JUNIOR, A. *Estudo e implementação de uma estrutura para a alimentação de LEDs de potência com o controle da cor e da intensidade luminosa*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis-SC, 2008.

- JUNIOR, E. M. S. *Estudo de Novas Estruturas de Reatores Eletrônicos Para LEDs de Iluminação*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2009.
- KIM, H.; LEE, B.; RIM, C.-T. Passive led driver compatible with rapid-start ballast. In: IEEE. *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*. [S.l.], 2011. p. 507–514.
- KITSINELIS, S. *Light Sources: Technologies and Applications*. 1. ed. [S.l.]: CRC Press, 2011.
- KÜCKMANN, O. High-power led arrays: special requirements on packaging technology. In: INTERNATIONAL SOCIETY FOR OPTICS AND PHOTONICS. *Integrated Optoelectronic Devices 2006*. [S.l.], 2006.
- LEE, B.; KIM, H.; RIM, C. Robust passive led driver compatible with conventional rapid-start ballast. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 26, n. 12, p. 3694–3706, 2011.
- LEE, E. S. et al. Temperature-robust lc3 passive led drivers with low thd, high efficiency and pf, and long life. *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, v. 3, n. 3, p. 829–840, 2015.
- LEHMAN, B.; WILKINS, A. J. Designing to mitigate effects of flicker in led lighting: Reducing risks to health and safety. *IEEE Power Electronics Magazine*, IEEE, v. 1, n. 3, p. 18–26, 2014.
- LI, F. et al. Leds: A promising energy-saving light source for road lighting. In: IEEE. *Power and Energy Engineering Conference, 2009. APPEEC 2009. Asia-Pacific*. [S.l.], 2009. p. 1–3.
- LUXEON R High flux for outdoor applications. [S.l.], 2015.
- MAHDAVI, J.; EMADI, A.; TOLIYAT, H. Application of state space averaging method to sliding mode control of pwm dc/dc converters. In: IEEE. *Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS'97., Conference Record of the 1997 IEEE*. [S.l.], 1997. v. 2, p. 820–827.
- MARTINS, E. d. S. et al. Retificadores monofásicos com alto fator de potência e comutação em baixa frequência. [sn], 2002.
- MATAVELLI, P.; BUSO, S. Digital control in power electronics. *Morgan and Claypool*, 2006.
- NARENDRAN, N.; GU, Y. Life of led-based white light sources. *Journal of Display Technology*, IEEE, v. 1, n. 1, p. 167, 2005.
- NOGUEIRA, F. J. *Controladores de LEDs para iluminação Pública com elevado fator de potência comutados no dobro da frequência da rede elétrica*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de fora, 2017.

NOGUEIRA, F. J. et al. Low frequency led driver based on the cuk converter applied to street lighting luminaires. In: IEEE. *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. [S.l.], 2015b. p. 1–6.

NOGUEIRA, F. J. et al. *Avaliação experimental de luminárias empregando LEDs orientadas à iluminação pública*. Dissertação (Mestrado em engenharia elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2013.

NOGUEIRA, F. J. et al. Design of a transformeless high power factor low frequency led driver applied to street lighting. In: IEEE. *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. [S.l.], 2015a. p. 1172–1177.

NOGUEIRA, F. J. et al. Influência da temperatura no desempenho de luminárias led. In: *International Conference on Industry Applications (IEEE/IAS 10th INDUSCON)*. [S.l.: s.n.], 2012.

NOLASCO, J. R.; SOARES, G. M.; BRAGA, H. A. High power factor converter for led drivers based on isolated cuk topology. In: IEEE. *2018 Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos (SBSE)*. [S.l.], 2018. p. 1–6.

OGATA, K.; YANG, Y. *Modern control engineering*. [S.l.]: Prentice hall India, 2002. v. 4.

OLIVEIRA, A. A. M. *Sistema de Iluminação Distribuída Utilizando LEDs Acionados Por Dois Conversores Flyback Integrados*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria-RS, 2007.

POMILIO, J. A.; SPIAZZI, G. A double-line-frequency commutated rectifier complying with iec 1000-3-2 standards. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC'99. Fourteenth Annual*. [S.l.], 1999. v. 1, p. 349–355.

POMILIO, J. A.; SPIAZZI, G.; BUSO, S. Comparison among high-frequency and line-frequency commutated rectifiers complying with iec 61000-3-2 standards. In: IEEE. *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*. [S.l.], 2000. v. 4, p. 2218–2223.

RAGGL, K.; NUSSBAUMER, T.; KOLAR, J. W. Guideline for a simplified differential-mode emi filter design. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 57, n. 3, p. 1031–1040, 2010.

RANGEL, M. G.; SILVA, P. B.; GUEDE, J. A. Led-iluminação de estado sólido. In: *IX Encontro Latino Americano de Pós-Graduação*. São José dos Campos: [s.n.], 2009.

RESENDE, L. H. et al. Modeling and control of a low frequency off-line led driver based on boost pre-regulator. In: IEEE. *Industry Applications (INDUSCON), 2018 13th IEEE/IAS International Conference on*. [S.l.], 2018.

RESENDE, L. H. et al. Modelagem e controle de um driver de leds de baixa frequência baseado no pré-regulador boost. *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, 2017.

- RODRIGUES, C. R. B. S. et al. *Contribuições ao uso de diodos emissores de luz em iluminação pública*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de fora, 2012.
- SALES, R. P. *LED, o novo paradigma da iluminação pública*. Dissertação (Mestrado em engenharia elétrica) — Instituto de tecnologia para o desenvolvimento, 2011.
- SCHUBERT, E. F. *Light-Emitting Diodes*. 2. ed. [S.l.]: Cambridge University Press, 2006.
- SCHUCH, L. et al. Sistema autônomo de iluminação pública de alta eficiência baseado em energia solar e leds. *Eletrôn Potên. Campinas*, v. 16, n. 1, p. 17–27, 2011.
- SIEMENS SEMICONDUCTOR GROUP. *Phase Control IC TCA785*. Datasheet, 2005.
- SIMONETTI, D. S. L.; SEBASTIAN, J.; UCEDA, J. The discontinuous conduction mode sepic and cuk power factor preregulators: analysis and design. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 44, n. 5, p. 630–637, Oct 1997. ISSN 0278-0046.
- SINCERO, G. C.; PERIN, A. J. High pressure sodium lamp high power factor electronic ballasts using ac–ac converters. *IEEE Transactions on power electronics*, IEEE, v. 22, n. 3, p. 804–814, 2007.
- SOARES, G. M. *Capacitance reduction in off-line led drivers by using active ripple compensation techniques*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de fora, 2017.
- SOARES, G. M. et al. Optimized design of a wide-bandwidth controller for low-frequency ripple compensation in off-line led drivers. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, IEEE, 2018.
- SOARES, G. M. et al. A single-stage high efficiency long-life off-line led driver based on the dcm cuk converter. In: IEEE. *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.], 2012. p. 4509–4514.
- SONG, B.-M. et al. Hierarchical life prediction model for actively cooled led-based luminaire. *IEEE transactions on components and packaging technologies*, IEEE, v. 33, n. 4, p. 728–737, 2010.
- SUGA, I. et al. New switching method for single-phase ac to dc converter. In: IEEE. *Power Conversion Conference*. Yokohama, 1993. p. 93–98.
- TANIGUCHI, K. et al. Characteristics of single-pulse soft-switching pfc converter. In: IEEE. *Industrial Electronics Society, 2000. IECON 2000. 26th Annual Conference of the IEEE*. [S.l.], 2000. v. 4, p. 2648–2653.
- TANIGUCHI, K. et al. Single-pulse soft-switching pfc converter. In: IEEE. *Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. IPERC 2000. The Third International*. [S.l.], 2000. v. 2, p. 639–644.
- TSAO, J. Y. Solid-state lighting: lamps, chips, and materials for tomorrow. *IEEE Circuits and Devices Magazine*, IEEE, v. 20, n. 3, p. 28–37, 2004.

VIEIRA, I. da C. *Projeto de um conversor Flyback auto-oscilante de baixo custo para LEDs de potência*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte-MG, 2009.

WANG, J. et al. Numerical study on thermo-mechanical analysis of led lighting system by using ceramic materials. In: IEEE. *Electronic Packaging Technology & High Density Packaging (ICEPT-HDP), 2010 11th International Conference on*. [S.l.], 2010. p. 1417–1421.

WHITAKER, T. Philips take control of led market lumileds lighting. *LEDs magazine issue 3*, 2005.

WU, F. et al. Failure modes and failure analysis of white leds. In: IEEE. *Electronic Measurement & Instruments, 2009. ICEMI'09. 9th International Conference on*. [S.l.], 2009. p. 4–978.

ŽUKAUSKAS, A.; SHUR, M. S.; GASKA, R. *Introduction to solid-state lighting*. [S.l.]: Wiley-Interscience, 2002.