

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**CIRCUITOS DE ACIONAMENTO PARA
ILUMINAÇÃO SEMICONDUTORA EMPREGANDO
TOPOLOGIAS INTEGRADAS COM CAPACITORES
DE LONGA VIDA ÚTIL**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Marcelo Rafael Cosetin

Santa Maria, RS, Brasil

2013

PPGEE / UFSM, RS

COSETIN, Marcelo Rafael

Mestre

2013

**CIRCUITOS DE ACIONAMENTO PARA ILUMINAÇÃO
SEMICONDUCTORA EMPREGANDO TOPOLOGIAS
INTEGRADAS COM CAPACITORES DE LONGA VIDA ÚTIL**

Marcelo Rafael Cosetin

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para a obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Prof. Dr. Ricardo Nederson do Prado

Santa Maria, RS, Brasil

2013

COSETIN, Marcelo Rafael
Circuitos de Acionamento para Iluminação Semicondutora
Empregando Topologias Integradas com Capacitores de
Longa Vida Útil / Marcelo Rafael Cosetin.- 2013. 122 p.; 30cm.

Orientador: Ricardo Nederson do Prado
Coorientador: José Marcos Alonso
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, RS, 2013

1. Circuito de Acionamento para LED 2. Conversor
Integrado: SEPIC-Buck e SEPIC-Ćuk 3. Substituição de
Capacitor Eletrolítico por Capacitor de Filme 4. Sistema
de Iluminação a LED I. do Prado, Ricardo Nederson II.
Alonso, José Marcos III. Título.

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática
da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

© 2013

Todos os direitos autorais reservados a Marcelo Rafael Cosetin. A reprodução de partes
ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Av. Roraima/nº1000/ Campus UFSM/ Bairro Camobi, Santa Maria – RS/ CEP
97105-900, Prédio 07 NUPEDEE Anexo CT, GEDRE.

Email: mcosetin@gedre.ufsm.br mcosetin@gmail.com

**Universidade Federal de Santa Maria
Centro de Tecnologia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
aprova a Dissertação de Mestrado

**CIRCUITOS DE ACIONAMENTO PARA ILUMINAÇÃO
SEMICONDUCTORA EMPREGANDO TOPOLOGIAS INTEGRADAS
COM CAPACITORES DE LONGA VIDA ÚTIL**

elaborada por
Marcelo Rafael Cosetin

como requisito parcial para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica

COMISSÃO EXAMINADORA:

Ricardo Nederson do Prado, Dr. (UFSM)
(Presidente/Orientador)

Claudinor Bitencourt Nascimento, Dr. (UTFPR)

Fábio Ecke Bisogno, Dr. (UFSM)

Marcelo Freitas da Silva, Dr. (UFSM)

Santa Maria, 06 de agosto de 2013.

Àqueles que amo.

“Não corras atrás do passado. Não busques o futuro. O passado passou. O futuro ainda não chegou. Vê claramente diante de ti o Agora. Quando o tiveres encontrado viverás o tranqüilo e imperturbável estado mental.”

Buda Gautama

AGRADECIMENTOS

Ao professor Dr. Ricardo Nederson do Prado, pela orientação neste trabalho, e também durante toda minha graduação, pela prontidão para ajudar sempre. E, principalmente, pela sua amizade e confiança depositada em meu trabalho.

Ao professor Dr. Rafael Adaime Pinto, pela troca de conhecimentos para este trabalho e também durante toda minha graduação. E, principalmente, pela amizade e prontidão para sanar dúvidas.

Ao professor Dr. José Marcos Alonso e ao professor Dr. Fábio Ecke Bisogno, pelas contribuições técnicas de fundamental importância.

Ao professor Dr. Marcelo Freitas da Silva, pela presteza em colaborar tecnicamente, e pela sua amizade.

Aos acadêmicos em Engenharia Elétrica, Eduardo Arthur Bitencourt e Thaís Ertmann Bolzan, pelo suporte e dedicação que foram fundamentais ao desenvolvimento deste trabalho. E principalmente, pela amizade.

Aos professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), pela grande contribuição na minha formação profissional.

Aos colegas do Grupo de Pesquisa GEDRE, por propiciarem um excelente ambiente de trabalho. Agradeço, também, as contribuições e trocas de conhecimento no decorrer desse trabalho. Em especial, aos colegas André Luiz Kirsten e Paulo César Vargas Luz, pelas contribuições técnicas e amizade.

Meus agradecimentos à banca examinadora, pelas suas considerações no aperfeiçoamento deste trabalho.

À Universidade Federal de Santa Maria, na qual construí toda a minha formação acadêmica.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo suporte financeiro.

RESUMO

Dissertação de Mestrado
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

CIRCUITOS DE ACIONAMENTO PARA ILUMINAÇÃO SEMICONDUCTORA EMPREGANDO TOPOLOGIAS INTEGRADAS COM CAPACITORES DE LONGA VIDA ÚTIL

AUTOR: MARCELO RAFAEL COSETIN
ORIENTADOR: RICARDO NEDERSON DO PRADO
Local e data: Santa Maria - RS, Agosto, 2013.

Este trabalho apresenta uma análise e projeto para duas topologias de circuito de acionamento para Diodos Emissores de Luz (LED) utilizando conversores estáticos integrados com o objetivo de evitar a utilização de capacitores eletrolíticos. Considerando a baixa vida útil dos capacitores eletrolíticos, se comparada à dos LEDs, as topologias buscam reduzir a capacitância de barramento tornando possível a utilização de capacitores de maior vida útil, aumentando a vida útil do sistema como um todo. Um controlador Proporcional Integral é projetado para reduzir a ondulação na corrente de saída. Conseqüentemente, a ondulação da tensão de barramento é reduzida permitindo o uso de capacitâncias de barramento reduzidas. O limite da distorção harmônica da corrente de entrada deve ser observado. O estágio de correção do fator de potência é baseado no Conversor com Indutância Simples no Primário (SEPIC) operando no modo de condução descontínuo (MCD) para ambas as topologias. O estágio de controle de potência (PC) é realizado por um conversor Buck para a topologia SEPIC-Buck e por um conversor Ćuk para a topologia SEPIC-Ćuk. Os conversores do estágio PC apresentam característica de fonte de corrente na saída, conveniente para a utilização de LEDs. Dois protótipos para circuitos de acionamento para LEDs são implementados e os resultados apresentam alta eficiência e uma ondulação de 50% na corrente dos LEDs. Além disso, um circuito de controle da intensidade luminosa de bastante simplicidade é proposto e implementado.

Palavras-chave: Capacitor de Filme, Circuito de Acionamento para LED, Conversor Integrado, SEPIC, SEPIC-Buck, SEPIC-Ćuk, Substituição de Capacitor Eletrolítico.

ABSTRACT

Master Thesis

Post-Graduation Program in Electrical Engineering
Federal University of Santa Maria

SOLID STATE LIGHTING DRIVERS BASED ON INTEGRATED TOPOLOGIES USING LONG LIFETIME CAPACITORS

AUTHOR: MARCELO RAFAEL COSETIN

ADVISOR: RICARDO NEDERSON DO PRADO

Place and Date: Santa Maria - RS, August, 2013.

This work presents an analysis and design of two Light Emitting Diode (LED) drivers topologies based on static switched converters aiming to avoid using electrolytic capacitors. Considering the low lifetime of electrolytic capacitors compared to LEDs, the topologies aims for reducing the storage capacitance and replaces it by a longer lifetime capacitor, increasing the overall system life span. A Proportional Integral controller is designed to reduce the output current ripple. Consequently, it reduces the bus voltage ripple which allows working with reduced bus capacitances. The input current harmonic distortion limit must be observed. The power factor correction stage is based on a Single Ended Primary Inductance Converter (SEPIC) operating under discontinuous conduction mode (MCD) for both topologies. The power control (PC) stage is performed by a Buck converter for the SEPIC-Buck topology and by a Ćuk converter for the SEPIC-Ćuk topology. These PC converters present output current source behavior, suitable for LED application. Two LED driver prototypes are implemented and the results present high efficiency and a 50% current ripple on the LED. Furthermore a simple dimming strategy is proposed and implemented.

Keywords: Electrolytic Capacitor Substitution, Film Capacitor, Integrated Converter, LED Driver, SEPIC, SEPIC-Buck, SEPIC-Ćuk.

LISTA DE FIGURAS

CAPÍTULO 1

Figura 1.1 - Histórico e previsão para eficiência luminosa (USDE, 2012).	40
Figura 1.2 - Custo do LED x LFC (USDE, 2008).	41
Figura 1.3 - Combinação de elétrons e lacunas para um LED.	42
Figura 1.4 - Classificação dos LEDs (Fonte: http://www.active-robots.com , 2013).	42
Figura 1.5 - Tela utilizando OLED (Fonte: http://www.oled-info.com , 2013).	43
Figura 1.6 - Protótipo de luminária utilizando LEDs de potência desenvolvida pelo grupo GEDRE.	44
Figura 1.7 - LED de potência de alumínio (a) e secção lateral (b) (Fonte: http://www.farnellnewark.com.br , 2013).	45
Figura 1.8 - LED de potência cerâmico (a) e secção lateral (b).	45
Figura 1.9 - Comprimento de onda para LEDs com diferentes dopagens (Adaptado de: (BENDER, 2012; PINTO, 2012).	46
Figura 1.10 - Diagrama de radiação espacial e polar para LED BXRA (BRIDGELUX, 2010).	47
Figura 1.11 - Correlação da temperatura de cor (Adaptado: (SEESMART, 2010)).	48
Figura 1.12 - Característica I-V para uma matriz de LEDs de potência.	49
Figura 1.13 - Característica I-V para junção PN de diferentes semicondutores.	49
Figura 1.14 - Tensão direta x energia <i>gap</i> para LEDs de diferentes semicondutores.	50
Figura 1.15 - Modelo elétrico linear para um LED.	50
Figura 1.16 - Características I-V para matriz de LEDs com modelo linear.	51
Figura 1.17 - Efeitos da corrente direta e temperatura da junção na vida útil do LED.	52
Figura 1.18 - Vida útil estimada para LED sobre testes acelerados.	53

CAPÍTULO 2

Figura 2.1 - Fonte de tensão aplicada à um LED.	Erro! Indicador não definido.
Figura 2.2 - Limitação de corrente empregando resistência série.	56
Figura 2.3 - Conexão em paralelo de braços de LEDs em série.	57
Figura 2.4 - Limitação de corrente no LED através de MOSFET de depleção.	57
Figura 2.5 - Fonte linear de corrente constante utilizando transistor.	59

Figura 2.6 - Fonte linear de corrente constante utilizando dois transistores (a) e com controle PWM (b).	59
Figura 2.7 - Controlador Linear LM317 aplicado a LEDs.	60
Figura 2.8 - Controlador linear TL4242 aplicado a LEDs.	60
Figura 2.9 - Controlador linear NUD4001 aplicado a LEDs.	60
Figura 2.10 - Conversor Buck alimentando LED.	61
Figura 2.11 - Formas de onda típicas para o conversor Buck operando em MCC e MCD.	62
Figura 2.12 - Conversor Boost alimentando LED.	63
Figura 2.13 - Formas de onda típicas para conversor Boost operando em MCC e MCD.	63
Figura 2.14 - Conversor Buck-Boost alimentando LED.	64
Figura 2.15 - Formas de onda típicas para conversor Buck-Boost operando em MCC e MCD.	65
Figura 2.16 - Conversor Ćuk alimentando LED.	65
Figura 2.17 - Conversor SEPIC alimentando LED.	66
Figura 2.18 - Conversor Zeta alimentando LED.	67
Figura 2.19 - Conversor Flyback alimentando LED.	68
Figura 2.20 - Circuito de acionamento de LEDs incorporando estágio PFC.	69
Figura 2.21 - Formas de onda típicas na entrada para Buck-Boost e/ou Flyback.	70
Figura 2.22 - Formas de onda típicas na entrada para Ćuk e/ou SEPIC.	71
Figura 2.23 – Capacitores comerciais: eletrolítico e capacitor de filme.	72

CAPÍTULO 3

Figura 3.1 – Estágio de controle de potência PC integrado ao estágio PFC.	75
Figura 3.2 - Conexões em cascata e a respectiva célula da topologia integrada.	76
Figura 3.3 - Topologia SEPIC (a) e conversor Buck (b).	77
Figura 3.4 - Representação da tensão retificada.	78
Figura 3.5 - Conexão em cascata dos conversores SEPIC e Buck.	78
Figura 3.6 - Topologia integrada SEPIC-Buck.	78
Figura 3.7 - Primeira (a), segunda (b) e terceira (c) etapa de operação para topologia SEPIC-Buck.	80
Figura 3.8 - Formas de onda de interesse para topologia SEPIC-Buck.	81
Figura 3.9 - Topologia SEPIC (a) e conversor Ćuk (b).	82
Figura 3.10 - Conexão em cascata dos conversores SEPIC e Ćuk.	82

Figura 3.11 - Topologia integrada SEPIC-Ćuk.	82
Figura 3.12 - Primeira (a), segunda (b) e terceira (c) etapa de operação para topologia SEPIC-Ćuk.	84
Figura 3.13 - Formas de onda de interesse para topologia SEPIC-Ćuk.	85

CAPÍTULO 4

Figura 4.1 - LED Bridgelux BXRA-C4500 <i>cool-white</i>	88
Figura 4.2 - Reta tangente ao ponto de operação para a característica I-V do LED utilizado.	88
Figura 4.3 - Topologia integrada SEPIC-Buck.	89
Figura 4.4 - Definição da razão cíclica de acordo com a tensão de barramento V_{bus}	91
Figura 4.5 - Circuito equivalente para SEPIC em MCD.	92
Figura 4.6 - Definição da capacitância de barramento C_{bus} e ondulação de tensão no barramento ΔV_{bus} de acordo com a ondulação de corrente Δi_{LED}	93
Figura 4.7 - Topologia integrada SEPIC-Ćuk.	96
Figura 4.8 - Definição da razão cíclica de acordo com a tensão de barramento V_{bus}	97
Figura 4.9 - Circuito equivalente para SEPIC em MCD.	98
Figura 4.10 - Definição da capacitância de barramento C_{bus} e ondulação de tensão no barramento ΔV_{bus} de acordo com a ondulação de corrente Δi_{LED}	99
Figura 4.11 - Resposta ao distúrbio em D para função de transferência <i>versus</i> circuito para as topologias Buck (a) e Ćuk (b).	101
Figura 4.12 - Estrutura simplificada do sistema de controle utilizado.	102
Figura 4.13 - Esquemático do controlador analógico PI utilizado.	103
Figura 4.14 - Circuito de controle de intensidade luminosa aplicado ao conversor SEPIC-Buck (a) e ao conversor SEPIC-Ćuk (b).	104

CAPÍTULO 5

Figura 5.1 - Topologia SEPIC-Buck em malha aberta $C_{bus} = 187,5 \mu\text{F}$	108
Figura 5.2 - Corrente (Ch. 2, 1 A/div) na saída e tensão (Ch. 1, 50 V/div) no barramento. Escala horizontal: 4 ms/div (a), 10 μs /div (b).	108
Figura 5.3 - Corrente (Ch. 2, 1 A/div), tensão (Ch. 1, 50 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) nos LEDs na saída. Escala horizontal: 4 ms/div (a). Corrente (Ch. 2, 2 A/div), tensão (Ch. 1, 250 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) na entrada. Escala horizontal: 10 ms/div (b).	109

Figura 5.4 - Espectro harmônico da corrente de entrada ($C_{bus}= 187,5 \mu\text{F}$).....	109
Figura 5.5 – Topologia SEPIC-Buck em malha aberta $C_{bus}= 80 \mu\text{F}$	110
Figura 5.6 – Corrente (Ch. 2, 1 A/div) na saída e tensão (Ch. 1, 50 V/div) no barramento. Escala horizontal: 4 ms/div (a), 10 μs /div (b).....	110
Figura 5.7 – Corrente (Ch. 2, 1 A/div), tensão (Ch. 1, 50 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) nos LEDs na saída. Escala horizontal: 4 ms/div (a). Corrente (Ch. 2, 2 A/div), tensão (Ch. 1, 250 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) na entrada. Escala horizontal: 10 ms/div (b).....	110
Figura 5.8 - Espectro harmônico da corrente de entrada ($C_{bus}= 80 \mu\text{F}$).....	111
Figura 5.9 - Topologia SEPIC-Buck em malha fechada $C_{bus}= 35 \mu\text{F}$	111
Figura 5.10 – Corrente (Ch. 2, 1 A/div) na saída e tensão (Ch. 1, 50 V/div) no barramento. Escala horizontal: 4 ms/div (a), 10 μs /div (b).....	112
Figura 5.11 – Corrente (Ch. 2, 1 A/div), tensão (Ch. 1, 50 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) nos LEDs na saída. Escala horizontal: 4 ms/div (a). Corrente (Ch. 2, 2 A/div), tensão (Ch. 1, 250 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) na entrada. Escala horizontal: 10 ms/div (b).....	112
Figura 5.12 - Espectro harmônico da corrente de entrada ($C_{bus}= 35 \mu\text{F}$).....	112
Figura 5.13 – Tensão (Ch. 1, 250 V/div) e corrente (Ch. 2, 5 A/div) no interruptor S . Escala horizontal: 4 ms/div (a), 10 μs /div (b).	113
Figura 5.14 – Corrente (Ch. 3, 1 A/div) no indutor L_b e corrente (Ch. 2, 2 A/div) no diodo D_S . Escala horizontal: 4 ms/div (a), 10 μs /div (b).....	113
Figura 5.15 - Topologia SEPIC-Buck em malha fechada $C_{bus}= 35 \mu\text{F}$ com controle da intensidade luminosa.....	114
Figura 5.16 – Corrente (Ch. 2, 1 A/div), tensão (Ch. 1, 50 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) de saída para $D_{dim}= 10\%$ (a) e $D_{dim}= 30\%$ (b). Escala horizontal: 4 ms/div.....	114
Figura 5.17 – Corrente (Ch. 2, 1 A/div), tensão (Ch. 1, 50 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) de saída para $D_{dim}= 60\%$ (a) e $D_{dim}= 90\%$ (b). Escala horizontal: 4 ms/div.....	114
Figura 5.18 - Corrente de saída x PF, η e THD em função da variação da razão cíclica D_{dim} do circuito de controle de intensidade luminosa para topologia SEPIC-Buck.	115
Figura 5.19 - Protótipo da topologia SEPIC-Buck.	115
Figura 5.20 - Protótipo completo topologia SEPIC-Buck.	116
Figura 5.21 – Topologia SEPIC-Ćuk em malha aberta $C_{bus}= 198 \mu\text{F}$	116
Figura 5.22 – Corrente (Ch. 2, 1 A/div) na saída e tensão (Ch. 1, 50 V/div) no barramento. Escala horizontal: 4 ms/div (a), 10 μs /div (b).....	117

Figura 5.23 – Corrente (Ch. 2, 1 A/div), tensão (Ch. 1, 50 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) nos LEDs na saída. Escala horizontal: 4 ms/div (a). Corrente (Ch. 2, 2 A/div), tensão (Ch. 1, 250 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) na entrada. Escala horizontal: 10 ms/div (b).....	117
Figura 5.24 - Espectro harmônico da corrente de entrada ($C_{bus}= 198 \mu\text{F}$).....	117
Figura 5.25 - Topologia SEPIC-Ćuk em malha aberta $C_{bus}= 120 \mu\text{F}$	118
Figura 5.26 – Corrente (Ch. 2, 1 A/div) na saída e tensão (Ch. 1, 50 V/div) no barramento. Escala horizontal: 4 ms/div (a), 10 μs /div (b).	118
Figura 5.27 – Corrente (Ch. 2, 1 A/div), tensão (Ch. 1, 50 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) nos LEDs na saída. Escala horizontal: 4 ms/div (a). Corrente (Ch. 2, 2 A/div), tensão (Ch. 1, 250 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) na entrada. Escala horizontal: 10 ms/div (b).....	119
Figura 5.28 - Espectro harmônico da corrente de entrada ($C_{bus}= 120 \mu\text{F}$).....	119
Figura 5.29 - Topologia SEPIC-Ćuk em malha fechada $C_{bus}= 47 \mu\text{F}$	119
Figura 5.30 - Corrente (Ch. 2, 1 A/div) na saída e tensão (Ch. 1, 50 V/div) no barramento. Escala horizontal: 4 ms/div (a), 10 μs /div (b).	120
Figura 5.31 – Corrente (Ch. 2, 1 A/div), tensão (Ch. 1, 50 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) nos LEDs na saída. Escala horizontal: 4 ms/div (a). Corrente (Ch. 2, 2 A/div), tensão (Ch. 1, 250 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) na entrada. Escala horizontal: 10 ms/div (b).....	120
Figura 5.32 - Espectro harmônico da corrente de entrada ($C_{bus}= 47 \mu\text{F}$).....	121
Figura 5.33 – Tensão (Ch. 1, 250 V/div) e corrente (Ch. 2, 5 A/div) no interruptor S . Escala horizontal: 4 ms/ div (a), 10 μs /div (b).....	121
Figura 5.34 – Corrente (Ch. 3, 1 A/div) no indutor L_A e corrente (Ch. 2, 2 A/div) no diodo D_S . Escala horizontal: 4 ms/div (a), 10 μs /div (b).	121
Figura 5.35 - Topologia SEPIC-Ćuk com circuito de controle da intensidade luminosa.	122
Figura 5.36 – Corrente (Ch. 2, 1 A/div), tensão (Ch. 1, 50 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) de saída para $D_{dim}= 10\%$ (a) e $D_{dim}= 30\%$ (b). Escala horizontal: 4 ms/div.	122
Figura 5.37 – Corrente (Ch. 2, 1 A/div), tensão (Ch. 1, 50 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) de saída para $D_{dim}= 60\%$ (a) e $D_{dim}= 90\%$ (b). Escala horizontal: 4 ms/div.	123
Figura 5.38 - Corrente de saída x PF, η e THD em função da variação da razão cíclica D_{dim} do circuito de controle de intensidade luminosa para topologia SEPIC-Ćuk.....	123
Figura 5.39 - Protótipo da topologia SEPIC-Ćuk.....	124
Figura 5.40 - Protótipo completo da topologia SEPIC-Ćuk.....	124

Figura 5.41- Esquemático simplificado para o circuito de controle e comando das topologias.

..... 125

LISTA DE TABELAS

CAPÍTULO 4

Tabela 4.1 - Parâmetros de projeto previamente definidos.	90
Tabela 4.2 - Parâmetros de projeto para os elementos magnéticos.	94
Tabela 4.3 – Parâmetros dos elementos magnéticos para a topologia SEPIC-Buck.....	95
Tabela 4.4 - Resumo geral dos parâmetros e valores dos componentes para a topologia SEPIC-Buck.	95
Tabela 4.5 - Parâmetros de projeto previamente definidos.	96
Tabela 4.6 – Parâmetros para os elementos magnéticos para a topologia SEPIC-Ćuk.....	100
Tabela 4.7 - Resumo geral dos parâmetros e valores dos componentes para a topologia SEPIC-Ćuk.	100
Tabela 4.8 - Parâmetros dos controladores PI para cada topologia.	102
Tabela 4.9 - Valores dos componentes do controlador PI para cada topologia.....	103
Tabela 4.10 - Redução do capacitor de barramento para cada topologia.	103

LISTA DE ABREVIATURAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
AF	Fator de Aceleração
Al	Alumínio
AlInGaP	Fosfeto de Alumínio Índio Gálio
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
ASSIST	<i>Alliance for Solid-State Illumination Systems and Technologies</i>
AWG	<i>American Wire Gauge</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CI	Circuito Integrado
Cu	Cobre
D	Razão Cíclica
d	Dreno
DIAC	Diodo de Corrente Alternada
EMI	Interferência Eletromagnética
ENCE	Etiqueta Nacional de Conservação de Energia
ESD	Descargas Eletrostáticas
GaAs	Arseneto de Gálio
GaN	Nitrito de Gálio
GaP	Arseneto Fosfeto de Gálio
GEDRE	Grupo de Estudos e Desenvolvimento de Reatores Eletrônicos
HID	Lâmpada de Descarga em Alta e/ou Baixa Pressão
HPS	Lâmpada de Vapor de Sódio em Alta Pressão
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
InGaN	Nitreto de Gálio Índio
INMETRO	Instituto Nacional de Metrologia, Normatização e Qualidade Industrial
IRC	Índice de Reprodução de Cores
JEDEC	<i>Joint Electron Device Engineering Council</i>
JEITA	<i>Japan Electronics and Information Technology Industries Association</i>
LC	Indutivo Capacitivo
LED	Diodo Emissor de Luz

LFC	Lâmpada Fluorescente Compacta
M	Ganho Estático
MCC	Modo de Condução Contínua
MCCr	Modo de Condução Crítica
MCD	Modo de Condução Descontínua
MOSFET	Transistor de Efeito Campo de Metal-Óxido-Semicondutor
NBR	Norma Brasileira
OLED	Diodo Emissor de Luz Orgânico
OPAMP	Amplificador Operacional
PC	Controle de Potência
PF	Fator de Potência
PFC	Correção de Fator de Potência
PI	Proporcional Integral
PM	Fase de Margem
PWM	Modulação por Largura de Pulso
RGB	Vermelho, Verde, Azul
s	Source
SC	Sobrecorrente
SEPIC	Conversor com Indutância Simples no Primário
Si	Silício
ST	Sobretensão
THD	Taxa de Distorção Harmônica

LISTA DE SÍMBOLOS

$\langle I_{Cbus} \rangle$	Corrente média de carga do capacitor C_{bus}
ΔB	Excursão da densidade do fluxo magnético
Δi_{L1}	Ondulação de corrente no indutor L_1
Δi_{L3}	Ondulação de corrente no indutor L_3
Δi_{L4}	Ondulação de corrente no indutor L_4
Δi_{Lb}	Ondulação de corrente no indutor L_b
Δi_{LED}	Ondulação de corrente nos LEDs
ΔV_{bus}	Ondulação da tensão de barramento
A_{PI}	Ângulo de atraso inserido pelo controlador PI
$B_{máx}$	Densidade do fluxo magnético
C_1	Capacitor 1
C_2	Capacitor 2
C_{bus}	Capacitor de barramento
C_f	Capacitor de filtro
C_o	Capacitor de saída
C_{PI1}	Capacitor 1 do PI
C_{sense}	Sensor de efeito hall
D	Razão cíclica
D_1	Diodo 1
D_2	Diodo 2
D_b	Diodo do conversor Buck
D_{buck}	Razão cíclica para o conversor Buck
D_C	Diodo do conversor $\acute{C}uk$
$D_{\acute{C}uk}$	Razão cíclica do conversor $\acute{C}uk$
D_{\dim}	Razão cíclica do interruptor S_{\dim}
D_L	Diodo ideal do modelo linear do LED
$D_{máx}$	Razão cíclica máxima
D_{PC}	Diodo intrínseco do estágio PC
D_{PFC}	Diodo intrínseco do estágio PFC
D_{r1}	Diodo retificador 1

D_{r4}	Diodo retificador 4
D_{rap}	Diodo do circuito de aumento de velocidade de comutação
D_s	Diodo do conversor SEPIC
E_a	Energia de ativação
f_r	Frequência da rede
f_{res}	Frequência de ressonância
f_s	Frequência de chaveamento
$i(t)$	Corrente instantânea de saída do estágio PFC
i_{D1}	Corrente no diodo D_1
i_{CC}	Corrente de entrada contínua
I_{DS}	Corrente no diodo do conversor SEPIC
I_L	Corrente direta
i_{L1}	Corrente no indutor L_1
i_{L2}	Corrente no indutor L_2
i_{L3}	Corrente no indutor L_3
i_{L4}	Corrente no indutor L_4
i_{Lb}	Corrente no indutor L_b
i_{LED}	Corrente instantânea nos LEDs
I_{LED}	Corrente nos LEDs
i_o	Corrente de saída
I_{pk}	Corrente de pico da rede
I_R	Corrente residual
I_s	Corrente de saturação de polarização reversa
i_{s1}	Corrente no interruptor s_1
J	Densidade de corrente no cobre
k	Constante de Boltzmann
K_p	Fator de utilização para o primário
k_p	Ganho proporcional do controlador PI
K_w	Fator de utilização para a área da janela do primário
K_{wf}	Fator de utilização do enrolamento
L_1	Indutor 1
L_2	Indutor 2
L_3	Indutor 3

L_4	Indutor 4
L_b	Indutor do conversor Buck
L_{eq}	Indutância equivalente
L_f	Indutor de filtro
η_1	Rendimento estimado do estágio PFC
η_2	Rendimento estimado do estágio PC
n_i	Fator de idealidade do diodo
P_{aux}	Potência das fontes auxiliares
P_{in}	Potência de entrada
P_{out}	Potência de saída
Q_e	Carga elementar do elétron
R_1	Resistor 1
R_{Buck}	Resistência equivalente do conversor Buck
$R_{\acute{C}uk}$	Resistência equivalente do conversor $\acute{C}uk$
R_E	Resistor do emissor
R_{eq}	Resistência equivalente
r_L	Resistência dinâmica série do LED
r_{PI1}	Resistor 1 do PI
r_{PI2}	Resistor 2 do PI
R_{rap}	Resistor do circuito de aumento de velocidade de comutação
R_{SEPIC}	Resistência equivalente do conversor SEPIC
S	Interruptor compartilhado
s	Domínio da frequência
S_1	Interruptor 1
S_{Buck}	Interruptor do conversor Buck
$S_{\acute{C}uk}$	Interruptor do conversor $\acute{C}uk$
S_{dim}	Interruptor do circuito de controle de intensidade luminosa
S_{PC}	Interruptor do estágio PC
S_{PFC}	Interruptor do estágio PFC
S_{SEPIC}	Interruptor do conversor SEPIC
T_a	Temperatura de junção em condições aceleradas
T_j	Temperatura de junção PN
T_r	Período da rede

T_s	Período de chaveamento
T_u	Temperatura de junção nas condições de operação
V_{bus}	Tensão de barramento
V_{C2}	Tensão média no capacitor C_2
V_{D1}	Tensão no diodo D_1
V_{CC}	Tensão de entrada contínua
V_{in}	Tensão de entrada alternada
V_L	Tensão de threshold do modelo linear do LED
V_{LED}	Tensão no LED
V_o	Tensão de saída
V_{pk}	Tensão de pico da rede
V_{ret}	Tensão retificada
V_{s1}	Tensão no interruptor s_1
H	Rendimento
μ_o	Permeabilidade absoluta no vácuo
μ_r	Permeabilidade relativa do núcleo
Ω	Frequência angular
ω_z	Frequência do zero

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO	33
CAPÍTULO 1.....	39
ILUMINAÇÃO NO ESTADO SÓLIDO.....	39
1.1. Introdução	39
1.2. Diodos Emissores de Luz	41
1.2.1. Princípio de Operação	41
1.2.2. Classificação	42
1.2.3. Aspectos construtivos	44
1.2.4. Características Fotométricas	45
1.2.5. Características Elétricas	48
1.2.6. Vida Útil	51
1.3. Conclusão Parcial	54
CAPÍTULO 2.....	55
CIRCUITOS DE ACIONAMENTO PARA LEDS	55
2.1. Introdução	55
2.2. Acionando LEDs	55
2.2.1. Resistência em série	56
2.2.2. LEDs em Paralelo	56
2.2.3. LEDs em Série	58
2.3. Fontes Lineares	58
2.4. Topologias CC-CC Aplicadas a LEDs	61

2.4.1.	Conversor Buck.....	61
2.4.2.	Conversor Boost.....	62
2.4.3.	Conversor Buck-Boost.....	64
2.4.4.	Conversor Ćuk	65
2.4.5.	Conversor SEPIC	66
2.4.6.	Conversor Zeta.....	67
2.4.7.	Conversor Flyback	67
2.5.	Circuitos de Acionamento para LEDs com Correção de Fator de Potência	68
2.6.	Capacitores Eletrolíticos x Vida Útil do Circuito de Acionamento.....	71
2.7.	Conclusão Parcial.....	73
CAPÍTULO 3.....		75
INTEGRAÇÃO DE CONVERSORES		75
3.1.	Introdução.....	75
3.2.	Estágios Integrados	75
3.3.	Metodologia de Integração	76
3.4.	SEPIC-Buck Integrado.....	77
3.5.	SEPIC-Ćuk Integrado	82
3.6.	Conclusão Parcial.....	86
CAPÍTULO 4.....		87
SISTEMA DE ILUMINAÇÃO PROPOSTO		87
4.1.	Introdução.....	87
4.2.	Parâmetros de Entrada e Saída	87

4.3.	Projeto da Topologia SEPIC-Buck	89
4.4.	Projeto da Topologia SEPIC-Ćuk.....	95
4.5.	Projeto do Controlador	100
4.6.	Circuito de Controle de Intensidade Luminosa.....	103
4.7.	Conclusão Parcial	104
CAPÍTULO 5.....		107
RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....		107
5.1.	Introdução	107
5.2.	Projeto da Topologia SEPIC-Buck	108
5.2.1.	Topologia em Malha Aberta Utilizando Capacitância Elevada	108
5.2.2.	Topologia em Malha Aberta Utilizando Capacitância Reduzida	109
5.2.3.	Topologia SEPIC-Buck em Malha Fechada.....	111
5.2.4.	Controle da Intensidade Luminosa para topologia SEPIC-Buck	113
5.3.	Projeto da Topologia SEPIC-Ćuk.....	116
5.3.1.	Topologia em Malha Aberta Utilizando Capacitância Elevada	116
5.3.2.	Topologia em Malha Aberta Utilizando Capacitância Reduzida	118
5.3.1.	Topologia SEPIC-Ćuk em Malha Fechada	119
5.3.2.	Controle da Intensidade Luminosa para Topologia SEPIC-Ćuk.....	122
5.4.	Circuito de Controle e Comando	124
5.5.	Fonte Auxiliar	125
5.6.	Conclusão Parcial	126
CAPÍTULO 6.....		127
CONCLUSÃO GERAL		127

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 129

INTRODUÇÃO

A gama de radiação eletromagnética visível para o olho humano proveniente de um corpo luminoso é conhecida como luz (WEISZFLOG, 2004). A luz é um elemento fundamental para a vida dos seres humanos, seja ela ocasionada naturalmente ou através de algum artifício. A primeira fonte de iluminação artificial de que se tem notícia ocorreu na era pré-histórica através do domínio do fogo. Por séculos as formas de iluminação artificial utilizadas dependiam da queima de algum tipo de combustível até meados do século dezoito (O'DEA, 1958). Em 1709 são relatadas descobertas de fontes de iluminação por meio de uma máquina elétrica de fricção em vácuo imperfeito (HARRIS, 1993). Cerca de cem anos depois, em 1801, Humphrey Davy demonstrou a possibilidade de ser obter luz elétrica através de dois pedaços de carbono e uma bateria galvânica de alta potência. Este foi o princípio das lâmpadas de arco voltaico (KITSINELIS, 2011). Não é sabido exatamente quem concebeu a primeira lâmpada incandescente. O princípio é antigo e diversas técnicas apresentando experiências com materiais ou filamentos incandescentes foram relatadas. Porém, sempre apresentavam instabilidades. No entanto, em 1881 ocorreu o evento Paris Electrical Exhibition, onde Edison, Swan, St. George Lane Fox e Hiram Maxim apresentaram a lâmpada incandescente que poderia ser praticamente utilizada e comercializada. Mas foi a lâmpada de Edison e Swan que se firmou no mercado britânico (BOWERS, 1995).

Com a tecnologia da iluminação artificial a partir de energia elétrica, o homem pôde estender seu período produtivo e aumentar seu tempo de lazer após o sol se pôr, colaborando com o desenvolvimento da economia, da cultura e do conhecimento científico da sociedade com maior eficiência e praticidade (COSTA, 2005). Seja para proporcionar conforto, auxiliar na decoração ou estimular à atividade física, a iluminação artificial está presente em todos os locais, tanto em ambientes internos como residências, estabelecimentos comerciais e industriais, quanto externos, como ruas, parques, estacionamentos e rodovias.

A lâmpada elétrica incandescente foi a primeira a se tornar comercialmente viável. Seu princípio de funcionamento é fundamentado no aquecimento de um filamento que se torna incandescente através da passagem de corrente elétrica. Esta lâmpada apresenta alto índice de reprodução de cores (IRC), que atribui semelhança à iluminação natural. Também

apresenta simplicidade por ser diretamente conectada à rede elétrica, sem a necessidade de algum circuito externo regulador ou ignitor (HARRIS, 1993).

Este tipo de fonte luminosa vem sendo utilizada até os dias atuais, principalmente em iluminação de interiores. Porém este é um método pouco eficaz, devido à ineficiência luminosa deste tipo de lâmpada (PAL, 2010). Este fato faz com que a comercialização destas lâmpadas esteja sendo abolida em vários países como os da União Europeia e Austrália (SPIEGEL, 2013). Enquanto esse tipo de fonte luminosa vem sendo abolida, outras lâmpadas vêm se tornando cada vez mais populares. Entre elas estão as lâmpadas fluorescentes, que apresentam rendimento superior às lâmpadas incandescentes e por isso tornaram-se populares na iluminação residencial.

A lâmpada fluorescente é classificada como uma lâmpada de descarga. Nesta, a luz é produzida pela passagem da corrente elétrica em um gás ou mistura de gases contidos em um tubo. Isto advém de uma elevada tensão aplicada em seus eletrodos, vencendo a rigidez dielétrica do meio gasoso. Este processo é conhecido como ignição da lâmpada. Essas lâmpadas são classificadas em função da pressão interna do bulbo, sendo as fluorescentes classificadas como lâmpadas de descarga em baixa pressão (KITSINELIS, 2011).

As fluorescentes apresentam vida útil e eficácia luminosa bastante superior, se comparadas às incandescentes. Não produzem calor em excesso e sua temperatura de cor geralmente é elevada. Contudo, estas lâmpadas são constituídas de gases que se tornam perniciosos ao meio ambiente quando descartadas de forma inadequada (PINTO, 2008). Além disso, carecem de um circuito externo para acionamento que atribui maior custo e complexidade ao sistema. Devido às suas elevadas dimensões, as lâmpadas fluorescentes do tipo tubular podem comprometer a estética do ambiente. Esse fato induz algumas críticas pelo setor arquitetônico que cada vez mais busca utilizar sistemas de iluminação mais discretos e homogêneos, como por exemplo, sistemas que utilizam o efeito *downlight* (OSRAM, 2013).

Dentre as novas tecnologias de lâmpadas existentes nos últimos 20 anos, as lâmpadas fluorescentes compactas (LFCs) tomaram destaque devido à fácil substituição pelas lâmpadas incandescentes (TEODOSESCU, 2012). Em comparação com as lâmpadas fluorescentes tubulares, as LFCs não apresentam problemas relacionados à instalação quando se deseja substituir lâmpadas incandescentes. Apresentam tamanho reduzido, reator integrado e soquete idêntico ao utilizado nas incandescentes. Após a crise energética que abalou o país em 2001, o governo federal estimulou o uso das LFCs que conquistaram uma parcela considerável do mercado, sobretudo na iluminação residencial (MARCHESAN, 2007; PINTO, 2008). Todavia, a procura desmedida por LFCs ocasionou produtos de baixa qualidade no mercado.

Dessa forma, desde o ano de 2007, o governo brasileiro determinou que estes produtos sejam aprovados pelo Instituto Nacional de Metrologia, Normatização e Qualidade Industrial (Inmetro) e pela Etiqueta Nacional de Conservação de Energia (ENCE) antes de serem comercializados (ELLERT, 2008).

As lâmpadas citadas até aqui são utilizadas, na sua grande maioria, em ambientes internos, como residências, escritórios e estabelecimentos comerciais. Contudo, em ambientes como estádios, ginásios e ambientes externos, como parques, rodovias, estacionamentos e iluminação pública, as lâmpadas de descarga em alta pressão apresentam-se massivamente. Dentre estas, a lâmpada de vapor de sódio em alta pressão (*High-Pressure Sodium*, HPS) é a que abrange maior utilização no Brasil, seguida pela lâmpada de vapor de mercúrio (ELETROBRÁS, 2013). A HPS também possui maior eficiência, abordando níveis semelhantes à de lâmpadas fluorescentes, e sua vida útil é superior à das lâmpadas incandescentes e fluorescentes (CERVI, 2009).

A lâmpada HPS possui alta eficácia luminosa, próxima a 150 lm/W, e seu tempo médio de uso pode chegar a 32.000 horas em alguns modelos (FLESCH, 2006). Para seu acionamento, também é necessário um reator específico. Apresenta como desvantagem baixo IRC, que induz um aspecto distorcido nas cores dos objetos iluminados (PINTO, 2008). Contudo, em aplicações onde a reprodução fiel das cores não possui tanta importância quanto o baixo consumo de energia e a quantidade de luz emitida, a utilização deste tipo de lâmpada é oportuna. Outra lâmpada de descarga que vem ganhando espaço no mercado é a lâmpada de multivapor metálico. Esta lâmpada, além de possuir elevada eficiência luminosa, também apresenta um alto IRC, que admite sua utilização em iluminação de interiores (CERVI, 2009; DALLA COSTA, 2008).

A passagem de corrente elétrica por um cristal que emitia luz foi observada primeiramente no início do século vinte, instituindo o conceito de eletroluminescência. Esse fenômeno se desenvolveu a partir de 1960 com o estudo de processos de dopagem de cristais de arseneto de gálio proporcionando a existência dos Diodos Emissores de Luz (*Light Emitting Diode* - LED) (COSSIELLO, 2007). O LED é um dispositivo semicondutor que emite luz pelo artifício da eletroluminescência. Estes dispositivos não possuem bulbo de vidro nem apresentam filamentos, como as lâmpadas incandescentes e de descarga, por isso, são resistentes a colisões, trepidações ou vibrações (SCHUBERT, 2006).

A iluminação indicativa em equipamentos eletroeletrônicos deu início à sua utilização logo após serem concebidos. Daí em diante o desenvolvimento de LEDs mais potentes e com maior luminosidade tornou possível seu emprego em aplicações como semáforos, iluminação

de emergência, lanternas e iluminação de ambientes (BULLOUGH, 2003). Atualmente, estes dispositivos apresentam maior eficácia luminosa agregada à longa vida útil, superando as mais eficientes e modernas tecnologias de lâmpadas (ALMEIDA, 2012a; CREE, 2012). Apresentam alto IRC e seu tamanho reduzido permite discricção no que diz respeito à arquitetura luminotécnica. Os LEDs podem ser alimentados por distintas formas de onda de corrente apresentando uma resposta característica para cada uma delas e apresentam boa resposta quando supridos por corrente contínua sendo assim essa utilizada na maioria das vezes (SAUERLÄNDER, 2006; SCHMID, 2007).

O LED é uma alternativa para reduzir gastos em iluminação, que consome hoje aproximadamente 20% da energia elétrica mundial gerada. Estima-se que a iluminação no estado sólido possa reduzir esse consumo em até 66% (JORDAN, 2012). Por isso sua utilização de maneira eficiente é de grande valor para a redução do consumo de energia elétrica mundial. Políticas governamentais estão sendo implementadas buscando reduzir o consumo de energia pelo setor da iluminação em vários países. Isto inclui normativas que determinam o desempenho mínimo para lâmpadas e reatores, sistemas de iluminação e também programas públicos e mercadológicos na área da iluminação como o European Greenlights Programme (IEA, 2006).

No entanto, os dispositivos de acionamentos tradicionalmente utilizados para alimentar LEDs fazem uso de capacitores eletrolíticos que limitam a vida útil do sistema. Quando operando em uma temperatura ambiente próxima a 85 °C – condição típica para circuitos de acionamento para LEDs – os capacitores eletrolíticos apresentam vida útil inferior à 18.000 horas (JEON, 2012). Os LEDs podem alcançar até 80.000 horas em condições típicas de operação (WU CHEN, 2012). Dessa forma, os fabricantes de fontes de alimentação tem procurado evitar a utilização de capacitores eletrolíticos, garantindo desta forma, 5 a 10 anos de vida útil a seus sistemas. Recentemente uma gama significativa de trabalhos científicos tem sido publicados nessa linha de pesquisa (ALONSO, 2011a, 2011b, 2012a; COSETIN, 2012; DIAZ, 2013; GU, 2009; LAMAR, 2012; LUZ, 2012; WU CHEN, 2012; ZHANG, 2013).

Este trabalho apresenta como escopo o projeto e desenvolvimento de um sistema de iluminação composto por topologias de conversores estáticos de corrente contínua-corrente contínua (CC-CC) integrados para alimentar arranjos de LEDs de potência a partir da rede elétrica. Os conversores CC-CC operando em alta frequência são amplamente aplicados em sistemas de iluminação devido a características como alto rendimento, reduzido peso e

volume dos componentes magnéticos e ausência de ruído audível (CAMPOS, 2004; ERICKSON, 2007).

Como principal contribuição, o projeto busca minimizar a capacitância de barramento tornando possível a substituição dos capacitores eletrolíticos, comumente utilizados em circuitos de acionamento para LEDs (JEON, 2012), por uma tecnologia de vida útil compatível à dos LEDs, prolongando a vida útil do sistema como um todo. A vida útil para capacitores eletrolíticos comumente utilizados como capacitância de barramento para conversores CC-CC varia entre 1.000 e 15.000 horas (EPCOS, 2012), o que é considerada curta se comparada à vida útil dos LEDs, que apresentam valores de até 80.000 horas (WU CHEN, 2012). Conseqüentemente, os capacitores eletrolíticos podem ser responsáveis pela redução da vida útil de um sistema de iluminação empregando LEDs (ZHANG, 2013). Os capacitores de filme apresentam maior peso e volume, se comparados aos eletrolíticos, bem como limitações quanto aos valores de capacitâncias encontradas comercialmente. Entretanto podem apresentar vida útil superior a 200.000 hrs (EPCOS, 2008).

A redução da capacitância de barramento do sistema de iluminação proposto também deve levar em conta a distorção harmônica da corrente absorvida pela rede, conforme os devidos órgãos regulamentadores da qualidade da energia absorvida por sistemas de iluminação. Ao mesmo tempo, a corrente nos LEDs deve ser mantida dentro de uma determinada faixa que não influencie severamente as características de luminosidade das fontes de luz. Para tanto, este documento está organizado da forma ulterior:

- O Capítulo 1 apresenta a fonte de luz utilizada neste trabalho: os diodos emissores de luz. É realizada uma abordagem sobre a iluminação semicondutora, classificando os LEDs, apresentando seu princípio de funcionamento, características construtivas, aspectos físicos, elétricos e luminosos. Um estudo abordando a vida útil deste dispositivo é realizado. É também apresentada uma breve descrição das principais aplicações dos LEDs salientando sua aplicação em sistemas de iluminação.

- O Capítulo 2 diz respeito à forma de se alimentar a fonte de luz utilizada neste trabalho. Dessa forma são abordados circuitos eletrônicos empregados em iluminação a LED, apresentando topologias da literatura e soluções para correção do fator de potência quando estes circuitos de acionamento são ligados à rede elétrica. Circuitos com o intuito de reduzir e/ou eliminar a utilização de capacitores eletrolíticos são analisados. Uma abordagem a respeito de circuitos de acionamento que utilizam capacitores eletrolíticos é realizada relacionando a vida útil desses sistemas. Este capítulo busca apresentar uma visão geral acerca dos circuitos de acionamento para LEDs, abordando desde os circuitos de maior

simplicidade utilizados para alimentar diodos emissores de luz até topologias recentes que representam o estado da arte para circuitos de acionamento empregados na iluminação semicondutora.

- O Capítulo 3 apresenta uma síntese da metodologia de integração de conversores estáticos utilizada neste trabalho. As técnicas aplicadas à redução de interruptores ativos para as topologias propostas são também apresentadas.

- No Capítulo 4 o sistema de iluminação semicondutora proposto é apresentado. As topologias são descritas enfatizando suas características. Além disso, este capítulo aborda o projeto dos componentes onde as equações matemáticas empregando teoria dos circuitos elétricos são utilizadas. Aqui é também apresentado o controlador utilizado abordando os parâmetros necessários que levaram à sua escolha.

- O Capítulo 5 apresenta as topologias implementadas. Aqui os resultados experimentais são mostrados e analisados para validação da proposta.

- A conclusão geral é apresentada no Capítulo 6.

CAPÍTULO 1

ILUMINAÇÃO NO ESTADO SÓLIDO

1.1. Introdução

O desenvolvimento de uma topologia utilizando conversores estáticos requer o conhecimento do tipo de carga que será utilizada bem como suas características. Este trabalho aborda a alimentação de fontes de luz no estado sólido, os LEDs.

Este capítulo descreve o princípio de funcionamento do LED bem como as principais características físicas, elétricas e fotométricas desta fonte de luz semicondutora. Um estudo abordando a vida útil deste dispositivo é realizado. É também apresentada uma breve descrição das principais aplicações dos LEDs, salientando sua aplicação em sistemas de iluminação.

Na década de 50, cientistas britânicos observaram a eletroluminescência em semicondutores baseados em Arseneto de Gálio (GaAs) levando à criação do primeiro diodo emissor de luz moderno. O primeiro LED com emissão no espectro visível foi desenvolvido em 1962 pela General Electric's Advanced Semiconductor Laboratory (HOLONYAK, 1962). Ainda na década de 60 o primeiro LED comercial vermelho foi fabricado utilizando Arseneto Fosfeto de Gálio (GaP). Na metade da década de 70 a utilização de Fosfeto de Gálio permitiu a produção do LED verde. Os primeiros LEDs azuis surgiram na década de 90 utilizando Nitrito de Gálio (GaN) (AKASAKI, 1993). Através da combinação do vermelho, verde e azul, ou revestindo o LED azul com fósforo, obteve-se o LED emitindo luz branca (NICHIA, 1996). Este por sua vez, já era considerado uma promessa de alta eficiência para a iluminação em geral (USDE, 2012).

Estes LEDs vêm se mostrando adequados para substituir as mais variadas lâmpadas em diversas aplicações. Por se tratarem de dispositivos pequenos, eficientes e de longa vida útil, a iluminação semicondutora tem atraído pesquisadores e fabricantes para o desenvolvimento de produtos aplicando esta tecnologia.

A Fig. 1.1 apresenta curvas com o histórico e previsão para a eficiência luminosa das principais fontes utilizadas na iluminação em geral. No entanto, recentemente já foram

reportadas eficiências de 254 lm/W para o LED em determinadas condições de operação (CREE, 2012). O desempenho das lâmpadas incandescentes, halógenas, fluorescentes, fluorescentes compactas, e lâmpadas de descarga em alta e/ou baixa pressão (HID) levou mais de 70 anos para chegar ao estado atual. Por outro lado o LED teve um progresso tecnológico mais rápido até mesmo ultrapassando as outras fontes de luz.

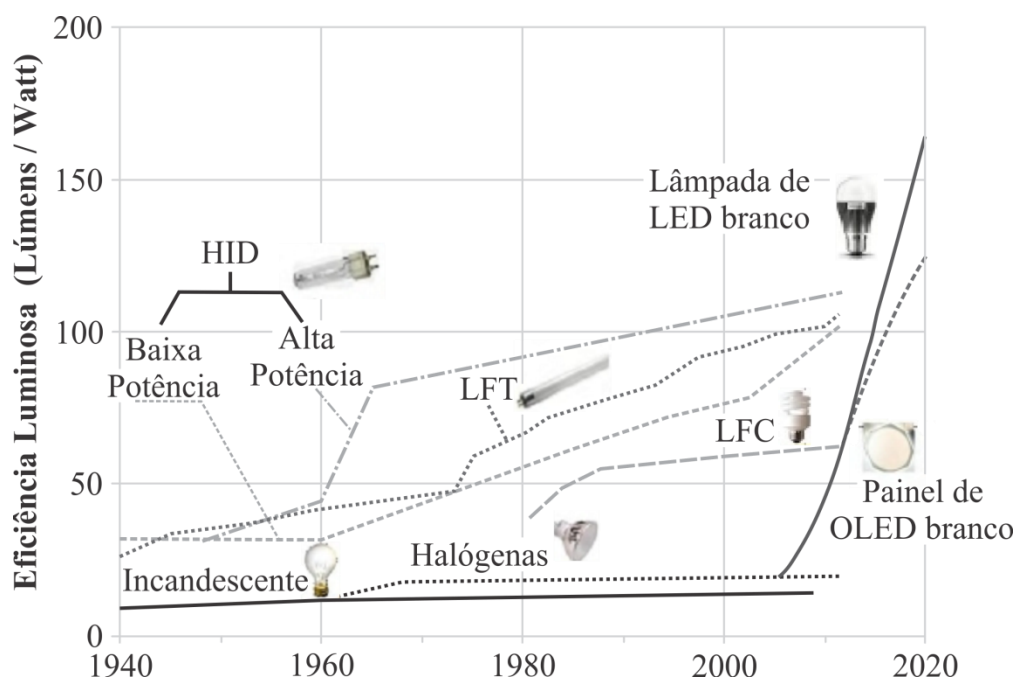


Figura 1.1 - Histórico e previsão para eficiência luminosa (USDE, 2012).

Os LEDs apresentam melhorias eminentes em sua performance quando comparados com outras tecnologias de iluminação. A eficiência luminosa máxima teórica para o LED ultrapassa todas as outras fontes de luz, estimada entre 300 e 400 lm/W (ZORPETTE, 2002). Em contrapartida o custo da iluminação a LED é decrescente, de acordo com a Lei de Haitz (HAITZ, 1999; USDE, 2008). Ao se fazer uma projeção futura para o setor da iluminação, essas características tornam essa fonte de luz imprescindível.

Atualmente as lâmpadas a LED oferecidas nas prateleiras comerciais apresentam preços superiores quando comparadas a outros tipos de lâmpadas. A Fig. 1.2 apresenta uma comparação entre dados atuais e uma projeção para o custo de uma lâmpada a LED comparada a uma LFC.

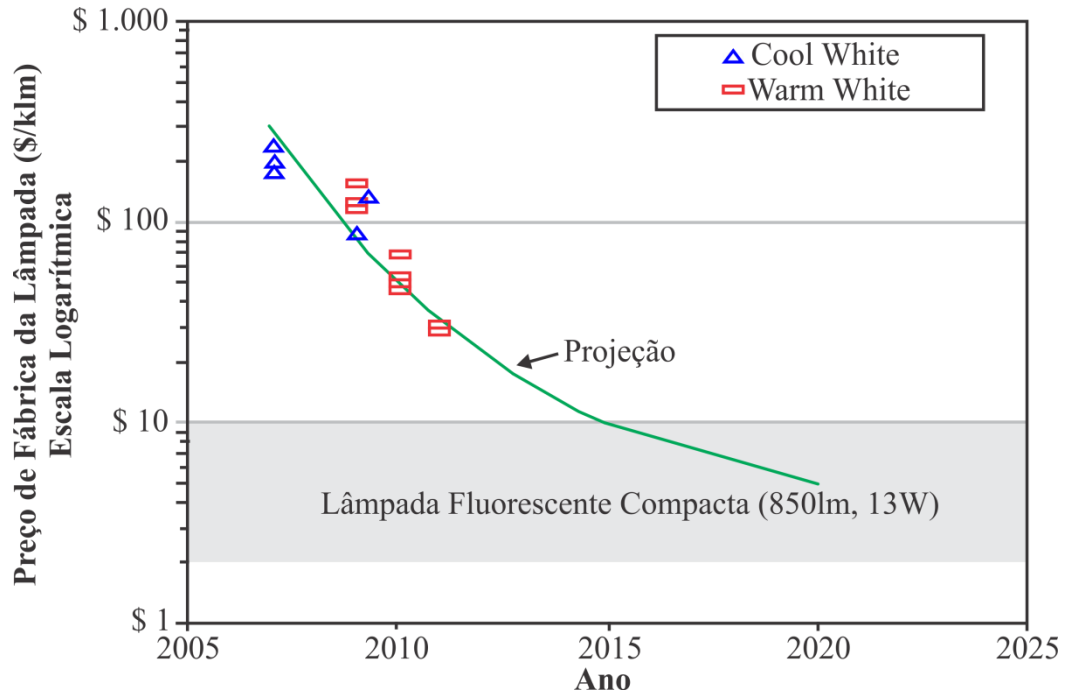


Figura 1.2 - Custo do LED x LFC (USDE, 2008).

Esta projeção apresenta a lâmpada a LED com menor preço de mercado no futuro, assim como acontece com novas tecnologias em geral. No início o custo é elevado devido a diversos fatores fabris e mercadológicos. No entanto com a popularização o preço final ao consumidor tende a diminuir com o passar do tempo, atingindo um valor limiar.

1.2. Diodos Emissores de Luz

1.2.1. Princípio de Operação

Cristais semicondutores dopados do tipo P apresentam lacunas como portadores majoritários de carga elétrica. Por outro lado, cristais semicondutores dopados do tipo N, apresentam elétrons como portadores majoritários de carga elétrica. Essa propriedade é conhecida como condução controlada específica. A junção metalúrgica de dois cristais unidos dessa propriedade é conhecida como junção PN.

Assim como um diodo padrão, o LED é composto por uma junção PN. Quando esta junção é diretamente polarizada por uma fonte de tensão, as cargas negativas, ou elétrons, bem como as cargas positivas, ou lacunas, são conduzidas ao mesmo ponto, denominado região de depleção. O resultado é a emissão de fótons, como apresentado pela Fig. 1.3, ou seja, a conversão de energia elétrica em luz (BULLOUGH, 2003).

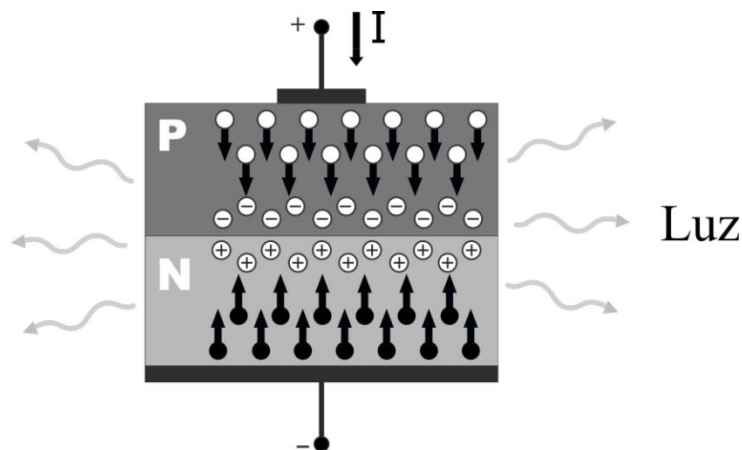


Figura 1.3 - Combinação de elétrons e lacunas para um LED.

A região ativa de um LED ideal emite um fóton para cada elétron injetado. Cada partícula carregada quântica (elétron) produz uma partícula quântica de luz (fóton). Assim, a região ativa ideal de um LED tem uma eficiência quântica unitária. A eficiência quântica interna é definida como o número de fótons emitidos a partir de uma região ativa por segundo dividido pelo número de elétrons injetados no diodo emissor de luz por segundo (SCHUBERT, 2006). A eficácia da extração de luz é definida como o número de fótons emitidos para o espaço livre por segundo, dividido pelo número de fótons emitidos a partir da região ativa por segundo. Assim, a eficiência quântica externa é a razão entre o número de fótons emitidos para o espaço livre por segundo e o número de elétrons injetados no LED por segundo (CHANG, 2012).

1.2.2. Classificação

Os diodos emissores de luz podem ser classificados em três principais categorias: sinalizadores, de alto brilho e de potência. Um exemplar de cada categoria é ilustrado pela Fig. 1.4 subsequente.



Figura 1.4 - Classificação dos LEDs (Fonte: <http://www.active-robots.com>, 2013).

Esta classificação é dada segundo a evolução e área de aplicação destes dispositivos. No que diz respeito à iluminação, primeiramente os LEDs eram empregados somente em

iluminação indicativa ou sinalizadora, principalmente em equipamentos eletroeletrônicos. Na última década esta tecnologia estendeu sua aplicação para iluminação de pequenas áreas, como painéis de automóveis, visores de rádios e eletrodomésticos.

Recentemente, este setor de painéis e pequenas áreas tem sido tomado pelo Diodo Emissor de Luz Orgânico (*Organic Light-Emitting Diode* - OLED). Este tipo de LED é constituído de carbono e apresenta dimensões reduzidas como grande vantagem, além da flexibilidade e baixa necessidade de potência. Sua aplicação tem estado presente principalmente em painéis automotivos e decorativos, visores de relógios, telas de telefones, computadores e televisores. No entanto, empresas multinacionais tem pesquisado sua provável aplicação em iluminação de ambientes nos próximos anos (USDE, 2012). A Fig. 1.5 apresenta uma tela utilizando esta tecnologia.



Figura 1.5 - Tela utilizando OLED (Fonte: <http://www.oled-info.com>, 2013).

O aumento da potência, luminosidade e eficácia dos LEDs do tipo indicativo ou sinalizador acabou gerando outra categoria, os LEDs de alto brilho. Estes têm sido empregados principalmente em painéis eletrônicos, semáforos, sinalizadoras automotivas, sistemas de iluminação de emergência, lanternas e iluminação decorativa. O crescente acréscimo do fluxo luminoso emitido por estes dispositivos, consorciado à descoberta da tecnologia para a emissão de luz branca, já na década de 90, permitiu sua utilização em iluminação de ambientes internos e mais recentemente em ambientes externos (BULLOUGH, 2003). Estes LEDs são percorridos por correntes na ordem de dezenas de mA (miliampéres) geralmente e possuem potência na ordem de mW (miliwatts).

Atualmente a iluminação em geral vem cada vez mais fazendo uso do LED de potência. O primeiro LED de potência comercial surgiu em 1998 causando enorme impacto no desenvolvimento da iluminação (STEIGERWALD, 2002). Este por sua vez possui maior

fluxo luminoso e opera com correntes na ordem de A (ampéres) e potências superiores a 1 W (BENDER, 2012). A Fig. 1.6 apresenta uma luminária para iluminação pública utilizando LEDs de potência. Como este trabalho faz uso deste tipo de dispositivo, maior ênfase é dada ao LED de potência neste capítulo.



Figura 1.6 - Protótipo de luminária utilizando LEDs de potência desenvolvida pelo grupo GEDRE.

1.2.3. Aspectos construtivos

A eficiência de um LED está diretamente relacionada às características construtivas deste dispositivo. A estrutura básica de um LED de potência busca criar um caminho de condução térmica entre a pastilha semicondutora (*chip*) e a base do encapsulamento. A Fig. 1.7 apresenta a secção lateral para um LED de potência clássico. O *chip* é separado do dissipador interno, geralmente de alumínio (Al) ou cobre (Cu) – devido à sua alta condutividade térmica – pela camada de silício (Si) soldada ao dissipador. Esta atua como proteção contra descargas eletrostáticas (*Electrostatic Discharge* – ESD). O invólucro garante o suporte e proteção dos elementos da estrutura. Este é geralmente composto por poliflamida ou polímero de cristal líquido. Na parte superior do dispositivo há o encapsulamento, geralmente composto de resina epóxi ou silicone. Este por sua vez é coberto por lentes plásticas (SCHUBERT, 2006). Esta estrutura não apresenta isolamento elétrico entre o dissipador interno e o ânodo, que são conectados através de um fio de ouro, geralmente. Este fato requer cuidado à sua utilização.

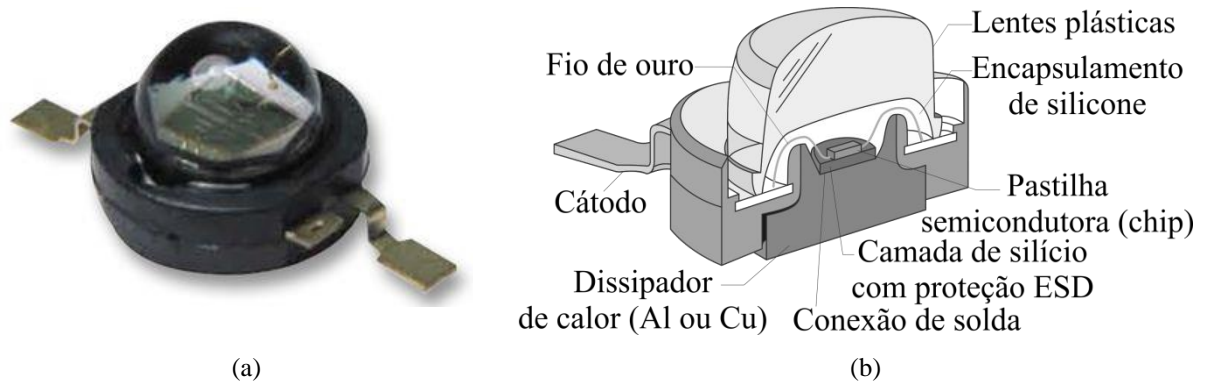


Figura 1.7 - LED de potência de alumínio (a) e seção lateral (b) (Fonte: <http://www.farnellnewark.com.br>, 2013).

Outra estrutura bastante popular e mais recente utiliza uma base térmica, isolada eletricamente. Esta base é conectada ao ânodo através do próprio encapsulamento cerâmico de alta condutividade térmica. O *chip* é preso à cerâmica através de uma camada de ligação e coberto por uma lente de silicone, conforme é apresentado na Fig. 1.8.

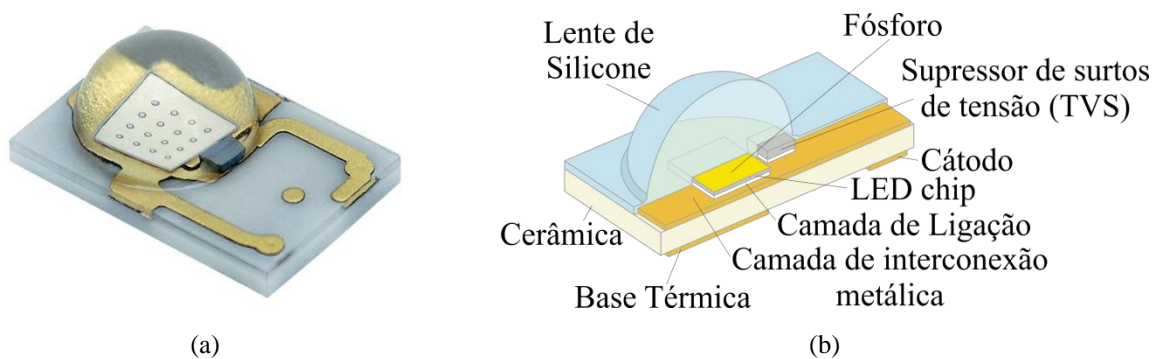


Figura 1.8 - LED de potência cerâmico (a) e seção lateral (b).

Novas tecnologias buscando aprimorar o encapsulamento do LED, buscando maior eficiência luminosa, menores dimensões e maior dissipação de calor tem sido cada vez mais objeto de pesquisa no setor industrial e tecnológico (BENDER, 2012; USDE, 2012).

1.2.4. Características Fotométricas

O LED emite luz de comprimento de onda consorciado ao tipo de material utilizado em sua composição. Diferentes elementos químicos, como gálio, alumínio, arsênio, fósforo, índio e nitrogênio, podem ser utilizados para a dopagem do cristal de silício, de acordo com as características que se deseja obter do dispositivo (BULLOUGH, 2003). O espectro eletromagnético de radiação visível e as cores correspondentes para LEDs dopados com InGaN (*Indium Gallium Nitride*), formado por índio, gálio e nitrito, e AlInGaP (*Aluminum*

Gallium Indium Phospide), formado por alumínio, gálio, índio e fósforo, são mostrados na Fig. 1.9.

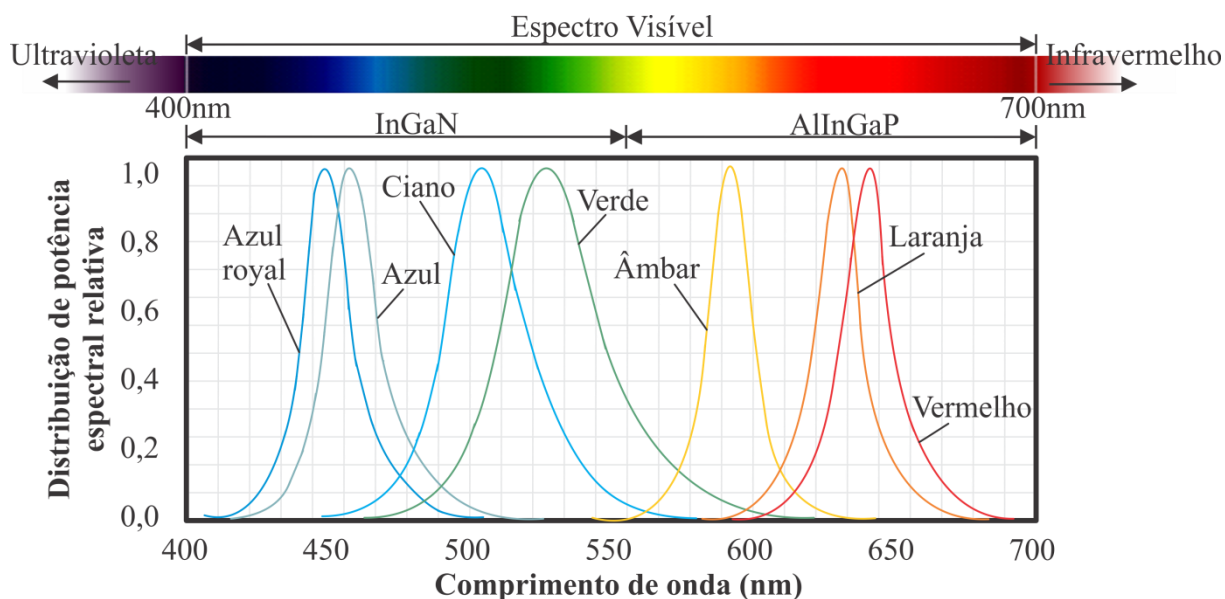


Figura 1.9 - Comprimento de onda para LEDs com diferentes dopagens (Adaptado de: (BENDER, 2012; PINTO, 2012).

Distintos comprimentos de onda podem ser alcançados utilizando o LED. Um método para obtenção da luz branca utiliza uma camada de fósforo sob a superfície de um LED azul. Dessa forma a luz emitida difrata em um comprimento de onda próximo ao amarelo. A luminosidade azul residual combinada com a luz amarela resulta finalmente na luz branca (BULLOUGH, 2003; CERVI, 2005). A luz branca também pode ser produzida a partir da combinação de três LEDs vermelho, verde e azul, ou RGB (*Red, Green, Blue*). A luz branca ou qualquer outra tonalidade pode ser atingida através da variação da intensidade luminosa de cada LED (BULLOUGH, 2003; CERVI, 2005).

O diagrama de radiação é uma característica relevante para projetos utilizando LEDs de potência. Este diagrama relaciona o ângulo de emissão e a intensidade luminosa do dispositivo. Enquanto o feixe luminoso do LED de alto brilho apresenta um ângulo de abertura até 30° em geral, os LEDs de potência apresentam ângulos próximos a 150° . A Fig. 1.10 (a) apresenta o diagrama de radiação espacial típico para uma matriz de LEDs de potência do modelo Bridgelux BXRA-C4500 (BRIDGELUX, 2010). A Fig. 1.10 (b) apresenta os mesmos dados, no entanto representados de outra forma também bastante usual: o diagrama de radiação polar.

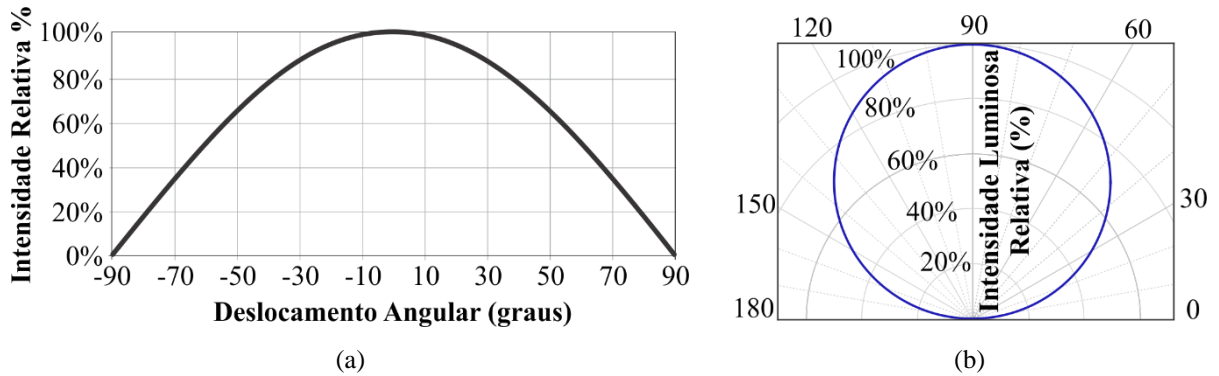


Figura 1.10 - Diagrama de radiação espacial e polar para LED BXRA (BRIDGELUX, 2010).

A intensidade luminosa é máxima quando medida perpendicular ao centro do dispositivo e diminui ao deslocar-se às extremidades. Diferentemente dos LEDs de alto-brilho que tem a intensidade luminosa especificada em candela (cd), que é uma grandeza que depende do ângulo de abertura, os LEDs de potência são especificados através do fluxo luminoso, em lúmens (lm), como as lâmpadas tradicionais, devido ao maior ângulo de abertura.

A grandeza que expressa a aparência da cor da luz emitida por uma fonte de luz é conhecida como temperatura de cor. A luz natural produzida pelo sol, medida a céu aberto durante o meio-dia apresenta uma temperatura de aproximadamente 5800 K. Estas condições também são adotadas como referência para o índice de reprodução de cores, que relaciona a cor real de um objeto com a cor aparente quando submetido a uma fonte de luz artificial (PINTO, 2008). Fontes de luz com temperaturas de cor inferiores apresentam uma tonalidade amarelada, como a incandescente, enquanto valores maiores apresentam uma coloração azulada. A Fig. 1.11 apresenta alguns LEDs juntamente com alguns tipos de lâmpadas e suas respectivas temperaturas de cor em uma escala.

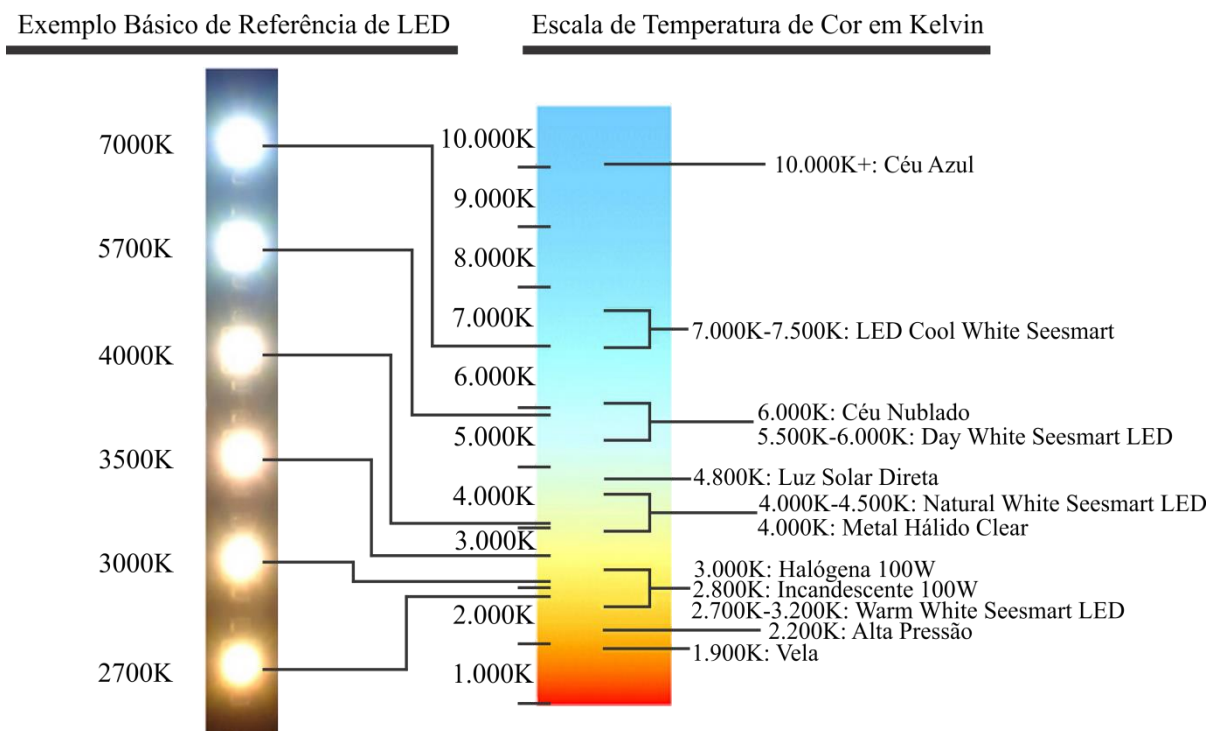


Figura 1.11 - Correlação da temperatura de cor (Adaptado: (SEESMART, 2010)).

De acordo com a distribuição espectral o LED branco pode ser classificado como quente (*warm*), que possui menor temperatura de cor, ou frio (*cool*) com maior temperatura de cor e IRC reduzido.

1.2.5. Características Elétricas

A dopagem e tipo de cristal que formam a junção PN de um LED definem suas características elétricas. A característica corrente-tensão (I-V) de uma junção PN foi primeiramente desenvolvida por Shockley e a equação que define esta curva ideal é conhecida como Equação de Shockley (SCHUBERT, 2006). Ao considerar o efeito de uma resistência parasita em série, a tensão V_{LED} no LED pode ser definida por uma alteração da Equação de Shockley, dada pela Eq. 1.1.

$$V_{LED}(I_L) = \frac{n_i k T_j}{Q_e} \ln \left(\frac{I_L}{I_S} \right) + r_L I_L \quad (1.1)$$

Sendo, n_i o fator de idealidade do diodo, k a constante de Boltzmann, T_j a temperatura da junção PN, Q_e a carga elementar do elétron, I_L a corrente direta, I_S a corrente de saturação de polarização reversa e r_L a resistência dinâmica série do LED.

A Fig. 1.12 apresenta a curva experimental para uma matriz de LEDs modelo Bridgelux BXRA-C4500 juntamente com a curva gerada a partir da Eq. 1.1, considerando a mesma matriz de diodos.

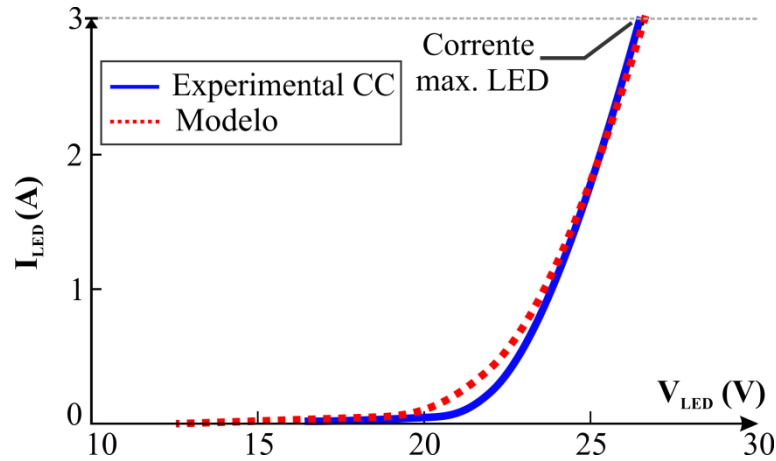


Figura 1.12 - Característica I-V para uma matriz de LEDs de potência.

A Fig. 1.13 apresenta diferentes características I-V para diodos semicondutores com dopagens distintas à temperatura ambiente (SCHUBERT, 2006).

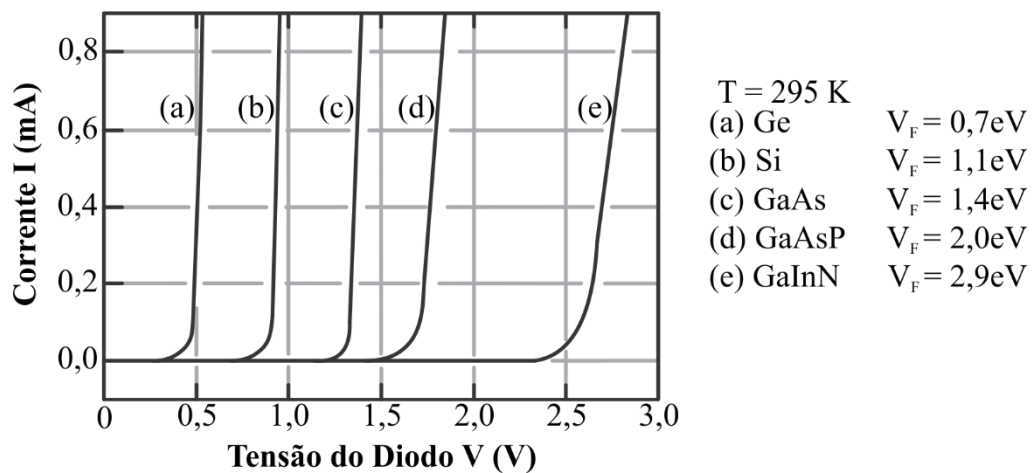


Figura 1.13 - Característica I-V para junção PN de diferentes semicondutores.

A condutividade elétrica de um material é definida pelo espaço de banda, ou *band gap*. O *gap* consiste na energia necessária para a transição da banda de valência para a banda de condução. A tensão direta para uma corrente de 20 mA versus a energia do *gap* para LEDs emitindo no espectro ultravioleta, visível e infravermelho é apresentada na Fig. 1.14 (SCHUBERT, 2006).

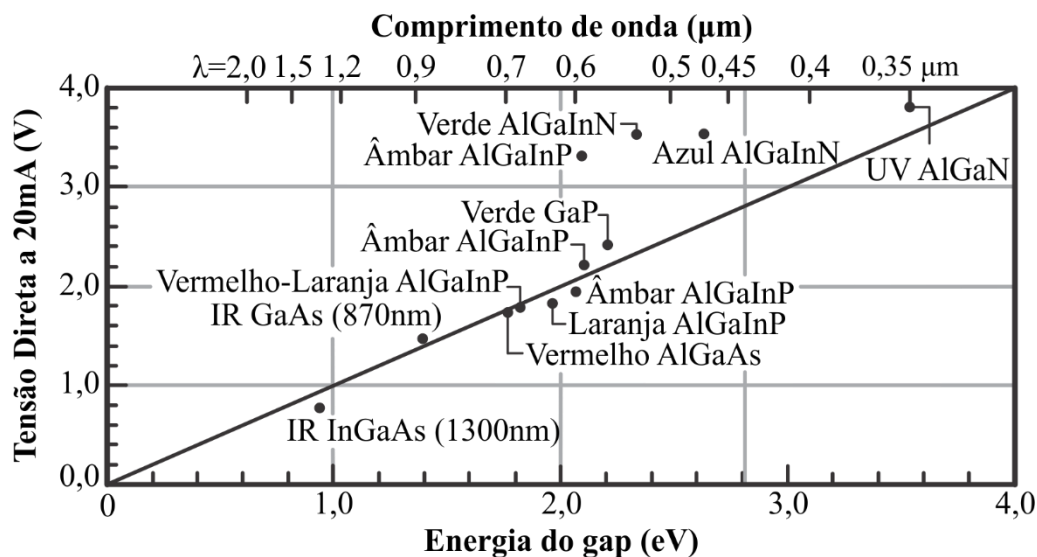


Figura 1.14 - Tensão direta x energia *gap* para LEDs de diferentes semicondutores.

O aumento da energia do *gap* é proporcional à tensão direta enquanto o comprimento de onda, por sua vez, diminui.

A curva gerada pela Equação de Shockley modificada apresentada anteriormente resulta em uma equação não linear. No entanto, o LED pode ser representado de forma simplificada por um diodo ideal seguido de uma fonte de tensão constante e sua resistência dinâmica em série. A Fig. 1.15 apresenta o esquemático simplificado dessa representação enquanto o equacionamento é dado pela Eq. 1.2.



Figura 1.15 - Modelo elétrico linear para um LED.

O diodo ideal (D_L) tem a função de manter a corrente em uma direção apenas enquanto a fonte de tensão (V_L) representa a tensão de *threshold* do LED. A resistência dinâmica (r_L) descreve a variação da tensão direta devido à variação da corrente no LED.

$$V_{LED} = V_L + r_L I_L \quad (1.2)$$

As características I-V anteriormente apresentadas na Fig. 1.12 são agora comparadas com a característica linear utilizando a Eq. 1.2. A mesma matriz de LEDs é considerada. As três características são apresentadas na Fig. 1.16.

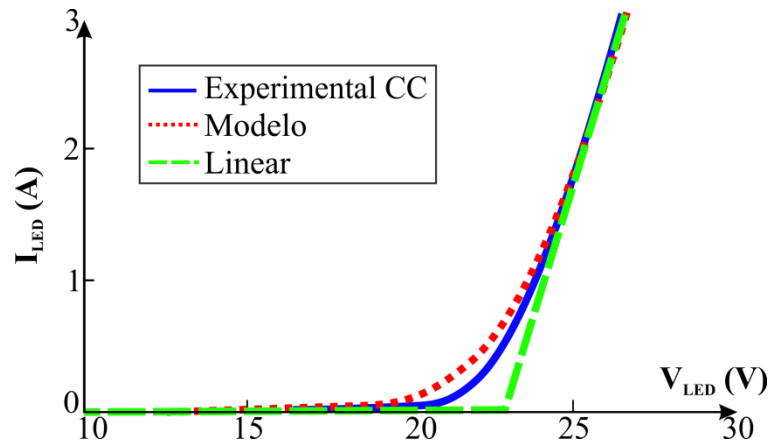


Figura 1.16 - Características I-V para matriz de LEDs com modelo linear.

Como pode ser observado, o modelo linear é adequado para uma determinada faixa de corrente direta aplicada ao dispositivo. Esta aproximação é precisa em torno de um ponto de operação determinadamente distante da tensão limiar.

1.2.6. Vida Útil

A vida útil é uma característica bastante atrativa para a iluminação semicondutora. Por ser associado ao decréscimo de manutenção, este parâmetro está relacionado à redução de custos operacionais. Enquanto fabricantes buscam estimar a vida útil dos LEDs, os consumidores procuram obter garantias da vida útil do LED sobre determinadas condições de utilização. O LED raramente apresenta uma falha completa, porém, acontece uma degradação do fluxo luminoso ao passar do tempo. A chamada ‘manutenção do fluxo luminoso’ diz o quanto este é alterado com o tempo. Para tanto, os fabricantes usualmente realizam testes em fase de desenvolvimento do produto. Normas técnicas são utilizadas para testes de vida útil e ambiente de operação, como a JEDEC ou JEITA, utilizadas pelas empresas Cree e Nichia, que possuem relevante expressão na área atualmente (CREE, 2009; NICHIA, 2009). De acordo com o órgão independente Alliance for Solid-State Illumination Systems and Technologies (ASSIST, 2007) a vida útil do LED para iluminação é dada no tempo em que o fluxo atinge 70% do valor inicial ou nominal, conhecido como L70 (CHANG, 2012).

A corrente direta e a temperatura da junção do LED são importantes parâmetros para a manutenção do fluxo luminoso, podendo estender ou diminuir a vida útil do dispositivo, de acordo com a Fig. 1.17 (PHILIPS, 2012). As nomenclaturas B10 e B50, por exemplo, dizem quando 10% ou 50% do total de lâmpadas que estão sob condições de teste irão sofrer alguma

falha. Supondo que 50% dos LEDs testados apresentam 70% do fluxo luminoso inicial, estes são representados como B50/L70.

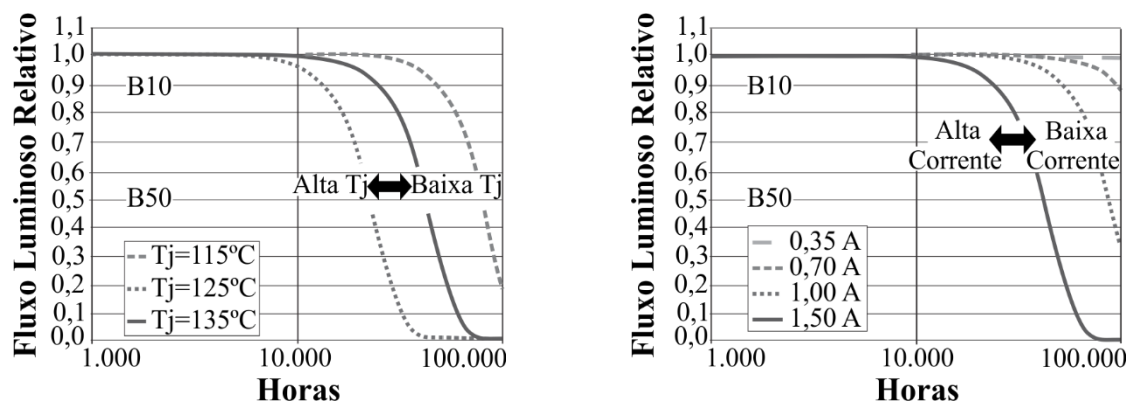


Figura 1.17 - Efeitos da corrente direta e temperatura da junção na vida útil do LED.

Os fabricantes em geral aceleram o processo de degradação do fluxo luminoso do LED através de ensaios em elevadas temperaturas. Dessa forma, é possível estimar a vida útil do elemento através de modelos, como no método que utiliza um fator de aceleração (AF) (DESHAYES, 2005; JEONG, 2008). Este método é baseado no modelo de Arrhenius, que a partir de dados experimentais calcula uma extrapolação exponencial da vida útil, assumindo a energia de ativação, considerando testes de falha e condições de operação (CHANG, 2012).

A Fig. 1.18 apresenta duas maneiras para estimar a vida útil dos LEDs em condições de temperatura elevada que aceleram sua degradação. Uma verifica a manutenção do fluxo luminoso até que este atinja 50% ou 70% (L50 e L70) do valor inicial. Após aquisição dos dados experimentais, multiplica-se o tempo de vida encontrado pelo AF calculado, estimando-se dessa forma a vida útil. A outra forma utiliza a curva experimental realizada até um determinado tempo, para extrapolar os dados até o tempo em que a manutenção do fluxo luminoso atinge o valor requerido. Assim a vida observada naquele ponto é multiplicada pelo AF para que a vida útil seja estimada.

Manutenção do Fluxo Luminoso

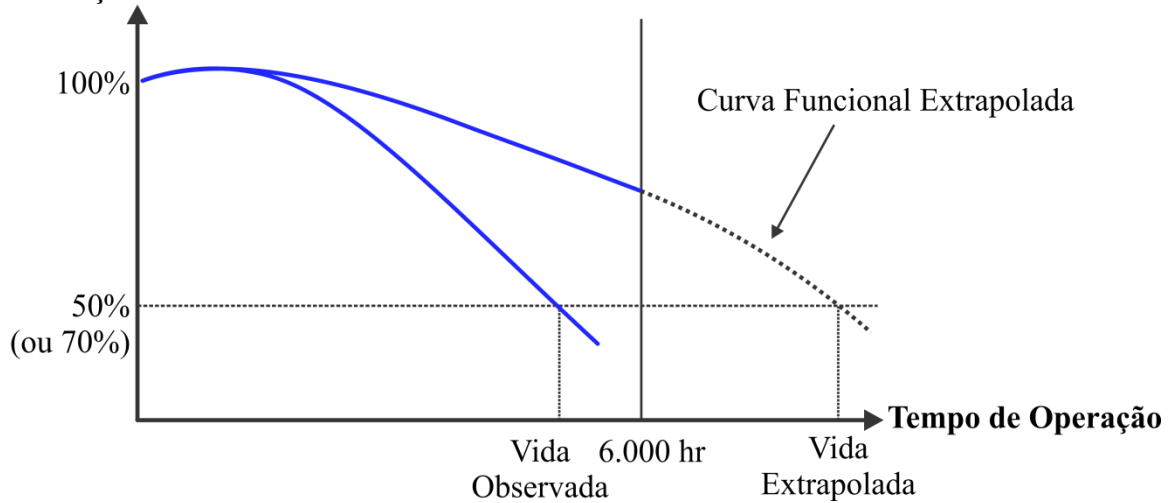


Figura 1.18 - Vida útil estimada para LED sobre testes acelerados.

O fator de aceleração (AF) pode ser calculado pela Eq. 1.3.

$$AF = e^{\left[\frac{E_a}{k} \left(\frac{1}{T_u} - \frac{1}{T_a} \right) \right]} \quad (1.3)$$

Sendo, E_a a energia de ativação, T_u a temperatura de junção nas condições de operação, T_a a temperatura da junção em condições aceleradas e k a constante de Boltzmann.

A distribuição de Weibull é outro método semelhante ao apresentado. Este método também extrapola os dados experimentais para estimar a vida útil da lâmpada. Um índice inferior a 10% de divergência entre previsão e prática é garantido pelo fabricante Philips Lumileds que utiliza este método. A função da distribuição de Weibull é dada pela Eq. 1.4 (PHILIPS, 2012).

$$f(x; k, \lambda) = \frac{k}{\lambda} \left(\frac{x}{\lambda} \right)^{k-1} e^{-\left(\frac{x}{\lambda} \right)^k} \quad (1.4)$$

Onde x , k e λ são dados derivados dos resultados experimentais.

A vida útil de um LED pode variar de 3 meses a 50 ou 70 mil horas, de acordo com a aplicação e aspectos construtivos (CHANG, 2012). Folhas de especificação de dados de fabricantes de LEDs de potência para iluminação apresentam dispositivos com 50 e até 60 mil horas (PHILIPS, 2012; PINTO, 2012). Estes valores são superiores às lâmpadas clássicas para iluminação em geral: incandescentes (1.000 h), LFC (8.000 h) e HPS (32.000 h).

1.3. Conclusão Parcial

Este capítulo descreveu as principais características da iluminação semicondutora, que são utilizadas nesta dissertação. Um breve histórico do LED permitiu analisar o estado da arte para poder avaliar sua utilização hoje em relação às lâmpadas tradicionais. O estudo do princípio de operação do LED, bem como suas características construtivas propiciou compreender seu funcionamento e classificação. A abordagem sobre a vida útil dos LEDs admite avaliar as características que influenciam este conceito.

CAPÍTULO 2

CIRCUITOS DE ACIONAMENTO PARA LEDS

2.1. Introdução

Um circuito eletrônico que regula a potência em um ou mais LEDs é conhecido como circuito de acionamento ou *driver*. Apesar da facilidade no acionamento dos LEDs quando comparados a outras lâmpadas, cuidados devem ser tomados respeitando parâmetros que podem ser imprescindíveis para sua aplicação em iluminação, como luminosidade constante na saída e restrições que levam ao não comprometimento da vida útil.

Este capítulo realiza uma abordagem apresentando circuitos utilizados para acionar os diodos emissores de luz. Os LEDs não requerem uma alta tensão de ignição, não geram picos ou surtos, como em lâmpadas de descarga. Dessa forma, alguns parâmetros devem ser observados para garantir uma boa eficiência da lâmpada e uma vida útil prolongada.

A luminosidade emitida por um único LED ainda não alcançou valores suficientes para que este possa ser aplicado em iluminação de ambientes, substituindo diretamente uma lâmpada incandescente ou fluorescente compacta. Porém, com a utilização de vários LEDs operando simultaneamente é possível atingir e até ultrapassar este valor. Portanto, a tendência é que os sistemas de iluminação utilizem arranjos de LEDs.

2.2. Acionando LEDs

O LED visto como uma carga se comporta como uma fonte de tensão constante com uma baixa resistência em série, conforme visto no Capítulo 1. O fornecimento de energia a um LED a partir de uma fonte de tensão constante pode apresentar problemas, pois apenas a diferença entre a tensão aplicada e a fonte de tensão do modelo do LED é aplicada à resistência r_L do modelo do dispositivo, conforme a Fig. 2.1.

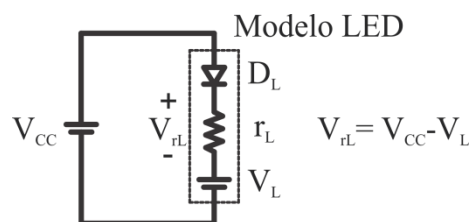


Figura 2.1 - Fonte de tensão aplicada à um LED.

Assim, a corrente pode sofrer uma variação relativamente alta em função de uma pequena variação na tensão de alimentação. Por exemplo, se um LED de potência que possui corrente direta igual a 350 mA, resistência r_L típica de 1Ω , e a fonte de alimentação apresentar 1 V de variação, a corrente irá sofrer uma alteração de 1 A.

2.2.1. Resistência em série

Quando o LED a ser alimentado consome relativamente baixa corrente, um resistor em série com o dispositivo pode ser utilizado, buscando minimizar o efeito da grande variação da corrente devido a uma pequena variação na tensão de entrada. Este é o circuito mais simples para se acionar um LED a partir de uma fonte constante, conforme a Fig. 2.2.

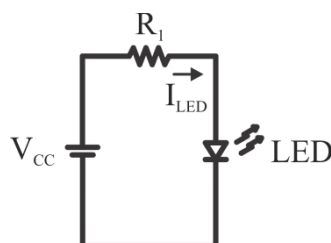


Figura 2.2 - Limitação de corrente empregando resistência série.

Este circuito apresenta bastante simplicidade, baixo custo e não gera interferência eletromagnética (*Electromagnetic Interference* - EMI) (ALONSO, 2011c). Porém, este circuito de acionamento é considerado ineficiente e com baixo rendimento. Possui baixa regulação de corrente, pois varia com a tensão no dispositivo, com a tensão de entrada, com a temperatura etc. Além disso, não é adequado para altas correntes (ALONSO, 2011c).

2.2.2. LEDs em Paralelo

Embora LEDs do mesmo modelo sejam feitos para apresentar a mesma queda de tensão, quando dois ou mais dispositivos são acionados em paralelo a corrente em cada braço pode ser significativamente diferente, devido a uma variação na queda de tensão para cada

dispositivo individualmente. Quando múltiplos LEDs são utilizados para iluminação, eles podem ser conectados utilizando circuito paralelo de múltiplos braços de LEDs em série. Da mesma forma, os braços estão sujeitos à mesma tensão aplicada, no entanto, devido à diferença na queda de tensão para cada LED, a corrente em cada braço é diferente, resultando dessa maneira em diferença de luminosidade em cada braço, sendo muitas vezes perceptível ao olho humano. O aumento da corrente provoca também um desequilíbrio entre as correntes nos braços, devido ao coeficiente negativo de temperatura dos LEDs, podendo inclusive danificar permanentemente os dispositivos (PINTO, 2008). Da mesma forma que na seção 2.2.1, um resistor em série com cada braço pode ser utilizado, conforme a Fig. 2.3.

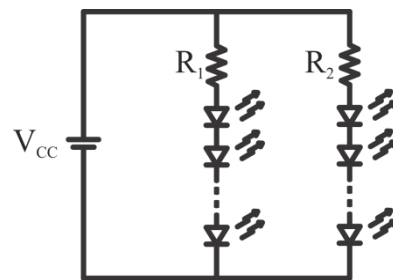


Figura 2.3 - Conexão em paralelo de braços de LEDs em série.

Uma tensão relativamente grande precisa ser aplicada ao resistor para garantir que a corrente permaneça em uma faixa desejada. Esse método é simples e de baixo custo, no entanto é ineficiente e requer uma fonte de alimentação estável (OSRAM, 2004).

Assim, métodos ativos são utilizados para alimentar LEDs conectados dessa forma. Estes métodos utilizam interruptores semicondutores e realimentação para regulação da corrente nos dispositivos. Um método ativo bastante utilizado para limitação de corrente é utilizar um transistor de efeito campo de metal-óxido-semicondutor (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* - MOSFET) de depleção. Este dispositivo é normalmente fechado e bloqueia quando uma tensão negativa é aplicada entre *gate-source*. A Fig. 2.4 apresenta um esquemático típico para esse circuito.

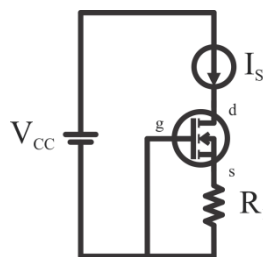


Figura 2.4 - Limitação de corrente no LED através de MOSFET de depleção.

Quando a corrente aumenta, a tensão no resistor R_I aumenta e o MOSFET bloqueia, regulando a corrente. Essa topologia tem como desvantagem a faixa de tolerância da tensão de *threshold* do MOSFET de depleção, que pode variar de -1,5 V a -3,5 V, por exemplo. Esta variação é transferida em variação da corrente.

Outra técnica para controlar a corrente dos LEDs conectados em paralelo é conhecida como espelho de corrente. As topologias que empregam esta técnica fazem uso de interruptores controlados em série com os LEDs, equalizando a corrente dos braços (CORRÊA, 2008; WINDER, 2008). No entanto, o uso de interruptores, juntamente com os seus circuitos adicionais para acionamento, aumenta o custo e o tamanho do sistema e não são atrativos para algumas aplicações.

2.2.3. LEDs em Série

Quando conectados em série, os LEDs são submetidos à mesma corrente. Como a luminosidade emitida é proporcional à corrente de polarização direta, este tipo de ligação apresenta a vantagem de manter o mesmo brilho em todos os dispositivos. O somatório da tensão é maior se comparada à ligação paralelo ou série-paralelo, o que é desejável em algumas aplicações. No entanto a falha de um LED pode resultar em um circuito aberto ou em curto-circuito entre os terminais do dispositivo, levando à falha parcial ou total da luz emitida na saída do sistema de iluminação. Porém, há sistemas de proteção contra falhas para que esse problema seja contornado, como a conexão de Diodos de Corrente Alternada (*Diodes for Alternating Current* - DIACs) em paralelo com os LEDs (PINTO, 2008). Todavia, a ligação em série é vantajosa quando conversores estáticos são utilizados para alimentação dos LEDs a partir da rede elétrica, devido aos níveis de tensão proporcionados. Também há uma redução da complexidade do circuito de realimentação e controle, pois a realimentação é feita em apenas um braço, quando comparado a outros tipos de conexão. A corrente e consequentemente a luminosidade são constantes para todos os dispositivos.

2.3. Fontes Lineares

As fontes de alimentação podem ser divididas em duas principais categorias: lineares e chaveadas. Uma característica primordial das fontes lineares é que a tensão de entrada necessita ser maior que a tensão gerada na saída. Para tanto estas fontes fazem uso de transistores bipolares ou do tipo MOSFETs operando na região linear (WATKIN, 1997).

As fontes lineares são circuitos bastante comuns para alimentar LEDs. Essas fontes possuem vantagens técnicas por não gerar EMI e vantagens comerciais como baixo custo. No entanto, apresentam baixa eficiência, problemas com aquecimento e elevado volume em muitas aplicações, como quando alimentados a partir da rede elétrica (ALONSO, 2011c).

Como apresentado na Fig. 2.2 um resistor em série é a fonte linear de maior simplicidade para acionar LEDs. Outro circuito de grande simplicidade apresentado na literatura é mostrado na Fig. 2.5.

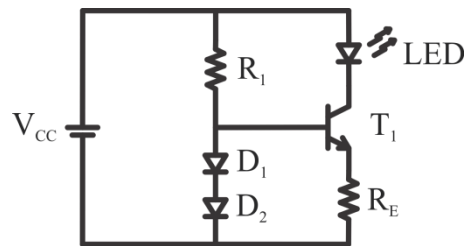


Figura 2.5 - Fonte linear de corrente constante utilizando transistor.

Nessa topologia os diodos D_1 e D_2 garantem uma queda de tensão constante sob o resistor R_E , proporcionando uma corrente constante sobre ele e conseqüentemente sobre o LED. Apesar da simplicidade, uma potência relativamente considerável pode ser dissipada no transistor, de acordo com o projeto e a faixa de potência utilizada.

A Fig. 2.6 (a) apresenta uma topologia derivada desse circuito utilizando outro transistor, mas mantendo o mesmo princípio de operação. Na Fig. 2.6 (b) um sinal de modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation* - PWM) é aplicado ao resistor R_1 , possibilitando controle da potência, da corrente na saída, da temperatura de cor e da corrente de pico na saída.

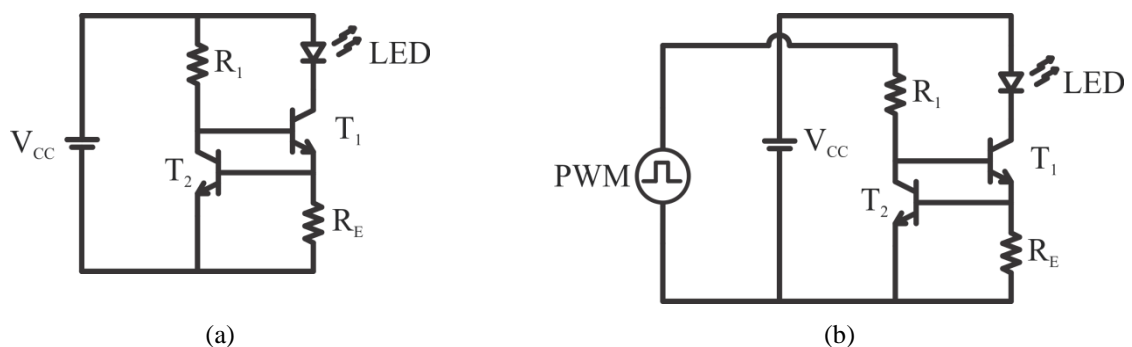


Figura 2.6 - Fonte linear de corrente constante utilizando dois transistores (a) e com controle PWM (b).

O mercado apresenta uma diversidade de circuitos integrados (CIs), que atuam como fontes lineares, que podem ser utilizados para alimentar LEDs. Os CIs reguladores de tensão LM317 e NUD4001, por exemplo, apresentam essas características. O circuito LM317 é

bastante utilizado como regulador de tensão em diversas aplicações. Para alimentar LEDs ele pode ser configurado como fonte de corrente constante, conforme a Fig. 2.7 (ON SEMICONDUCTOR, 2013).

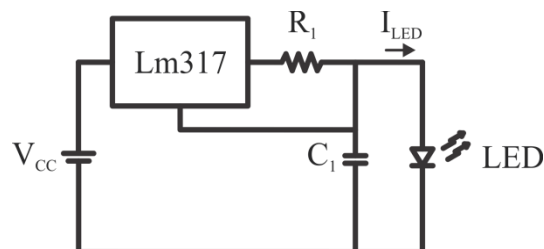


Figura 2.7 - Controlador Linear LM317 aplicado a LEDs.

Há também circuitos integrados específicos para LEDs, como o TL4242, apresentado na Fig. 2.8 e o NUD4001 (ON SEMICONDUCTOR, 2006; TEXAS INSTRUMENTS, 2009).

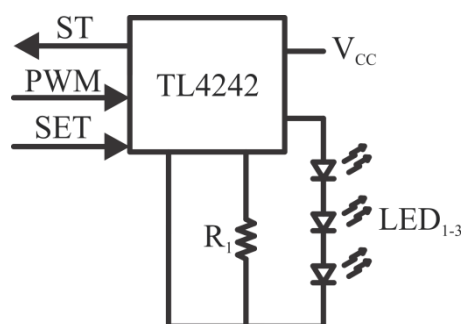


Figura 2.8 - Controlador linear TL4242 aplicado a LEDs.

Neste CI a corrente é ajustável até 600 mA, com regulação PWM. Possui baixa queda de tensão, proteção para circuito-aberto, curto-circuito, térmica e de polaridade reversa. Também opera em ampla faixa de temperatura: -40 °C a 150 °C.

O controlador NUD4001 é apresentado na Fig. 2.9 alimentando um LED. Uma característica desse controlador é seu tamanho reduzido. Assim como nos reguladores anteriores, a corrente é determinada através da tensão de referência sob um resistor externo.

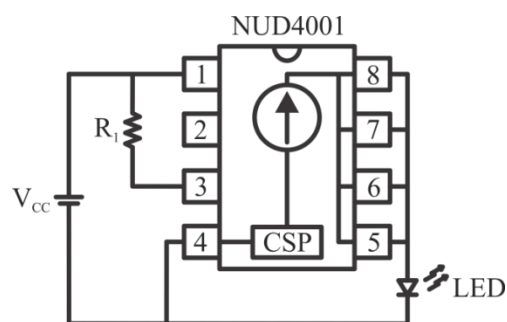


Figura 2.9 - Controlador linear NUD4001 aplicado a LEDs.

Os CIs são bastante práticos para alimentar grupos de LEDs. Porém, apesar da facilidade de implementação, sua eficiência é baixa, principalmente se a diferença entre a tensão de entrada e saída for elevada.

2.4. Topologias CC-CC Aplicadas a LEDs

Ao contrário das fontes lineares, os conversores estáticos CC-CC são caracterizados como fontes chaveadas (MEHL, 2002). Dentre as inúmeras aplicações destes conversores: fontes para computadores pessoais, equipamentos de escritório, sistemas de potência de aeronaves, computadores portáteis, equipamentos de telecomunicações e motores de corrente contínua, os conversores CC-CC operando em alta frequência são amplamente aplicados em sistemas de iluminação devido a características como alto rendimento, reduzido peso e volume dos componentes magnéticos e ausência de ruído audível (CAMPOS, 2004; ERICKSON, 2007). Diferentes conversores podem ser aplicados para alimentar LEDs, cada um com características distintas. A seguir são apresentadas algumas topologias básicas, analisando as vantagens e desvantagens para cada aplicação.

2.4.1. Conversor Buck

Devido ao reduzido número de componentes eletrônicos, o conversor Buck é um circuito simples, pequeno e conseqüentemente de baixo custo. A característica primordial deste circuito é alimentar a carga com uma tensão de saída inferior à tensão de entrada V_{CC} . A Fig. 2.10 apresenta o esquemático simplificado para este conversor. O indutor L_1 do conversor Buck limita a ondulação de corrente e o capacitor C_o reduz a ondulação de tensão na saída.

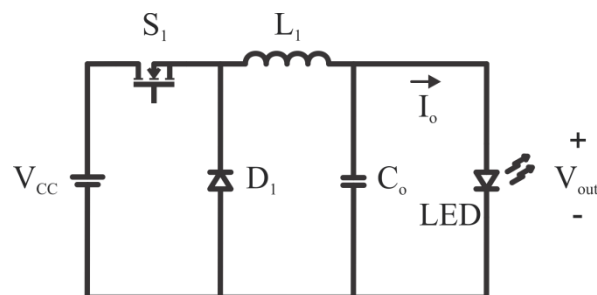


Figura 2.10 - Conversor Buck alimentando LED.

O atributo de fonte de corrente na saída torna este conversor interessante para alimentar LEDs (SÁ JUNIOR, 2010). Além disso, a capacitância de saída pode ser projetada

para um valor reduzido, extinguindo a utilização de capacitores eletrolíticos, que apresentam uma vida útil reduzida se comparada aos LEDs. O projeto da indutância L_I pode proporcionar uma pequena ondulação de corrente na saída, mantendo estáveis as características ópticas e a temperatura da junção do LED. Este conversor não apresenta isolamento entre a entrada e a saída.

O conversor Buck pode operar em modo de condução contínua (MCC) ou descontínua (MCD), de acordo com o projeto. Quando projetado para operar em MCC, a relação entre a tensão de entrada e saída, ou ganho estático (M), é determinada de forma direta através do tempo de condução do interruptor, ou razão cíclica (*Duty Cycle* - D). As formas de onda típicas para corrente na saída i_o , corrente no diodo i_{D1} , corrente no interruptor i_{S1} e tensão no diodo v_{D1} são apresentadas para MCC e MCD na Fig. 2.11.

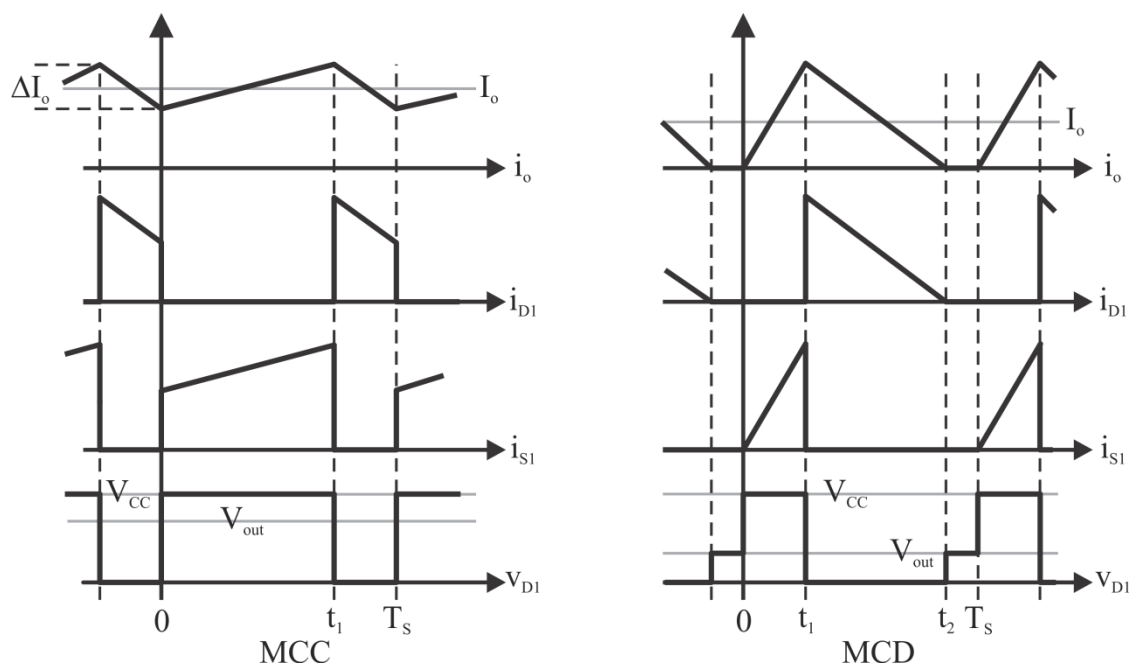


Figura 2.11 - Formas de onda típicas para o conversor Buck operando em MCC e MCD.

O MCC torna o projeto e o controle da tensão de saída mais simples, uma vez que não há dependência da resistência equivalente da carga na relação de transformação. A corrente de pico do interruptor é menor comparada à operação em MCD para a mesma corrente média na saída. A tensão de bloqueio do interruptor e do diodo é igual à tensão de entrada.

2.4.2. Conversor Boost

A Fig. 2.12 apresenta o esquemático simplificado para o conversor Boost. A característica primordial deste circuito é alimentar a carga com uma tensão de saída superior à

tenção de entrada. Esse fato faz com que essa topologia seja bastante utilizada para alimentar LEDs a partir de baterias. Assim como o conversor Buck, este conversor é um circuito simples, com baixo número de componentes, pequeno e conseqüentemente de baixo custo.

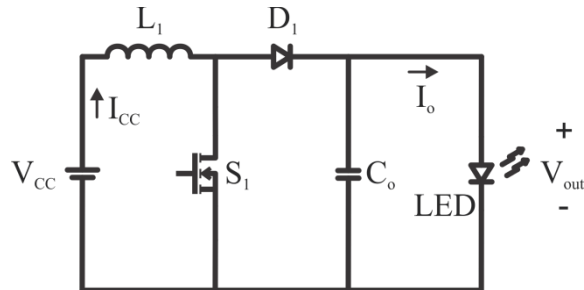


Figura 2.12 - Conversor Boost alimentando LED.

Quando o interruptor conduz, a energia da entrada é armazenada no indutor L_1 . Dado o bloqueio do interruptor, a energia é então transferida para a carga. A tensão de saída é superior à de entrada uma vez que o indutor opera como uma fonte de corrente em série com a fonte de entrada.

Assim como no conversor Buck, o ganho estático também é dado pela razão cíclica quando operando em MCC. A Fig. 2.13 apresenta as formas de onda típicas para o corrente na entrada i_{cc} , corrente na saída i_o , corrente no interruptor i_{s1} e a tensão no interruptor v_{s1} operando em MCC e MCD.

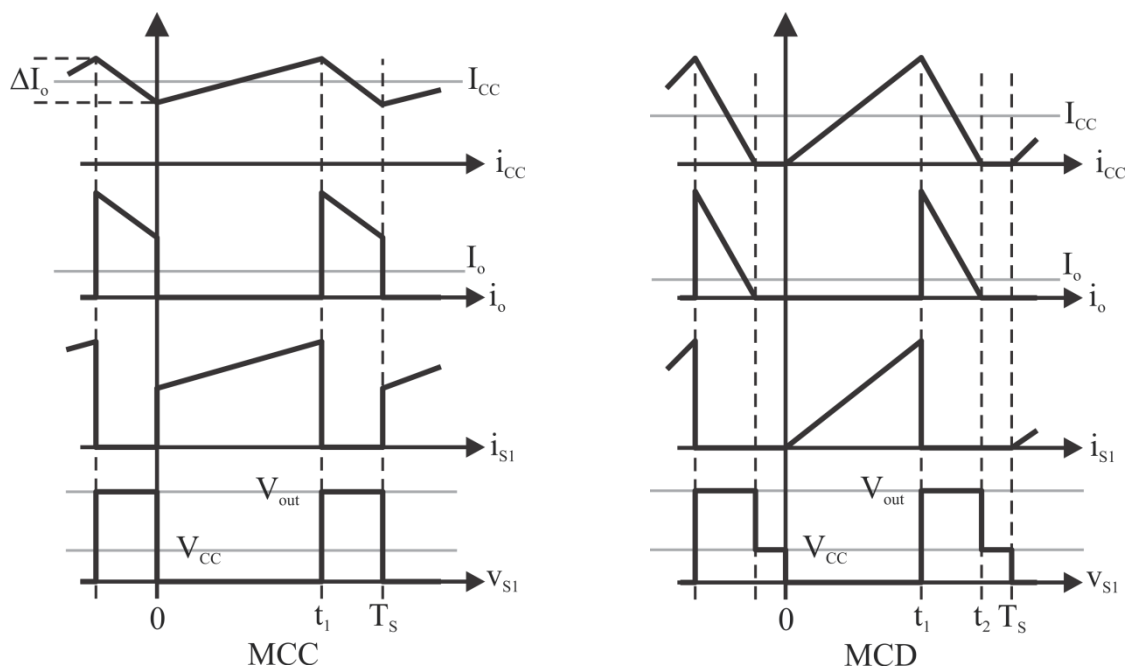


Figura 2.13 - Formas de onda típicas para conversor Boost operando em MCC e MCD.

Para os dois modos de operação deste conversor, a corrente no diodo D_1 é descontínua. Dessa forma, a utilização de um capacitor na saída é indispensável. Em MCC a corrente de entrada do conversor Boost não é interrompida como no conversor Buck. Esta característica permite seu emprego para correção do fator de potência de outros circuitos com grande eficiência. A fonte de entrada e o interruptor compartilham a mesma referência, permitindo maior simplicidade a circuitos de comando.

2.4.3. Conversor Buck-Boost

O esquemático simplificado para o conversor Buck-Boost é apresentado pela Fig. 2.14. A característica elementar desse conversor é permitir uma tensão de saída maior ou menor que a tensão de entrada. É também um circuito de bastante simplicidade, baixo número de componentes, dimensões reduzidas e consequentemente de baixo custo. Nesta topologia, a polaridade da tensão na saída é invertida em relação à tensão de entrada.

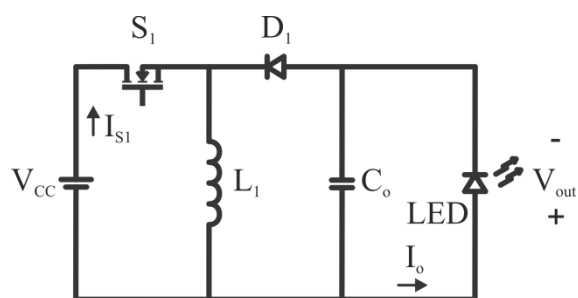


Figura 2.14 - Conversor Buck-Boost alimentando LED.

Primeiramente, a tensão de entrada é aplicada ao indutor L_1 , que armazena energia. O diodo impede que a corrente circule pela carga durante este período. Na segunda etapa o interruptor é bloqueado e a energia armazenada no indutor é transferida para a carga. A Fig. 2.15 apresenta as formas de onda típicas para o corrente no indutor i_{L1} , corrente na saída i_o , corrente no interruptor i_{s1} e a tensão no interruptor v_{s1} operando em MCC e MCD.

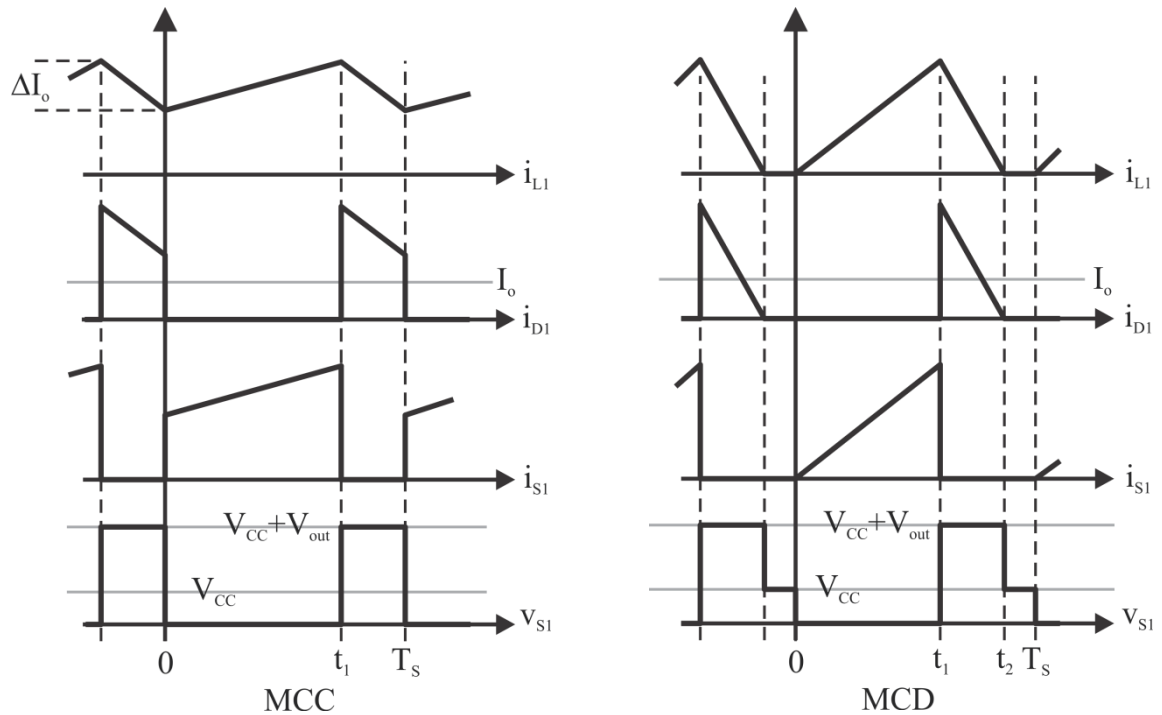


Figura 2.15 - Formas de onda típicas para conversor Buck-Boost operando em MCC e MCD.

O emprego do capacitor de saída (C_o) é imprescindível quando para alimentar uma carga com corrente contínua.

2.4.4. Conversor Ćuk

O esquemático simplificado para o conversor Ćuk é apresentado pela Fig. 2.16 e foi proposto por Slobodan Ćuk (ĆUK, 1983; U.S. PATENT, 1980). Este conversor é formado a partir da conexão em série de um conversor Boost na entrada e um Buck na saída utilizando um único interruptor controlado. O conversor Buck intrínseco da saída proporciona a característica de baixa ondulação da corrente na saída, permitindo o uso de uma baixa capacitância de saída C_o , o que é conveniente para o acionamento de LEDs.

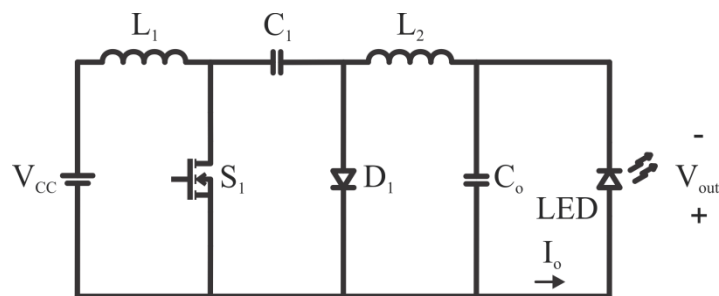


Figura 2.16 - Conversor Ćuk alimentando LED.

Primeiramente o conversor Boost intrínseco carrega o capacitor C_1 com uma tensão superior à tensão de entrada. Este capacitor é visto como uma carga para o conversor Boost. Na segunda etapa o capacitor atua como uma fonte de entrada para o conversor Buck intrínseco e a tensão é reduzida para a saída. Quando o capacitor é descarregado, o sentido da corrente inverte a polaridade da carga com relação à fonte de entrada do circuito, ou seja, a tensão de saída é invertida em relação à de entrada.

Da mesma forma que para o conversor Buck, o capacitor de saída pode ser removido do circuito operando em MCC quando alimentando LEDs. Tanto a corrente de entrada quanto a de saída podem ser contínuas, já que são reguladas pelos indutores.

2.4.5. Conversor SEPIC

O esquemático simplificado para a topologia SEPIC (*Single Ended Primary Inductance Converter*) é apresentado pela Fig. 2.17. A característica primordial desse conversor é a de transferência tipo abaixadora-elevadora de tensão.

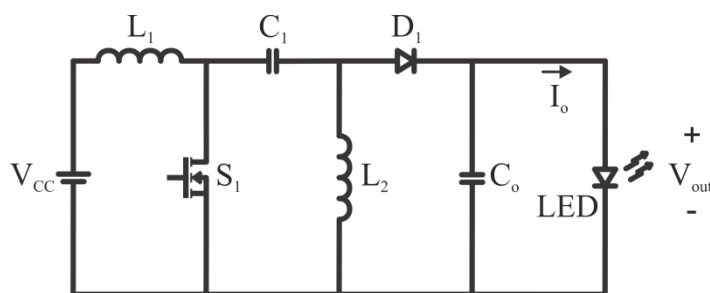


Figura 2.17 - Conversor SEPIC alimentando LED.

A topologia SEPIC é resultado da ligação série de um conversor Boost e um Buck-Boost (SÁ JUNIOR, 2010). Este conversor pode ser eletricamente isolado adicionando um enrolamento secundário em L_2 . O somatório das tensões de entrada e saída deve ser suportado pelo interruptor S_1 e o diodo D_1 . A transferência de energia da entrada para a saída se faz via capacitor C_1 .

A tensão de saída não apresenta polaridade invertida com relação à tensão de entrada. No entanto, há necessidade de um capacitor de saída para fornecer uma corrente constante ao alimentar LEDs.

2.4.6. Conversor Zeta

O esquemático simplificado para o conversor Zeta é apresentado pela Fig. 2.18. A característica primordial desse conversor é a de transferência tipo abaixadora-elevadora de tensão. Esta topologia é resultado da ligação série entre os conversores Buck-Boost e Buck (SÁ JUNIOR, 2010). Diferente do conversor Buck-Boost, a tensão de entrada apresenta a mesma polaridade que a tensão de saída. O conversor Buck intrínseco permite excluir o capacitor de saída C_o , de acordo com o projeto.

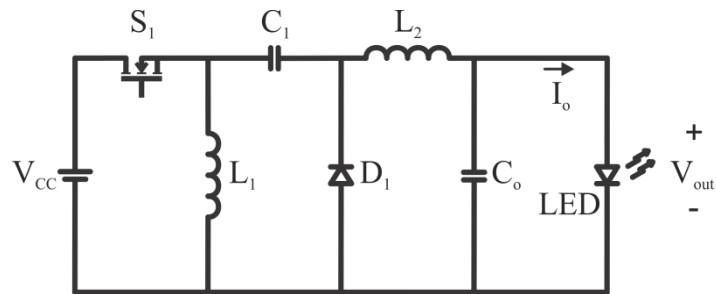


Figura 2.18 - Conversor Zeta alimentando LED.

A corrente de entrada é descontínua enquanto a corrente de saída é contínua. A transferência de energia é feita através do capacitor C_1 . Assim como no SEPIC, este conversor pode ser eletricamente isolado adicionando um enrolamento secundário em L_1 , que pode ser a própria indutância de magnetização do transformador.

A operação em MCD também se caracteriza pela inversão do sentido da corrente por uma das indutâncias. A posição do interruptor permite uma natural proteção contra sobrecorrentes. O conversor Zeta apresenta o mesmo número de componentes que os conversores Ćuk e SEPIC, apenas em diferentes posições.

2.4.7. Conversor Flyback

A característica fundamental do conversor Flyback é a de transferência tipo abaixadora-elevadora de tensão, assim como o conversor Buck-Boost. A diferença entre as duas topologias é a isolamento entre a fonte de entrada e a carga. Para tanto, um enrolamento secundário é introduzido ao indutor do conversor Buck-Boost. O esquemático simplificado para o conversor Flyback é apresentado pela Fig. 2.19 (EMADI, 2009).

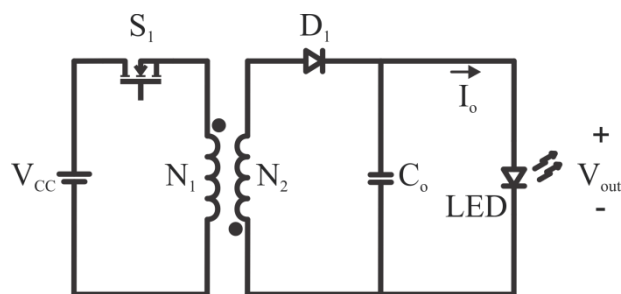


Figura 2.19 - Conversor Flyback alimentando LED.

Quando o interruptor conduz, o indutor acoplado armazena energia devido à corrente que circula pelo enrolamento primário. O diodo impede que esta energia seja transferida instantaneamente para a carga, como acontece com um transformador. Somente quando o interruptor é bloqueado, a energia acumulada no indutor acoplado é transferida para a carga através do caminho dado pelo diodo D_1 .

A topologia Flyback é extensivamente aplicada em circuitos eletrônicos de baixa potência devido à simplicidade do circuito e à capacidade de isolamento (PINTO, 2008). O circuito ainda permite acrescentar mais saídas através de novos enrolamentos secundários.

2.5. Circuitos de Acionamento para LEDs com Correção de Fator de Potência

A relação entre a potência ativa e a potência aparente é definida como fator de potência (*Power Factor* - PF). Um circuito com baixo fator de potência necessita de uma corrente maior para realizar o mesmo trabalho que um circuito com alto PF. Além disso, há probabilidade de distorção da forma de onda da tensão, maior aquecimento de componentes e subutilização ou sobrecarga das subestações e redes de distribuição (GARCIA, 2003; POMÍLIO, 2007b). As causas fundamentais do baixo PF são a defasagem da corrente em relação à tensão da linha, e/ou a alta taxa de distorção harmônica (*Total Harmonic Distortion* - THD) da corrente de entrada.

Quando conectados à rede elétrica, os sistemas de iluminação estão sujeitos a requisitos de qualidade de energia de acordo com normativas. A Resolução n°456 da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) adota um valor mínimo para o fator de potência para instalações elétricas (ANEEL, 2000). Há também normas com respeito ao limite máximo para componentes harmônicos da corrente de entrada de equipamentos de iluminação, como a regulamentação internacional IEC 61000-3-2 (IEC, 1995).

Um circuito de acionamento de LEDs sem estágio de correção de fator de potência (*Power Factor Correction* - PFC) pode produzir uma corrente de entrada altamente distorcida

com baixo fator de potência (ALMEIDA, 2012a). As formas passivas para PFC geralmente apresentam maior simplicidade e menor custo, porém são circuitos com elevado peso e volume, apresentam grande ondulação de barramento e não apresentam flexibilidade a variações na entrada e saída do conversor. Um exemplo é o filtro Valley-fill, bastante conhecido na literatura como pré-regulador passivo do fator de potência (PINTO, 2012). Este circuito apresenta como desvantagem o fato de não regular a tensão de saída. A tensão aplicada à carga atinge a tensão de pico da rede, necessariamente.

A comutação de interruptores em alta frequência, que ocorre em circuitos eletrônicos, pode ser responsável por altas taxas de distorção harmônica devido à interrupção da corrente de entrada do circuito. Esta interrupção é resultado da comutação dos interruptores ou do circuito de retificação. Um filtro indutivo capacitivo (LC) pode ser empregado na entrada do conversor para filtrar as componentes harmônicas de alta frequência. O projeto desse filtro é geralmente concebido para uma frequência de corte situada uma década abaixo da frequência de operação do conversor comutado, reduzindo consideravelmente seu peso e volume (BISOGNO, 2001; MARCHESAN, 2007).

Os métodos ativos para correção do fator de potência utilizam conversores CC-CC operando em alta frequência. Assim, há redução no tamanho do circuito para PFC, redução na ondulação da tensão de saída bem como regulação do seu valor adequado à carga. Um diagrama simplificado representando um sistema de iluminação com correção do fator de potência ativa para LEDs é apresentado na Fig. 2.20.

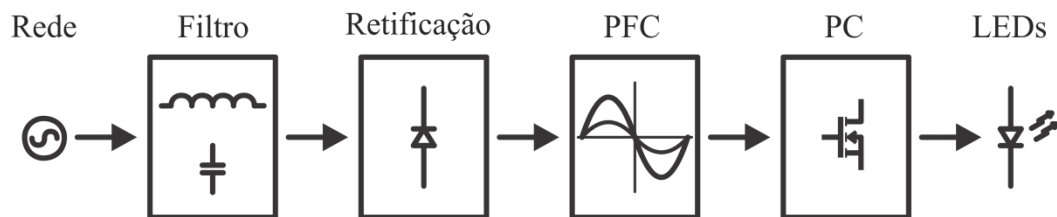


Figura 2.20 - Circuito de acionamento de LEDs incorporando estágio PFC.

É possível que os estágios de filtro, PFC e Controle da Potência (*Power Control* – PC), ou apenas PFC e PC, apresentados nessa imagem, sejam realizados por um só conversor CC-CC. No entanto, devido à perda de graus de liberdade no projeto, elevados valores de capacitância de barramento elevados são necessários para as mesmas especificações de entrada e saída.

Quando operando em MCD, os conversores básicos CC-CC apresentam correção do fator de potência intrínseca, sem a necessidade de malhas de controle complexas. Este tipo de PFC é chamado seguidor de tensão (SIMONETTI, 1995). Quando os conversores são

operados em MCC ou para o modo de condução crítica (MCCr) pode também haver necessidade de utilizar variação de frequência, dificultando o projeto dos componentes reativos. No entanto, esses modos de operação são bastante utilizados na literatura pois diminuem a ondulação da corrente de entrada em alta frequência em relação ao MCD. Assim, quando há restrições à corrente de pico na entrada é conveniente utilizar MCCr.

O conversor Buck tem uso muito limitado para correção do fator de potência sem a utilização de controle, uma vez que introduz uma zona de corrente nula na entrada, quando a tensão de entrada é menor do que a tensão de saída. Os conversores CC-CC mais empregados para PFC são os conversores Boost e Buck-Boost, operando em modo de condução descontínua (BISOGNO, 2001). A utilização destes conversores para a correção do fator de potência resulta em uma forma de onda de corrente de entrada pulsada em alta frequência. Entretanto, sua envoltória segue a forma de onda da tensão de entrada em frequência menor. A Fig. 2.21 apresenta as formas de onda típicas para a entrada do conversor Buck-Boost e/ou Flyback operando para PFC com frequência e razão cíclica fixas.

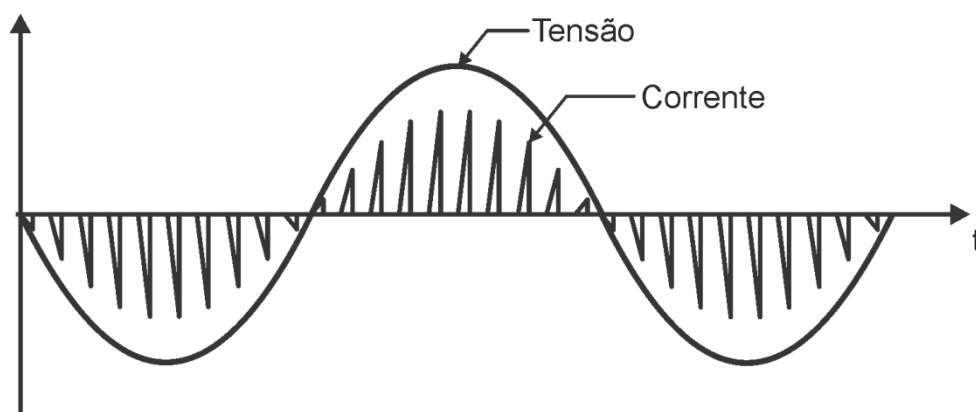


Figura 2.21 - Formas de onda típicas na entrada para Buck-Boost e/ou Flyback.

Outros conversores CC-CC como SEPIC, \hat{C} uk, Zeta e Flyback são amplamente utilizados para este fim. A utilização dos conversores \hat{C} uk, SEPIC e Zeta para PFC apresenta algumas características vantajosas. Quando operando em MCD, estes conversores emulam uma carga resistiva, operando com frequência e razão cíclica fixas [MARCHESAN, 2007].

Os conversores \hat{C} uk e SEPIC podem apresentar baixa ondulação na corrente de entrada, dependendo dos valores de projeto, mesmo operando em MCD. Por apresentar característica abaixadora-elevadora de tensão, podem operar em uma larga faixa de tensão de saída. O circuito de comando pode apresentar menor complexidade pelo fato do interruptor compartilhar a referência de entrada. Além disso, estes conversores podem apresentar isolamento entre entrada e saída. No entanto, há maiores esforços de corrente e tensão sobre os

componentes bem como maior número de componentes (POMÍLIO, 2007a). A Fig. 2.22 apresenta um exemplo de formas de onda para a entrada de um conversor Ćuk e/ou SEPIC operando para PFC com frequência e razão cíclica fixas.

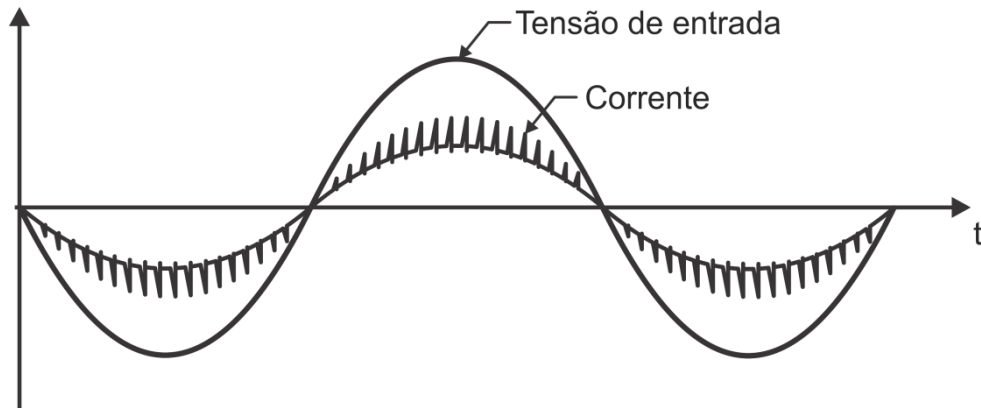


Figura 2.22 - Formas de onda típicas na entrada para Ćuk e/ou SEPIC.

A componente pulsada da corrente sobrepõe-se a uma componente que também segue a forma de onda da tensão e que é a corrente média de entrada. A amplitude dos pulsos de corrente depende das indutâncias utilizadas, da tensão de entrada e da razão cíclica.

2.6. Capacitores Eletrolíticos x Vida Útil do Circuito de Acionamento

Os capacitores eletrolíticos de alumínio, entre os diversos tipos de capacitores disponíveis, são amplamente aplicados em circuitos de acionamento para LEDs, principalmente por apresentarem elevados valores de capacitância em volume reduzido. Esta tecnologia permite utilizar capacitâncias de até 1 F, com custos razoáveis (MEHL, 2000). Entretanto, a amplitude da capacitância está relacionada ao custo e ao volume de um capacitor, juntamente com tensão máxima de operação.

Dessa forma, capacitores eletrolíticos que possuem capacitâncias elevadas a um custo relativamente baixo – quando comparados a outras tecnologias – são amplamente empregados em circuito eletrônicos, inclusive nos sistemas de iluminação (PINTO, 2012). No entanto, a vida útil para capacitores deste tipo varia entre 1.000 e 15.000 horas (EPCOS, 2012), o que é considerada curta se comparada à vida útil dos LEDs, que apresentam valores de até 80.000 horas (WU CHEN, 2012). Conseqüentemente, os capacitores eletrolíticos podem ser responsáveis pela redução da vida útil de um sistema de iluminação empregando LEDs. A Fig. 2.23 apresenta um capacitor comercial eletrolítico e de filme.



Figura 2.23 – Capacitores comerciais: eletrolítico e capacitor de filme.

Esta vida útil é definida pelo tempo em que o capacitor opera sem exceder uma taxa de falha. As taxas de falha mais comuns são (GUALOUS, 2010; KÖTZ, 2009):

- Valor da capacitância decai 20% do valor inicial;
- Valor da resistência em série equivalente aumenta 100% acima do valor original;
- Corrente de fuga maior que a indicada.

Dependendo do projeto do circuito, caso uma destas falhas paramétricas ocorra, isso não implica em uma falha do dispositivo. Isso significa que a vida útil pode ser maior que a especificada.

Alguns fatores que podem prolongar a vida útil dos capacitores eletrolíticos são trabalhar com menor tensão ou corrente de operação, em temperatura ambiente ou com apropriadas medidas de resfriamento, como dissipadores de calor ou ventilação forçada. Por outro lado, frequentes ciclos de carga e descarga podem levar a um decréscimo na capacitância (EPCOS, 2012).

Capacitores eletrolíticos de prolongada vida útil vêm sendo comercializados, porém, o custo destes componentes é ainda consideravelmente superior aos demais (PINTO, 2012). Portanto, a substituição de capacitores eletrolíticos por capacitores de filme – que apresentam maior vida útil – têm sido o foco das últimas pesquisas na área de iluminação de estado sólido (ALMEIDA, 2012b; ALONSO, 2011b; COSETIN, 2012; FONSECA, 2012; GU, 2009; Pinto, 2011a; WANG, 2011). Para tanto, a redução do valor da capacitância é imprescindível, pois capacitores de filme para tensões acima de 250 V são comercializados geralmente com valores inferiores a 68 μF (EPCOS, 2012). Ainda mais, o custo e o volume destes capacitores,

que são superiores aos dos eletrolíticos, também são proporcionais ao valor da sua capacitância e da sua tensão máxima.

A redução do valor da capacitância de barramento em conversores CC-CC resulta em maior ondulação de tensão sob este capacitor. Para compensar esta variação de potência na saída, um controlador pode ser empregado. A literatura mostra que as técnicas de controle mais usuais são a variação da frequência de comutação e a variação da razão cíclica.

Contudo, o método ativo seguidor de tensão para correção do fator de potência é válido se a frequência e razão cíclica do conversor forem mantidas constantes. Dessa forma, um controlador permite que a corrente de entrada do conversor compense a variação da tensão da rede, mantendo a potência constante, no entanto causando elevada THD e baixo fator de potência. Em contrapartida, o emprego de dois estágios de conversão de energia é uma interessante alternativa para reduzir o valor da capacitância de barramento, mantendo o alto fator de potência, baixa THD e baixa ondulação da tensão na carga (ALMEIDA, 2012b; COSETIN, 2012). Porém, a utilização de dois estágios apresenta geralmente redução da eficiência devido ao processo de conversão de energia de cada conversor. Ademais, um maior número de componentes é utilizado, aumentando o custo do sistema.

2.7. Conclusão Parcial

Este capítulo descreveu as principais topologias utilizadas para regulação de potência em diodos emissores de luz, os circuitos de acionamento para LEDs, ou *LED drivers*. A alimentação de LEDs a partir de uma fonte de tensão é indicada na ligação paralela de braços de LEDs em série. Assim, cada braço contém seu próprio controlador linear. Quando alimentados por fonte de corrente, a ligação série é indicada. Esta garante a mesma corrente em cada dispositivo e conseqüentemente a mesma luminosidade. No entanto, estas fontes lineares apresentam baixa eficiência de maneira geral.

Assim, o emprego de conversores CC-CC apresenta características como alto rendimento, reduzido peso e volume dos componentes magnéticos e ausência de ruído audível. Estes conversores também proporcionam maior flexibilidade. Os conversores CC-CC estáticos são também utilizados para o estágio que realiza a correção do fator de potência, que por sua vez é imprescindível para sistemas de iluminação. Estes conversores podem agregar mais de um estágio, simplificando o sistema de maneira geral.

Os capacitores eletrolíticos são largamente utilizados para sistemas de iluminação a LED em conversores CC-CC. A substituição desses dispositivos por capacitores de maior

vida útil, como capacitores de filme, proporciona maior tempo de vida ao sistema como um todo.

CAPÍTULO 3

INTEGRAÇÃO DE CONVERSORES

3.1. Introdução

A técnica de integração de estágios para conversores CC-CC dedicados ao acionamento de LEDs é abordada neste capítulo. As principais topologias bem como as considerações que devem ser tomadas para a aplicação da técnica são analisadas.

3.2. Estágios Integrados

A integração de conversores busca redução de custos para sistemas de iluminação, uma vez que diminui o número de interruptores ativos do sistema e consequentemente circuitos auxiliares de comando (PINTO, 2012). Esta integração se dá entre os estágios de potência presentes no sistema, como por exemplo, entre o estágio PFC e PC. Com a união dos dois estágios o circuito opera com apenas um interruptor ativo. A Fig. 3.1 mostra um diagrama onde o estágio PFC é incorporado ao estágio PC.

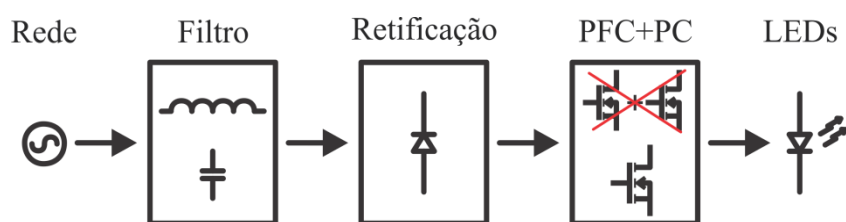


Figura 3.1 – Estágio de controle de potência PC integrado ao estágio PFC.

Quando o estágio PFC é integrado ao estágio PC, o primeiro estágio deve operar em MCD para operar como seguidor de tensão, sem a necessidade de um controle de corrente, conforme analisado no Capítulo II. O segundo estágio pode operar tanto em MCD quanto em MCC, de acordo com as características necessárias ao sistema.

A integração de conversores é uma técnica consolidada para sistemas de iluminação que fazem uso de lâmpadas de descarga (ALVES, 1996; CERVI, 2009; DALLA COSTA, 2008; KIRSTEN, 2011; LIANG, 2008; MARCHESAN, 2007; RIBAS, 2001; SEIDEL, 2005; SILVA, 2012). Estudos recentes utilizam integração de conversores em sistemas de

iluminação com circuitos de acionamento para LED a partir da rede elétrica (ALMEIDA 2012b; ALONSO, 2011a, 2011b, 2012a, 2012b; BO, 2009; COSETIN, 2012; LUZ, 2012; PINTO, 2011b, 2012).

3.3. Metodologia de Integração

As topologias integradas Buck-Boost, Ćuk, SEPIC e Zeta são derivadas da integração dos conversores CC-CC básicos Buck e Boost e são bastante populares na literatura (PINTO, 2012). Diversas topologias integradas baseadas nos conversores Buck, Boost e Buck-Boost são apresentadas em EMADI (2009).

A integração de dois conversores conectados em cascata, ou seja, onde a tensão de saída do primeiro conversor é utilizada como fonte de entrada do segundo, exige que se tenha pelo menos um ponto em comum entre seus interruptores ativos e dessa forma estes devem operar sob mesma frequência e razão cíclica para que possam ser compartilhados. Quando dois conversores CC-CC são conectados em cascata, os interruptores ativos podem ser conectados formando quatro diferentes células, sendo conexão tipo T, tipo I-T (inversa ao tipo T), tipo π e tipo I- π (inversa ao tipo π) (WU, 1998), que são apresentadas na Fig. 3.2.

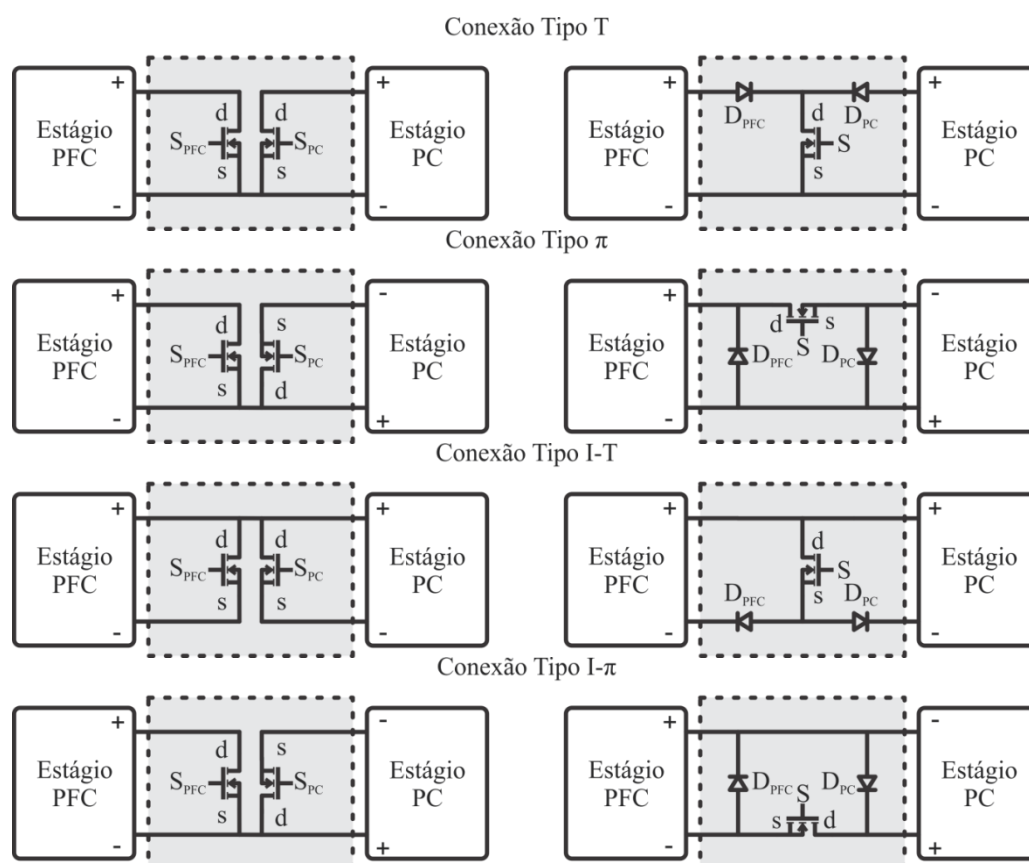


Figura 3.2 - Conexões em cascata e a respectiva célula da topologia integrada.

À esquerda estão as células com as conexões dos interruptores de cada tipo de integração e a parte da direita mostra as respectivas células que substituem os dois interruptores S_{PFC} e S_{PC} por um interruptor compartilhado S e dois diodos D_{PFC} e D_{PC} . Esta metodologia de integração é conhecida como *graft scheme*.

Na conexão do tipo T, os terminais *source* (s) são os pontos em comum entre os interruptores dos dois conversores conectados em cascata. Da mesma forma, a conexão do tipo I-T é definida quando os terminais *drain* (d) são os pontos em comum dos dois conversores. Na conexão do tipo π , o ponto em comum é o terminal s do interruptor do primeiro conversor e o terminal d do segundo. O inverso ocorre na conexão do tipo I- π .

Nas células resultantes das conexões do tipo T e I-T, a corrente no interruptor compartilhado apresenta característica de sobrecorrente (SC). Nas células resultantes das conexões do tipo Π e I- Π , o interruptor compartilhado apresenta característica de sobretensão (ST). Os valores de corrente e tensão sobre o interruptor compartilhado são definidos através de uma análise de cada caso particular, identificando os valores característicos de corrente e tensão resultantes da integração. Além disso, de acordo com cada circuito, pode não haver necessidade dos diodos D_{PFC} ou D_{PC} , na célula de integração, por exemplo.

A integração das topologias propostas neste trabalho é analisada neste capítulo. Dessa forma, uma análise da integração da topologia SEPIC como PFC integrada aos conversores Buck e Ćuk como controle de potência é realizada, ressaltando suas características.

3.4. SEPIC-Buck Integrado

A seguir, são apresentados os procedimentos para a integração de um circuito eletrônico para acionamentos de LEDs de potência a partir da rede elétrica empregando os conversores SEPIC, para o estágio PFC, e Buck como PC. A Fig. 3.3 apresenta cada conversor individualmente.

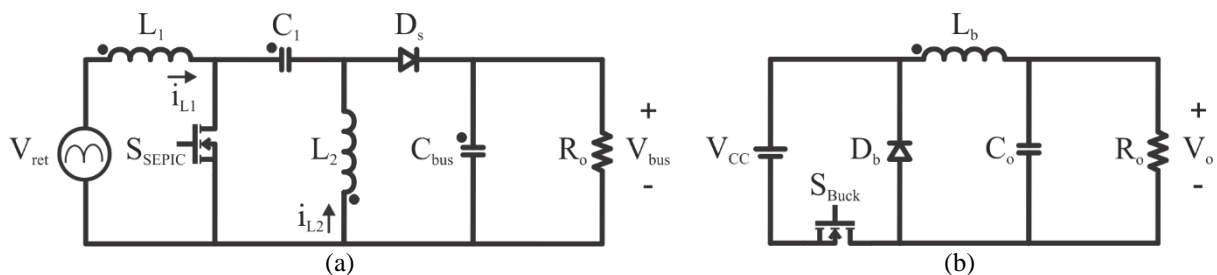


Figura 3.3 - Topologia SEPIC (a) e conversor Buck (b).

A fonte de tensão V_{ret} na entrada das topologias é a representação da tensão retificada a partir da tensão senoidal da rede V_{in} , com uma ponte retificadora de onda completa formada pelos diodos D_{r1} - D_{r4} . A Fig. 3.4 apresenta essa representação.

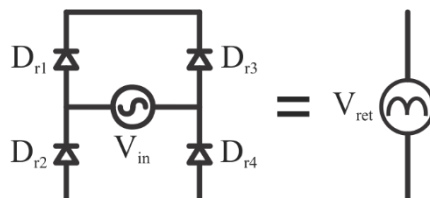


Figura 3.4 - Representação da tensão retificada.

A seguir são apresentados os passos para a integração dos conversores. Primeiramente, os conversores são conectados em cascata, conforme Fig. 3.5. O posicionamento dos interruptores ativos permite uma conexão do tipo T. A topologia integrada é apresentada na Fig. 3.6 onde o modelo do LED é acrescentado à saída.

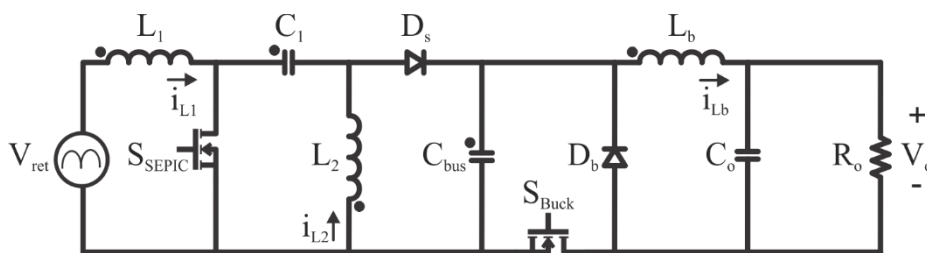


Figura 3.5 - Conexão em cascata dos conversores SEPIC e Buck.

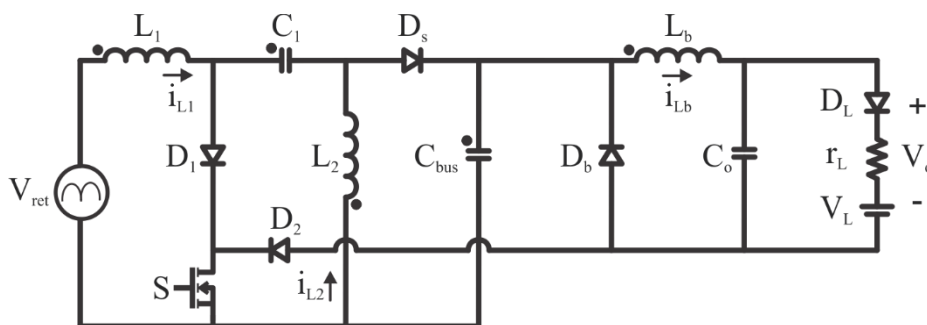


Figura 3.6 - Topologia integrada SEPIC-Buck.

Utilizando os diodos auxiliares D_1 e D_2 , os dois interruptores S_{SEPIC} e S_{Buck} são substituídos pelo interruptor S que é compartilhado pelos dois estágios. Essa conexão apresenta característica de sobrecorrente no interruptor. Se o conversor Buck estiver operando em MCC, o capacitor de saída C_o pode ser removido.

3.4.1. Características da Topologia SEPIC para PFC e Buck para PC

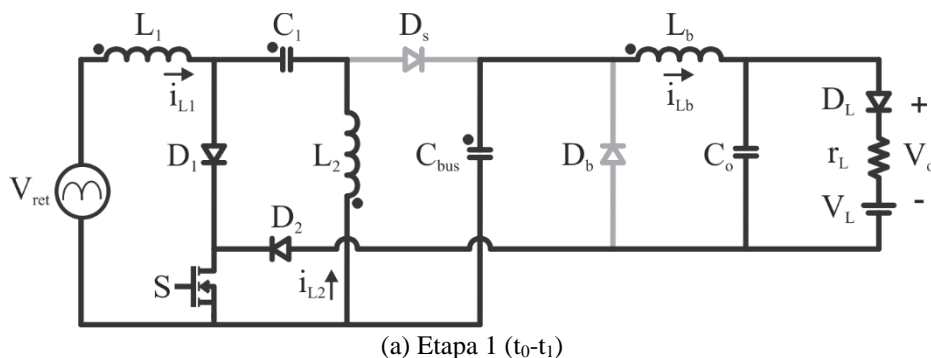
Dentre as topologias clássicas dos conversores CC-CC utilizados como PFC, o SEPIC apresenta características singulares. Devido a sua característica abaixadora-elevadora, a tensão de saída poderá ser maior ou menor que a tensão de pico da rede elétrica, sem que a característica de seguidor de tensão seja perdida para qualquer tensão instantânea da rede. Idealmente, a topologia SEPIC operando em MCD apresenta fator de potência próximo ao unitário. Além disso, pode apresentar reduzida ondulação na corrente de entrada, quando operando como PFC. Devido ao indutor em série com a ponte retificadora, pode permitir redução do filtro para EMI presente na entrada do sistema de iluminação, de acordo com as características do projeto (SIMONETTI, 1995).

Este conversor também apresenta possibilidade de isolamento galvânica através da substituição do indutor L_2 por um transformador. Além disso, o SEPIC possui um único interruptor ativo, que compartilha referência com a entrada e a saída.

O conversor Buck operando em MCC pode se comportar como uma fonte de corrente contínua vista pela saída, uma vez que a capacitância de saída C_o é relativamente baixa. Assim, este conversor torna-se conveniente para alimentar LEDs. O modo de operação contínua também pode permitir remover o capacitor de saída C_o , aumentando ainda mais a simplicidade dessa topologia, pois o número de componentes diminui (COSETIN, 2012).

3.4.2. Princípio de Funcionamento da Topologia Integrada SEPIC-Buck

A Fig. 3.7 apresenta as etapas de operação adotadas para análise da topologia integrada. Essa análise considera que o capacitor C_1 opere como uma fonte de tensão constante com o mesmo valor instantâneo da tensão de entrada durante um período de comutação T_s .



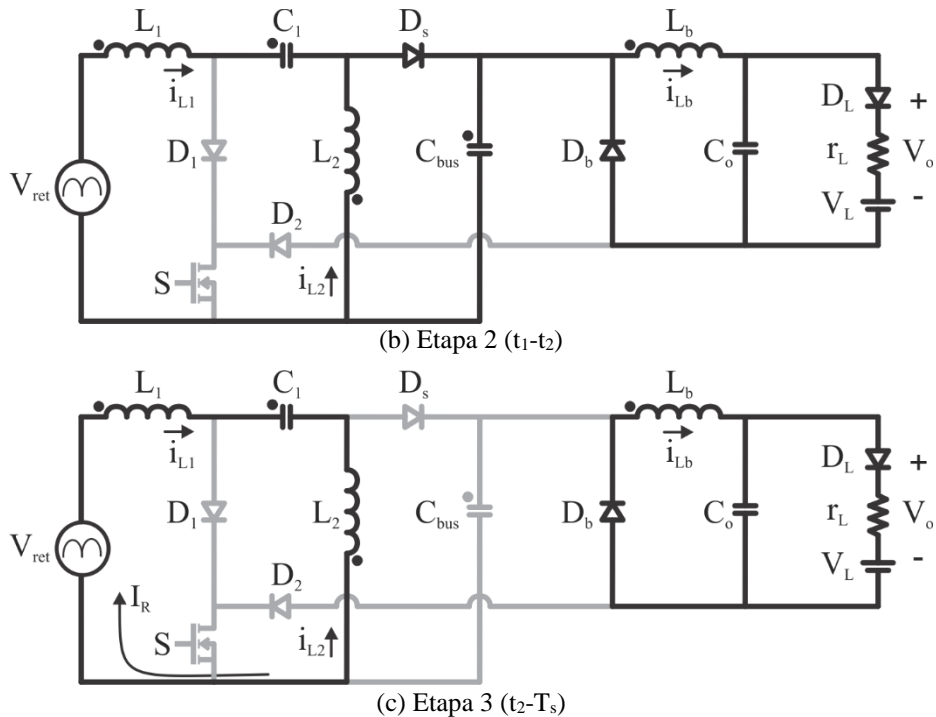


Figura 3.7 - Primeira (a), segunda (b) e terceira (c) etapa de operação para topologia SEPIC-Buck.

Na primeira etapa ($t_0 \leq t < t_1$) o interruptor compartilhado S está conduzindo de acordo com a razão cíclica D . A corrente no interruptor é dada pela soma da corrente típica para o interruptor do SEPIC ($i_{L1} + i_{L2}$) e do Buck (i_{Lb}). A potência de saída é garantida pelo capacitor de barramento C_{bus} .

Na segunda etapa ($t_1 \leq t < t_2$) o interruptor está bloqueado e os diodos D_s e D_b conduzindo. A corrente que passa por D_s é o somatório das correntes i_{L1} e i_{L2} dos indutores. Durante esse período o capacitor C_{bus} é carregado até que a corrente em D_s seja nula.

Na terceira etapa ($t_2 \leq t < T_s$) o indutor L_b fornece a potência aos LEDs. O valor da corrente i_{L1} é igual a $-i_{L2}$ e nesta etapa é chamada de corrente residual I_R .

A Fig. 3.8 apresenta as formas de onda para as etapas de operação analisadas. As formas de onda teóricas pra meio ciclo da rede são apresentadas na parte esquerda. No lado direito, as formas de onda de interesse são apresentadas para um período de comutação.

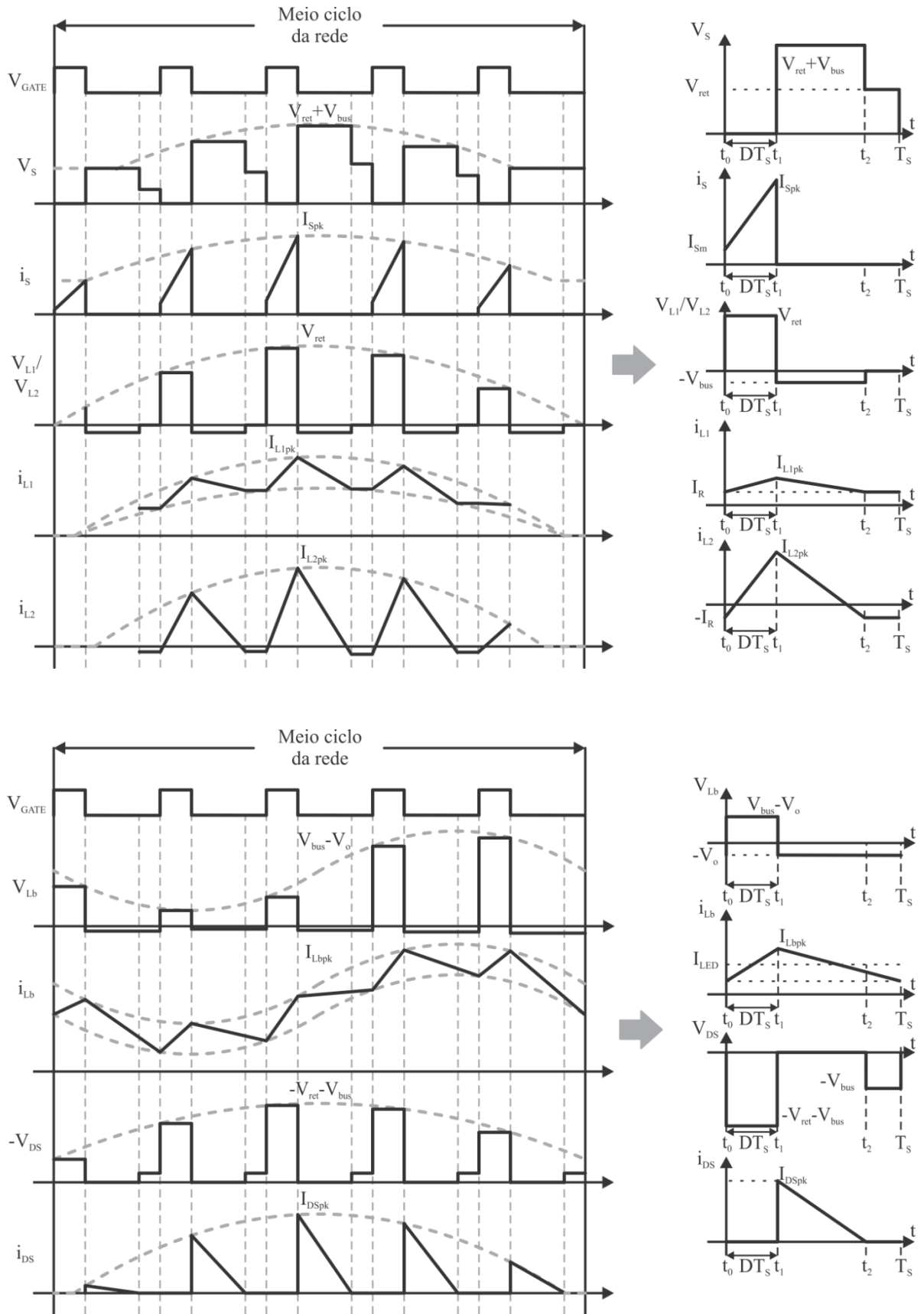


Figura 3.8 - Formas de onda de interesse para topologia SEPIC-Buck.

3.5. SEPIC-Ćuk Integrado

A seguir, são apresentados os procedimentos para a integração de um circuito eletrônico para acionamentos de LEDs de potência a partir da rede elétrica empregando os conversores SEPIC, para o estágio PFC, e Ćuk como estágio PC. A Fig. 3.9 apresenta cada conversor individualmente.

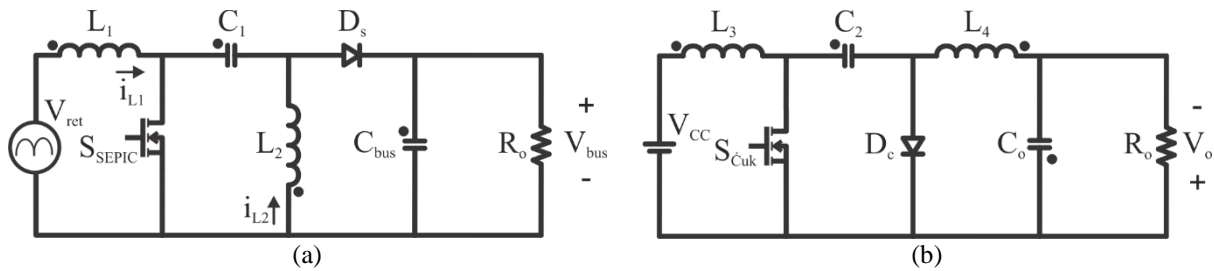


Figura 3.9 - Topologia SEPIC (a) e conversor Ćuk (b).

A seguir são apresentados os passos para a integração dos conversores. Primeiramente, os conversores são conectados em cascata, conforme Fig. 3.10.

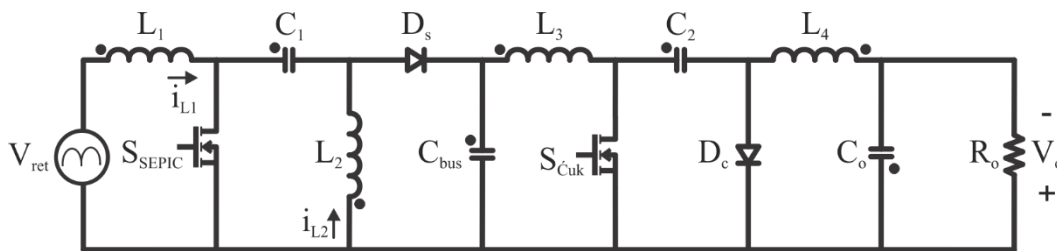


Figura 3.10 - Conexão em cascata dos conversores SEPIC e Ćuk.

O posicionamento dos interruptores ativos permite uma conexão do tipo T. A topologia integrada é apresentada na Fig. 3.11 onde o modelo do LED é acrescentado à saída.

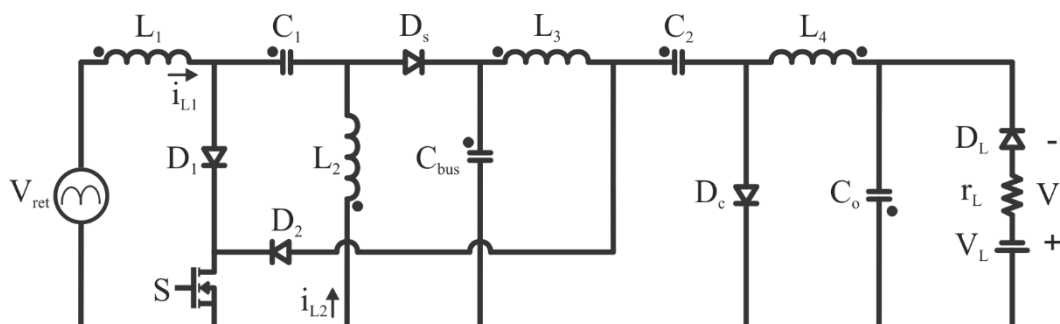


Figura 3.11 - Topologia integrada SEPIC-Ćuk.

Utilizando os diodos auxiliares D_1 e D_2 , os dois interruptores S_{SEPIC} e $S_{Ćuk}$ são substituídos pelo interruptor S , que é compartilhado pelos dois estágios. Essa conexão

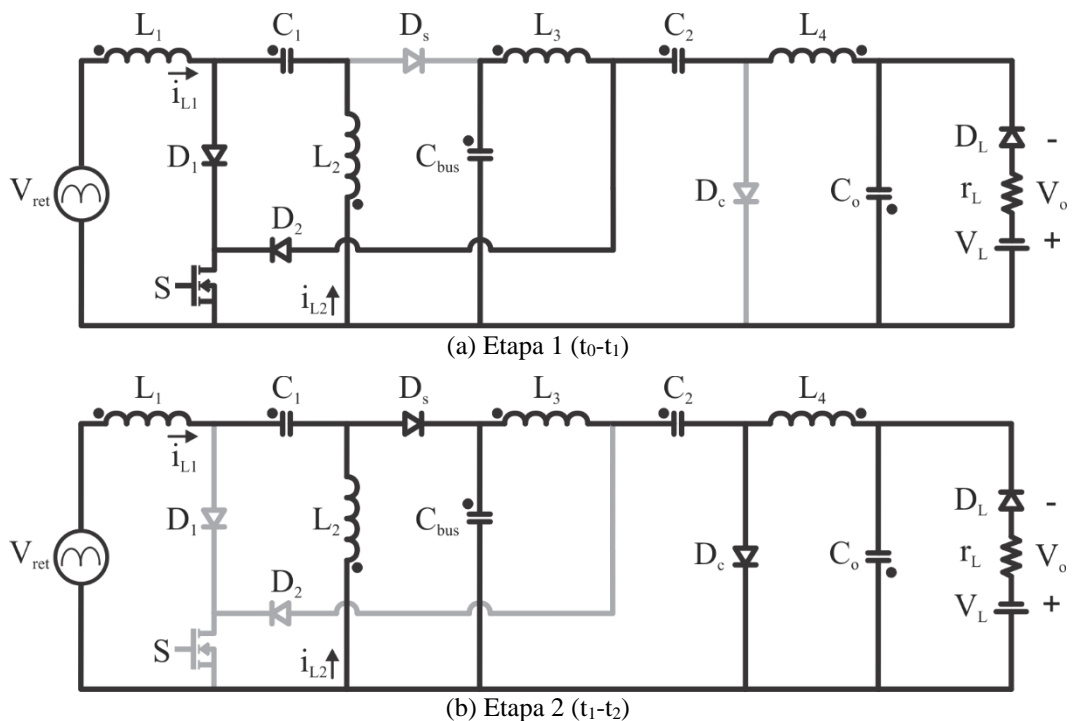
apresenta característica de sobrecorrente no interruptor. Se o conversor \acute{C} uk estiver operando em MCC, a capacitância de saída C_o pode ser bastante reduzida ou até removida.

3.5.1. Características da Topologia \acute{C} uk como Circuito de Controle de Potência

O conversor \acute{C} uk apresenta característica abaixadora-elevadora de tensão. Este conversor operando em MCC apresenta característica de fonte de corrente na saída, o que é bastante conveniente para alimentar LEDs (SÁ JUNIOR, 2010). Esse modo de operação também permite utilizar uma capacitância de saída C_o reduzida.

3.5.2. Princípio de Funcionamento da Topologia Integrada SEPIC- \acute{C} uk

A Fig. 3.12 apresenta as etapas de operação adotadas para análise da topologia integrada. Essa análise considera que o capacitor C_1 opere como uma fonte de tensão constante com o mesmo valor instantâneo da tensão de entrada durante um período de comutação T_s . Quando entrando no ponto a corrente atribuída é positiva.



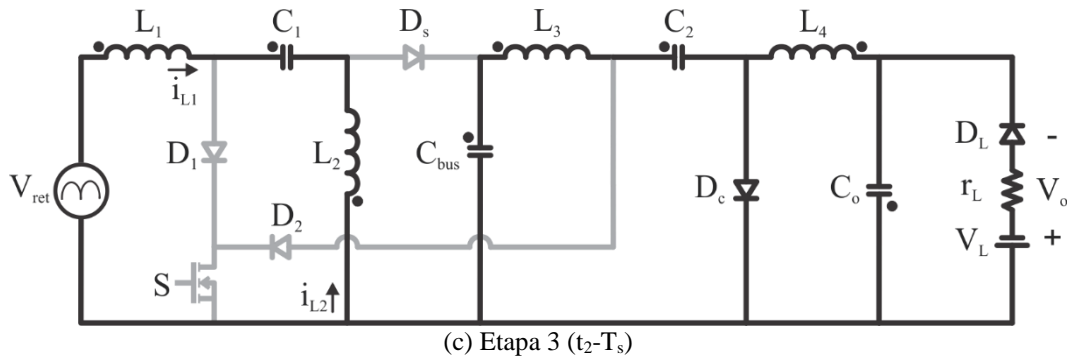


Figura 3.12 - Primeira (a), segunda (b) e terceira (c) etapa de operação para topologia SEPIC-Ćuk.

Na primeira etapa ($t_0 \leq t < t_1$) o interruptor compartilhado S está conduzindo de acordo com a razão cíclica D . A corrente no interruptor é dada pela soma da corrente típica para o interruptor do SEPIC ($i_{L1} + i_{L2}$) e do Ćuk ($i_{L3} + i_{L4}$). A tensão de barramento é aplicada ao indutor L_3 . O inverso do somatório da tensão de barramento e a tensão de saída ($V_{bus} + V_o$) são aplicados ao indutor L_4 . Neste intervalo de tempo, a potência de saída é garantida pelo capacitor C_2 do conversor Ćuk intrínseco à topologia.

Na segunda etapa ($t_1 \leq t < t_2$) o interruptor está bloqueado e os diodos D_s e D_c conduzindo. A corrente que passa por D_s é o somatório das correntes i_{L1} e i_{L2} dos indutores. Durante esse período o capacitor C_{bus} é carregado até que a corrente em D_s seja nula.

Na terceira etapa ($t_2 \leq t < T_s$) o indutor L_4 fornece a potência aos LEDs. O valor da corrente i_{L1} é igual a $-i_{L2}$ e nesta etapa é chamada de corrente residual I_R . O capacitor de barramento C_{bus} continua sendo descarregado até que a corrente através do diodo D_c seja nula.

A Fig. 3.13 apresenta as formas de onda para as etapas de operação analisadas. As formas de onda teóricas pra meio ciclo da rede são apresentadas na parte esquerda. No lado direito, as formas de onda de interesse são apresentadas para um período de comutação.

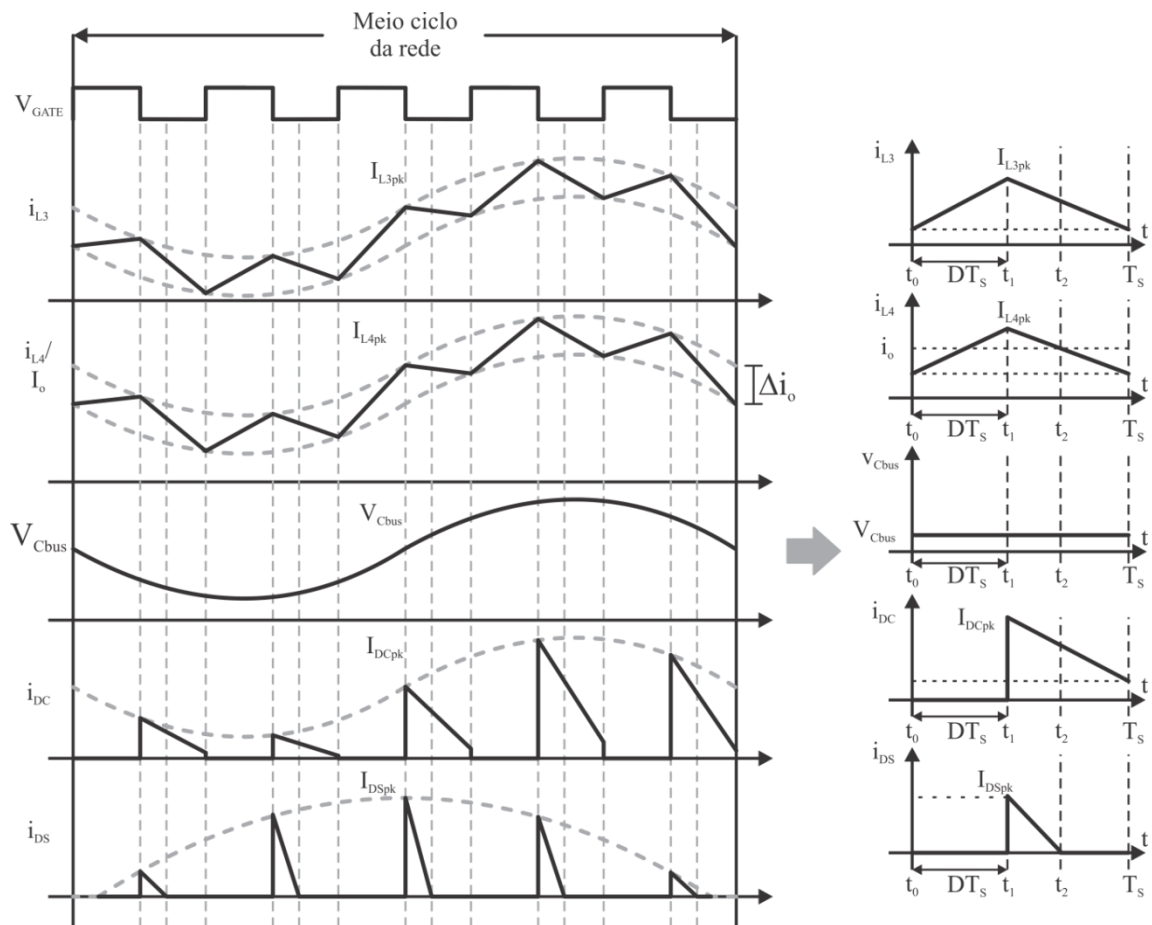
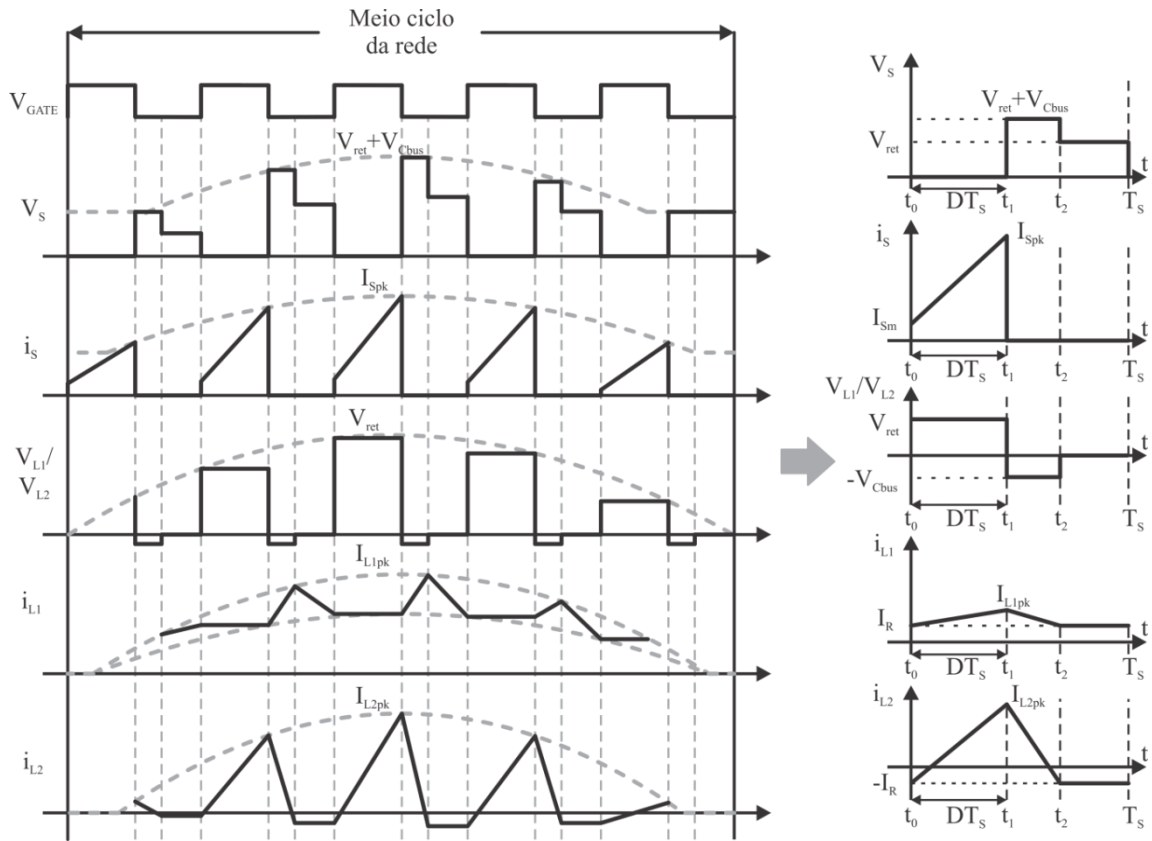


Figura 3.13 - Formas de onda de interesse para topologia SEPIC-Cuk.

3.6. Conclusão Parcial

Este capítulo apresentou o conceito de integração de conversores e a metodologia para execução da mesma com ênfase em circuitos de acionamento para LEDs a partir da rede elétrica. O conversor SEPIC como estágio PFC foi integrado a outros dois conversores: Buck e Cuk. A análise qualitativa de cada topologia foi realizada através da representação das etapas de operação consideradas bem como as formas de onda para os principais componentes.

A integração de conversores permite maior simplicidade, redução de custos para sistemas de iluminação, uma vez que diminui o número de interruptores ativos do sistema e consequentemente circuitos auxiliares de comando. A incorporação do circuito PFC ao PC faz com que este opere como dois estágios, no entanto com apenas um interruptor ativo.

Primeiramente as características de cada conversor a ser integrado devem ser analisadas individualmente, buscando os atributos adequados ao projeto. A viabilidade da integração desses conversores deve ser analisada posteriormente, de acordo com os parâmetros de projeto. A metodologia pode ser validada através de simulação.

CAPÍTULO 4

SISTEMA DE ILUMINAÇÃO PROPOSTO

4.1. Introdução

Um sistema de iluminação para LEDs deve incorporar estágios que garantam tanto a qualidade da energia absorvida pela rede elétrica quanto a qualidade da luz emitida por estes dispositivos semicondutores. Se a energia absorvida pela rede elétrica não condiz com as normativas regulamentadoras do setor para iluminação, o produto não pode ser comercializado. Da mesma forma, a energia entregue aos LEDs pode causar variações das características cromáticas e/ou temperatura de cor e *flicker* na iluminância (ALMEIDA, 2012a). Desta maneira, há um comprometimento do desempenho luminoso, podendo causar oscilações visíveis e conseqüentemente malefícios ao ser humano.

A vida útil dos componentes utilizados em um sistema de iluminação à LEDs deve condizer com a vida útil desta fonte de luz. Entretanto, a durabilidade do sistema não deve ser limitada por um componente, que em geral é o capacitor eletrolítico de barramento utilizado na grande maioria dos sistemas para este fim (ZHANG, 2013).

Assim, este capítulo apresenta duas topologias integradas com capacitores de longa vida útil para iluminação semicondutora, denominadas SEPIC-Buck e SEPIC-Ćuk. A escolha dessas topologias é justificada. As especificações e projeto apresentando o equacionamento matemático são expostos.

4.2. Parâmetros de Entrada e Saída

As topologias escolhidas são projetadas para as mesmas especificações de entrada e de saída. Estes dados são cruciais para a escolha adequada da topologia a ser utilizada.

A carga é formada por dois arranjos de LEDs em série, modelo BXRA-C4500. Quando conectados em série, os LEDs são submetidos à mesma corrente e sendo a luminosidade emitida proporcional à corrente de polarização direta, este tipo de ligação apresenta a vantagem de manter o mesmo brilho em todos os dispositivos. Cada módulo gera

uma temperatura de cor de 5600 K *cool-white*, com um fluxo luminoso típico de 5 km, somando um fluxo total de aproximadamente 10 km. A tensão e corrente típica para cada módulo é 25,4 V e 2,1 A respectivamente, resultando numa tensão total de 50,8 V e uma resistência equivalente $R_{eq} = 24,2 \Omega$. A potência nominal de saída é de 106 W. A Fig. 4.1 apresenta a imagem do arranjo de LEDs utilizado.

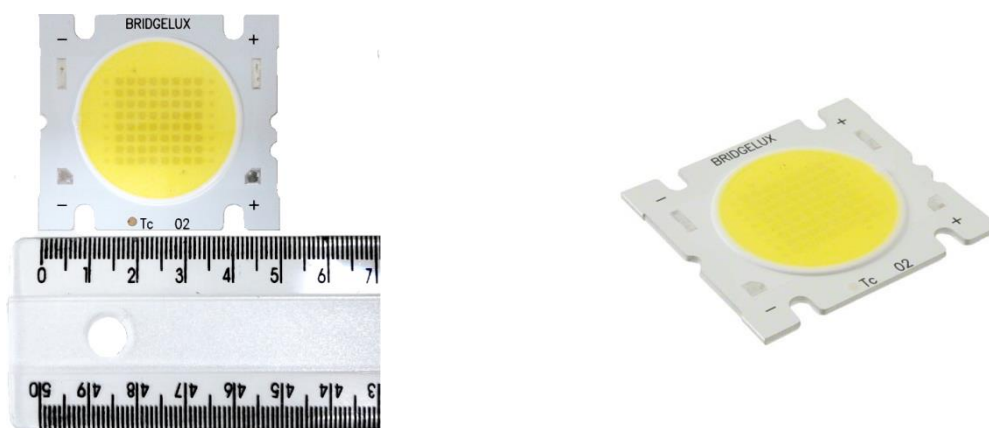


Figura 4.1 - LED Bridgelux BXRA-C4500 *cool-white*.

De acordo com a reta tangente traçada na característica I-V (BRIDGELUX, 2010) para o arranjo, a tensão limiar e a resistência dinâmica podem ser encontradas, definindo o modelo da carga. A definição do modelo é apresentada na Fig. 4.2.

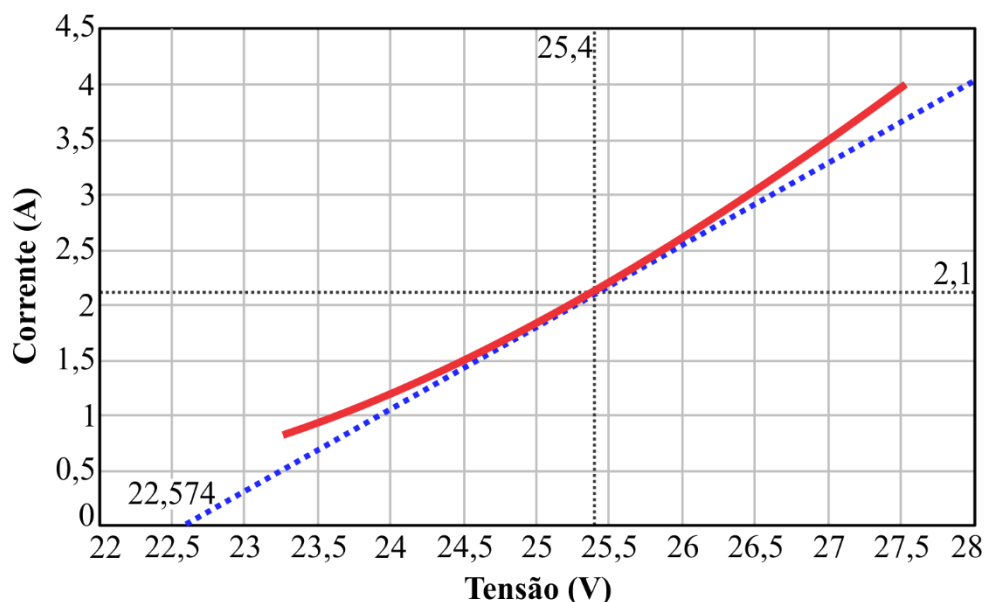


Figura 4.2 - Reta tangente ao ponto de operação para a característica I-V do LED utilizado.

A queda de tensão para cada módulo é representada pelo ponto onde a reta tangente atinge o valor zero no eixo da corrente. A resistência dinâmica é o coeficiente angular da reta

tangente. Dessa forma, a tensão limiar e a resistência dinâmica encontradas para os dois módulos em série são $V_L = 45 \text{ V}$ e $r_L = 2,77 \Omega$.

As especificações de entrada são para uma tensão alternada $V_{in} = 220 \text{ V}_{\text{rms}}$ com frequência $f_r = 60 \text{ Hz}$. De acordo com a norma IEC 61000-3-2 em sua classificação C, sistemas de iluminação de potência superior a 25 W requerem limite para o conteúdo harmônico da corrente de entrada (IEC, 1995). Esta regulamentação é recomendada pela NBR 5422 (ABNT, 1995). O fator de potência deverá ser limitado ao valor mínimo de 0,92 para instalações elétricas das unidades consumidoras (ANEEL, 2000).

4.3. Projeto da Topologia SEPIC-Buck

Dentre inúmeras possibilidades de circuitos de acionamento para a carga escolhida, optou-se utilizar as fontes do tipo chaveadas ou conversores CC-CC. Estes conversores operando em alta frequência são amplamente aplicados em sistemas de iluminação devido a características como alto rendimento, reduzido peso e volume e ausência de ruído audível (CAMPOS, 2004; ERICKSON, 2007; MEHL, 2002).

A topologia integrada SEPIC-Buck é apresentada na Fig. 4.3. O SEPIC foi escolhido como estágio PFC operando em MCD devido às características descritas na seção 3.4.1. Da mesma forma, e também devido às características da carga, o conversor Buck operando em MCC foi escolhido como estágio PC.

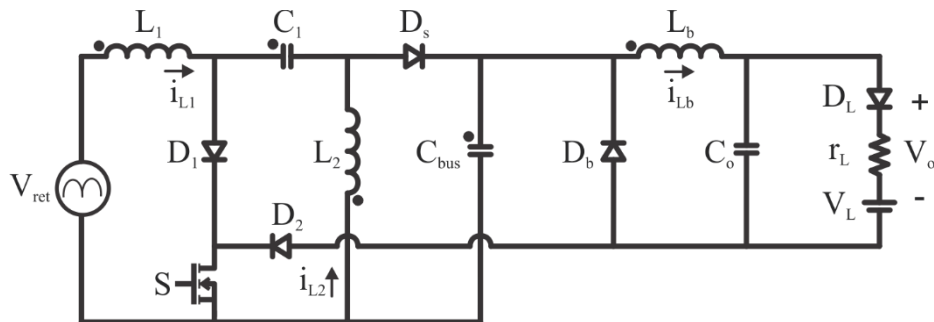


Figura 4.3 - Topologia integrada SEPIC-Buck.

A Tab. 4.1 apresenta alguns parâmetros de projeto previamente definidos.

Tabela 4.1 - Parâmetros de projeto previamente definidos.

Descrição	Símbolo	Valor
Tensão da rede	V_{in}	220 V
Tensão de saída	V_o	50,8 V
Potência de saída	P_{out}	106 W
Frequência da rede	f_r	60 Hz
Frequência de comutação	f_s	48 kHz
Período de comutação	T_s	20,83 μ s
Tensão de barramento	V_{bus}	170 V
Ondulação da corrente no indutor L_I	Δi_{L_I}	10%
Rendimento estimado PFC	η_1	95%
Rendimento estimado PC	η_2	95%

Para definir a razão cíclica a ser utilizada, a curva apresentando a máxima razão cíclica para que a topologia SEPIC mantenha o modo de operação descontínuo é traçada em relação à tensão de barramento, como apresentado na Fig. 4.4. Esta curva é gerada a partir da equação do ganho estático para o SEPIC em MCD, apresentada pela Eq. 4.1. O modo de operação descontínuo garante que o SEPIC se comporte como uma resistência equivalente para a rede (ALONSO, 1998).

$$D_{m\acute{a}x}(V_{bus}) = \frac{V_{bus}}{V_{pk} + V_{bus}} \quad (4.1)$$

Onde V_{bus} representa a tensão no capacitor de barramento C_{bus} e V_{pk} é o valor de pico da tensão da rede.

Da mesma forma, a curva para a razão cíclica do conversor Buck D_{buck} é traçada junto à curva da razão cíclica do SEPIC em relação à tensão de barramento V_{bus} na Fig. 4.4. Esta é gerada a partir da Eq. 4.2 que considera a relação do ganho estático para este conversor.

$$D = D_{Buck}(V_{bus}) = \frac{V_o}{V_{bus}} \quad (4.2)$$

Com o objetivo de evitar tensões elevadas nos interruptores e garantir MCD para o estágio PFC, a tensão de barramento escolhida é $V_{bus} = 170$ V. Este valor é 10% acima do ponto de cruzamento das curvas. A razão cíclica resultante para este valor é $D = 0,303$, abaixo do valor máximo $D_{m\acute{a}x} = 0,356$.

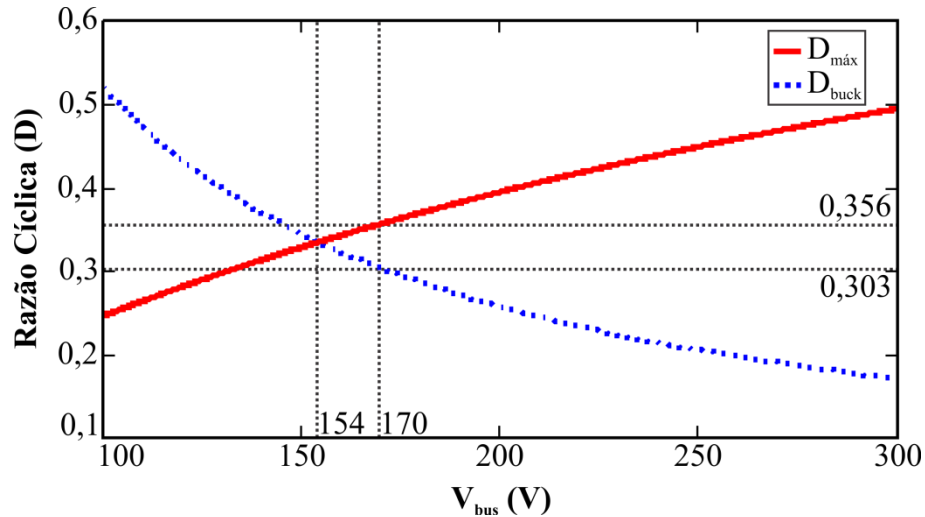


Figura 4.4 - Definição da razão cíclica de acordo com a tensão de barramento V_{bus} .

Assim é possível calcular o indutor L_b do conversor Buck, ao definir a percentagem da ondulação de alta frequência Δi_{Lb} em relação à corrente de saída, uma vez que a ondulação de alta frequência Δi_{Lb} é a mesma para a saída. A Eq. 4.3 apresenta o cálculo de L_b .

$$L_b = \frac{(V_{bus} - V_o) \cdot D \cdot T_s}{\Delta i_{Lb} \cdot I_{LED}} \quad (4.3)$$

Onde I_{LED} representa a corrente média de saída.

A potência de entrada P_{in} é encontrada através do rendimento total η do conversor, que é o produto do rendimento determinado para cada estágio, conforme a Eq. 4.4.

$$P_m = \frac{P_o}{\eta_1 \cdot \eta_2} = \frac{P_o}{\eta} \quad (4.4)$$

A potência de entrada permite calcular a indutância equivalente L_{eq} para a topologia SEPIC. Esta indutância corresponde à associação em paralelo das indutâncias L_1 e L_2 , e é dada pela Eq. 4.5.

$$L_{eq} = \frac{V_{pk}^2 D^2 T_s}{4P_{in}} \quad (4.5)$$

As indutâncias L_1 e L_2 são determinadas pelas Eq. 4.6 e Eq. 4.7, respectivamente. A ondulação da corrente de entrada Δi_{LED} é um parâmetro de projeto. A corrente de pico na entrada I_{pk} é observada quando a tensão da rede atinge o seu valor máximo (SIMONETTI, 1992).

$$L_1 = \frac{V_{pk} D T_s}{I_{pk} \Delta i_{L1}} \quad (4.6)$$

$$L_2 = \frac{L_1 L_{eq}}{L_1 - L_{eq}} \quad (4.7)$$

De acordo com as etapas de operação consideradas, anteriormente apresentadas na Fig. 3.7 do Cap. 3, a topologia SEPIC e o conversor Buck operam como cada conversor individualmente. Isto permite projetar cada estágio, PFC e PC, separadamente. O SEPIC operando em MCD pode ser representado usando o circuito equivalente apresentado na Fig. 4.5 (ALONSO, 1998).

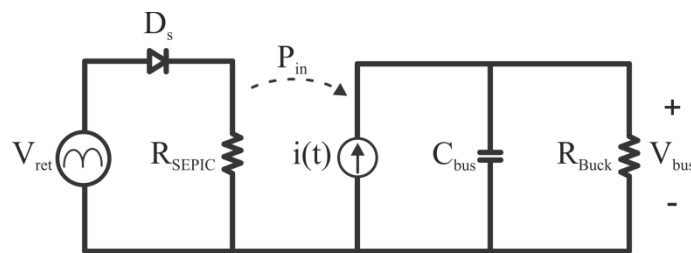


Figura 4.5 - Circuito equivalente para SEPIC em MCD.

A fonte $i(t)$ representa a corrente instantânea de saída do estágio PFC e é calculada através da Eq. 4.8.

$$i(t) = \frac{D^2 T_s V_{pk}^2 \sin^2(\omega t)}{2 L_{eq} V_{bus}} \quad (4.8)$$

A resistência equivalente R_{Buck} do conversor Buck é encontrada através do balanço de energia entre a entrada e a saída, conforme a Eq. 4.9. A Eq. 4.10 representa a resistência equivalente do estágio PFC, R_{SEPIC} .

$$R_{Buck} = R_o \frac{V_{bus}^2}{V_o^2} \quad (4.9)$$

$$R_{SEPIC} = \frac{2 L_{eq}}{D^2 T_s} \quad (4.10)$$

A tensão sobre o capacitor C_1 é considerada constante em um período de comutação ao mesmo tempo em que acompanha a tensão da rede.

Quando operando como estágio PFC, a frequência de ressonância f_{res} , dada pelos componentes C_1 , L_1 e L_2 deve ser maior que a frequência da rede, evitando oscilações na corrente de entrada em cada meio período de rede. Além disso, a frequência de ressonância dada por L_2 e C_1 deve ser menor que a frequência de comutação, garantindo um valor de

tensão que possa ser considerado constante em um período de comutação (SIMONETTI, 1992). Dessa forma, o capacitor C_I pode ser calculado para uma definida frequência de ressonância f_{res} (geralmente 1/10 de f_s) conforme a Eq. 4.11.

$$C_I = \frac{I}{(2\pi f_{res})^2 (L_1 + L_2)} \quad (4.11)$$

Uma vez que a ondulação da corrente de saída em baixa frequência Δi_{LED} é definida para o projeto, a ondulação da tensão no barramento ΔV_{bus} é encontrada através da Eq. 4.12.

$$\Delta V_{bus}(\Delta i_{LED}) = \frac{\Delta i_{LED} \cdot r_L \cdot I_{LED}}{D \cdot V_{bus}} \quad (4.12)$$

Desta forma, o capacitor de barramento C_{bus} é calculado através da Eq. 4.13. O cálculo considera a ondulação máxima de tensão no barramento ΔV_{bus} .

$$C_{bus} = \frac{\langle I_{Cbus} \rangle \cdot T_r}{2 \cdot \Delta V_{bus}} \quad (4.13)$$

Onde $\langle I_{Cbus} \rangle$ representa a corrente média de carga do capacitor C_{bus} e T_r representa o período da rede.

A Fig. 4.6 apresenta a curva que relaciona o valor da capacitância de barramento C_{bus} em função da ondulação de corrente na saída Δi_{LED} . A ondulação da tensão de barramento é também representada em função de Δi_{LED} . Se uma ondulação $\Delta i_{LED} = 50\%$ for escolhida, por exemplo, tem-se $C_{bus} = 187,5 \mu\text{F}$.

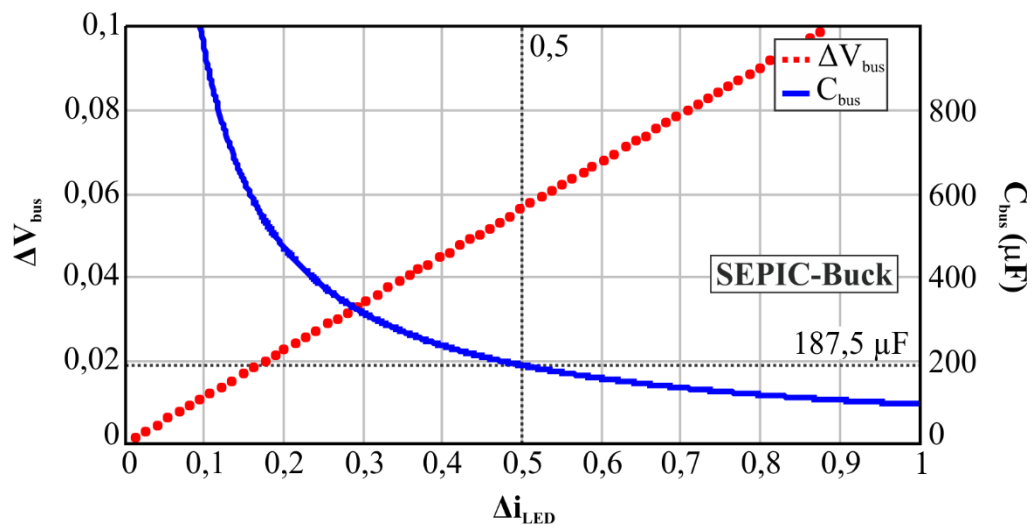


Figura 4.6 – Definição da capacitância de barramento C_{bus} e ondulação de tensão no barramento ΔV_{bus} de acordo com a ondulação de corrente Δi_{LED} .

Uma ondulação de corrente $\Delta i_{LED} = 50\%$ não causa cintilamento ao olho humano (WILKINS, 2010). Em BENDER (2012) LEDs de potência são testados sob 50% de ondulação de corrente. O fluxo luminoso e a eficiência luminosa decaíram 1% e 2%, respectivamente.

Na topologia SEPIC, a tensão sob o interruptor S é dada pela soma $V_{pk} + V_{bus}$. A corrente no interruptor é dada pela soma das correntes dos estágios PFC e PC. Assim, a corrente é determinada pela Eq. 4.14.

$$i_s(t) = \begin{cases} \left(\frac{V_{in}(t)}{L_{eq}} + \frac{(V_{bus} - V_o)}{L_b} \right) t + I_{LED} - \frac{(V_{bus} - V_o)DT_s}{2L_b} & \text{if } t_o \leq t < t_1 \\ 0 & t_1 \leq t < T_s \end{cases} \quad (4.14)$$

A corrente no interruptor compartilhado S é resultado do somatório das correntes de pico nos indutores L_1 , L_2 e L_b e é calculada através da Eq. 4.15.

$$i_{S\,pk} = \frac{V_{pk} \cdot D \cdot T_s}{L_{eq}} + \frac{(V_{bus} - V_o) \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_b} + I_{LED} \cdot \left(1 + \frac{\Delta i_{LED}}{2} \right) \quad (4.15)$$

A corrente eficaz no interruptor S é calculada através da Eq. 4.16.

$$i_{S\,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} [i_s(t)]^2 dt} \quad (4.16)$$

Os elementos magnéticos foram calculados utilizando os parâmetros apresentados na Tab. 4.2 referentes ao material IP6.

Tabela 4.2 - Parâmetros de projeto para os elementos magnéticos.

Descrição	Símbolo	Valor
Fator de utilização para o primário	K_p	0,5
Fator de utilização para a área da janela do primário	K_w	0,5
Fator de utilização do enrolamento	K_{wf}	0,7
Excursão da densidade do fluxo magnético	ΔB	0,4 T
Densidade do fluxo magnético	$B_{m\acute{a}x}$	0,3 T
Permeabilidade relativa do núcleo	μ_r	2000
Densidade de corrente no cobre	J	300 A/cm ²
Permeabilidade absoluta no vácuo	μ_o	0,4 μ H/m

Os núcleos magnéticos calculados para a topologia são apresentados na Tab. 4.3, que também mostra a indutância, o condutor, o número de condutores e o número de voltas.

Tabela 4.3 – Parâmetros dos elementos magnéticos para a topologia SEPIC-Buck.

Componente	Indutância	Condutor	Nº de condutores	Nº de voltas
L_1	24,193 mH	AWG 24	1	362
L_2	391,448 μ H	AWG 21	2	45
L_b	3,534 mH	AWG 21	2	108

A Tab. 4.4 apresenta um resumo geral dos parâmetros e valores dos componentes para a topologia SEPIC-Buck.

Tabela 4.4 - Resumo geral dos parâmetros e valores dos componentes para a topologia SEPIC-Buck.

Componente	Especificação	Modelo	Valor
D_1	Diodo	UF5408	3 A, 1000 V
D_2	Diodo	15TH06	15 A, 600 V
D_b	Diodo	15TH06	15 A, 600 V
D_s	Diodo	MUR4100	4 A, 1000 V
S	MOSFET	FQA10N80C	10 A, 800 V
S_{dim}	MOSFET	IRF840	8 A, 500 V
C_1	Capacitor		100 nF
C_o	Capacitor		10 nF

4.4. Projeto da Topologia SEPIC-Ćuk

A topologia integrada SEPIC-Ćuk é apresentada na Fig. 4.7. O SEPIC foi escolhido como estágio PFC operando em MCD devido às características descritas na seção 3.4.1. O conversor Ćuk operando em MCC foi escolhido como estágio de controle de potência em razão das propriedades apresentadas na seção 3.5.1, e também devido às características da carga.

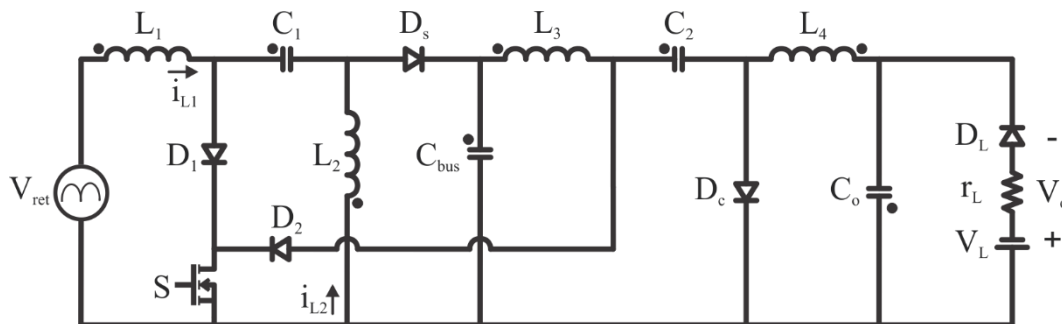


Figura 4.7 - Topologia integrada SEPIC-Ćuk.

A Tab. 4.5 apresenta alguns parâmetros de projeto previamente definidos.

Tabela 4.5 - Parâmetros de projeto previamente definidos.

Descrição	Símbolo	Valor
Tensão da rede	V_{in}	220 V
Tensão de saída	V_o	50,8 V
Potência de saída	P_{out}	106 W
Frequência da rede	f_r	60 Hz
Frequência de comutação	f_s	48 kHz
Tensão de barramento	V_{bus}	140 V
Ondulação da corrente no indutor L_1	Δi_{L1}	10%
Ondulação da corrente no indutor L_3	Δi_{L3}	10%
Ondulação da corrente no indutor L_4	Δi_{L4}	10%
Rendimento estimado PFC	η_1	95%
Rendimento estimado PC	η_2	95%

Para definir a razão cíclica a ser utilizada, a curva apresentando a máxima razão cíclica para que a topologia SEPIC mantenha o modo de operação descontínuo é traçada em relação à tensão de barramento, como apresentado na Fig. 4.8. Esta curva é gerada a partir da equação do ganho estático para o SEPIC em MCD, apresentada pela Eq. 4.17. O modo de operação descontínuo garante que o SEPIC se comporte como uma resistência equivalente para a linha (ALONSO, 1998).

$$D_{m\acute{a}x}(V_{bus}) = \frac{V_{bus}}{V_{pk} + V_{bus}} \quad (4.17)$$

Onde V_{bus} representa a tensão no capacitor de barramento C_{bus} e V_{pk} é o valor de pico da tensão da rede.

Da mesma forma, a curva para a razão cíclica do conversor $\acute{C}uk$ $D_{\acute{C}uk}$ é traçada junto à curva da razão cíclica do SEPIC em relação à tensão de barramento V_{bus} na Fig. 4.8. Esta é gerada a partir da Eq. 4.18, que considera a relação do ganho estático para este conversor.

$$D = D_{\acute{C}uk}(V_{bus}) = \frac{V_o}{V_{bus} + V_o} \quad (4.18)$$

Com o objetivo de evitar tensões elevadas nos interruptores, e garantir MCD para o estágio PFC, a tensão de barramento escolhida é $V_{bus} = 140$ V. Este valor é 10% acima do ponto de cruzamento das curvas. A razão cíclica resultante para este valor é $D = 0,266$, abaixo do valor máximo $D_{m\acute{a}x} = 0,313$.

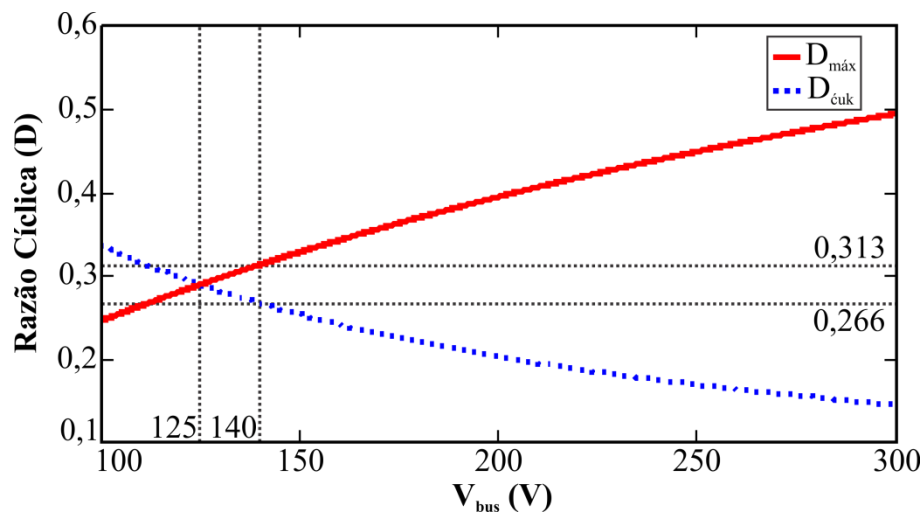


Figura 4.8 - Definição da razão cíclica de acordo com a tensão de barramento V_{bus} .

Assim é possível calcular os indutores L_3 e L_4 do conversor $\acute{C}uk$, ao definir a percentagem da ondulação de alta frequência Δi_{L3} e Δi_{L4} em relação à corrente de saída, uma vez que a ondulação de alta frequência Δi_{L4} é a mesma para a saída. As Eq. 4.19 e Eq. 4.20 apresentam o cálculo das indutâncias. Este cálculo considera o conversor operando em MCC.

$$L_3 = \frac{V_{bus} \cdot D \cdot T_s}{\Delta i_{L3} \cdot I_{LED}} \quad (4.19)$$

$$L_4 = \frac{V_o \cdot (1 - D) \cdot T_s}{\Delta i_{L4} \cdot I_{LED}} \quad (4.20)$$

Onde I_{LED} representa a corrente média de saída.

O cálculo do capacitor C_2 leva em conta a corrente média de saída I_{DS} da topologia SEPIC, e é apresentado pela Eq. 4.21.

$$C_2 = \frac{I_{DS} \cdot (1-D) \cdot T_s}{\Delta V_2 \cdot V_{C2}} \quad (4.21)$$

Onde V_{C2} representa a tensão média no capacitor C_2 .

De acordo com as etapas de operação consideradas, anteriormente apresentadas na Fig. 3.12 do Cap. 3, a topologia SEPIC e o conversor Ćuk operam como cada conversor individualmente. Isto permite projetar cada estágio, PFC e controle da potência, separadamente. O SEPIC operando em MCD pode ser representado usando o circuito equivalente apresentado na Fig. 4.9 (ALONSO, 1998).

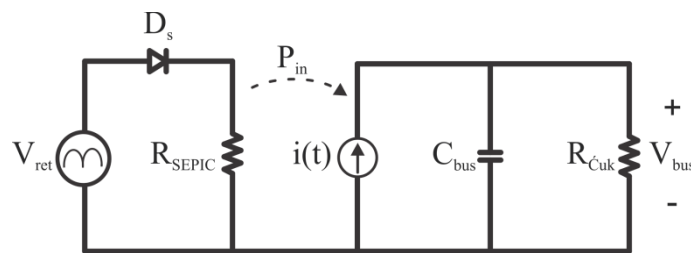


Figura 4.9 - Circuito equivalente para SEPIC em MCD.

Da mesma forma que na seção 4.3, a fonte $i(t)$ representa a corrente instantânea de saída do estágio PFC e é calculada através da Eq. 4.8. A resistência equivalente do estágio PFC, R_{SEPIC} , é representada pela Eq. 4.10. A Eq. 4.22 apresenta o cálculo da resistência equivalente $R_{\dot{C}uk}$ para o estágio PC.

$$R_{\dot{C}uk} = R_o \frac{V_{bus}^2}{V_o^2} \quad (4.22)$$

Uma vez que a ondulação da corrente de saída em baixa frequência Δi_{LED} é definida para o projeto, a ondulação da tensão no barramento ΔV_{bus} é encontrada através da Eq. 4.23.

$$\Delta V_{bus}(\Delta i_{LED}) = \frac{\Delta i_{LED} \cdot r_L \cdot I_{LED}}{D \cdot V_{bus}} \quad (4.23)$$

Desta forma, o capacitor de barramento C_{bus} é calculado através da Eq. 4.24. O cálculo considera a ondulação máxima de tensão no barramento ΔV_{bus} .

$$C_{bus} = \frac{\langle I_{Cbus} \rangle \cdot T_r}{2 \cdot \Delta V_{bus}} \quad (4.24)$$

Onde $\langle I_{Cbus} \rangle$ representa a corrente média de carga do capacitor C_{bus} .

A Fig. 4.10 apresenta a curva que relaciona o valor da capacitância de barramento C_{bus} em função da ondulação de corrente na saída Δi_{LED} . A ondulação da tensão de barramento é

também representada em função de Δi_{LED} . Se uma ondulação $\Delta i_{LED} = 50\%$ for escolhida, por exemplo, tem-se $C_{bus} = 198,373 \mu\text{F}$.

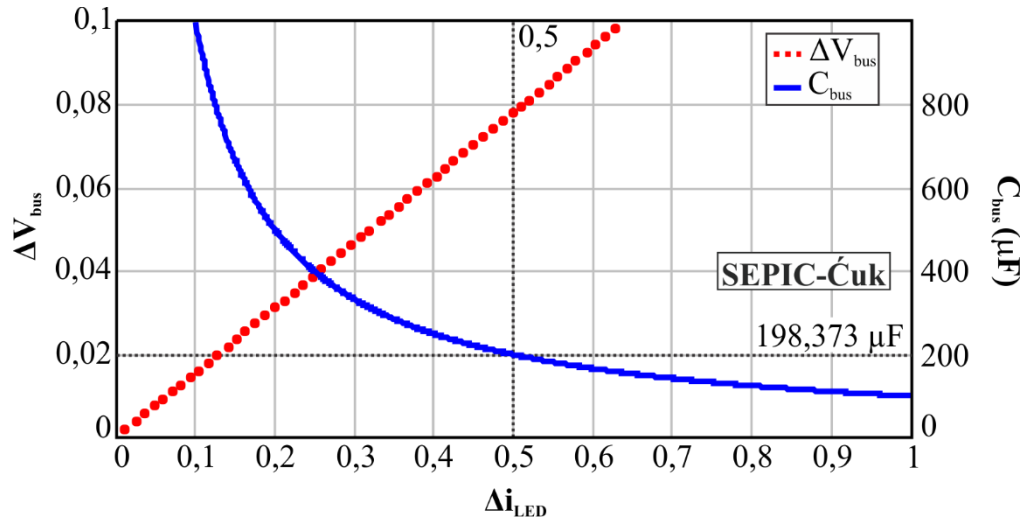


Figura 4.10 - Definição da capacitância de barramento C_{bus} e ondulação de tensão no barramento ΔV_{bus} de acordo com a ondulação de corrente Δi_{LED} .

Uma ondulação de corrente $\Delta i_{LED} = 50\%$ não causa cintilamento ao olho humano (WILKINS, 2010). Em BENDER (2012) LEDs de potência são testados sob 50% de ondulação de corrente. O fluxo luminoso e a eficiência luminosa decaíram 1% e 2%, respectivamente.

Na topologia SEPIC, a tensão sob o interruptor S é dada pela soma $V_{pk} + V_{bus}$. A corrente no interruptor é dada pela soma das correntes dos estágios PFC e PC. Assim, a corrente é determinada pela Eq. 4.25.

$$i_s(t) = \begin{cases} \left(\frac{V_{in}(t)}{L_{eq}} + \frac{(V_{bus} - V_o)}{L_3} + \frac{(V_{bus} - V_o)}{L_4} \right) t + I_{LED} - \frac{(V_{bus} - V_o) \cdot D \cdot T_s}{L_3} - \frac{(V_{bus} - V_o) \cdot D \cdot T_s}{L_4} & \text{if } t_o \leq t < t_1 \\ 0 & t_1 \leq t < T_s \end{cases} \quad (4.25)$$

A corrente no interruptor compartilhado S é resultado do somatório das correntes de pico nos indutores L_1 , L_2 , L_3 e L_4 e é calculada através da Eq. 4.26.

$$i_{s,pk} = \frac{V_{pk} \cdot D \cdot T_s}{L_{eq}} + \frac{(V_{bus} - V_o) \cdot D \cdot T_s}{L_3} + \frac{(V_{bus} - V_o) \cdot D \cdot T_s}{L_4} + I_{LED} \cdot \left(1 + \frac{\Delta i_{LED}}{2} \right) \quad (4.26)$$

A corrente eficaz no interruptor S é calculada através da Eq. 4.27.

$$i_{s,rms} = \sqrt{\frac{I}{T_r} \int_0^{T_r} [i_s(t)]^2 dt} \quad (4.27)$$

Os elementos magnéticos foram calculados utilizando os parâmetros apresentados na Tab. 4.2 da Seção 4.3.

Os núcleos magnéticos calculados para a topologia são apresentados na Tab. 4.6 que também mostra a indutância, o condutor, o número de condutores e o número de voltas.

Tabela 4.6 – Parâmetros para os elementos magnéticos para a topologia SEPIC-Ćuk.

Componente	Indutância	Condutor	Nº de condutores	Nº de voltas
L_1	23,95 mH	AWG 25	1	320
L_2	339 μ H	AWG 21	2	41
L_3	3,7 mH	AWG 22	1	95
L_4	3,7 mH	AWG 21	2	80

A Tab. 4.7 apresenta um resumo geral dos parâmetros e valores dos componentes para a topologia SEPIC-Ćuk.

Tabela 4.7 - Resumo geral dos parâmetros e valores dos componentes para a topologia SEPIC-Ćuk.

Componente	Especificação	Modelo	Valor
D_1	Diodo	UF5408	3 A, 1000 V
D_2	Diodo	15TH06	15 A, 600 V
D_C	Diodo	15TH06	15 A, 600 V
D_S	Diodo	MUR4100	4 A, 1000 V
S	MOSFET	FQA10N80C	10 A, 800 V
S_{dim}	MOSFET	IRF840	8 A, 500 V
C_1	Capacitor		330 nF
C_2	Capacitor		680 nF
C_o	Capacitor		10 nF

4.5. Projeto do Controlador

Um circuito de controle clássico foi projetado para ambas as topologias com o objetivo de reduzir a ondulação de saída da corrente nos LEDs através de uma variação da razão cíclica D . A ação de controle permite reduzir a capacitância de barramento C_{bus} , pois a ondulação da corrente de saída está correlacionada à ondulação da tensão no barramento.

Para tanto, foi encontrada a função de transferência para as topologias Buck e Ćuk operando em MCC através do modelo médio para pequenos sinais. O estágio PFC é considerado uma fonte de tensão constante visto pelo estágio PC.

As Eq. 4.28 e Eq. 4.29 representam as funções de transferência para os conversores PC operando em MCC relacionando a corrente no indutor de saída e a razão cíclica.

$$G_{Buck}(s) = \frac{4,81e004s + 1,988e011}{s^2 + 4,132e006s + 2,83e010} \quad (4.28)$$

$$G_{Ćuk}(s) = \frac{1,475e004s^3 + 5,316e011s^2 - 2,907e016s + 1,64e020}{s^4 + 3,61e007s^3 + 2,728e010s^2 + 9,235e015s + 6,104e018} \quad (4.29)$$

Onde s representa o domínio da frequência.

As funções de transferência foram verificadas através de simulação, simulando o modelo juntamente com o circuito. A Fig. 4.11 apresenta a resposta a um distúrbio de 5% na razão cíclica.

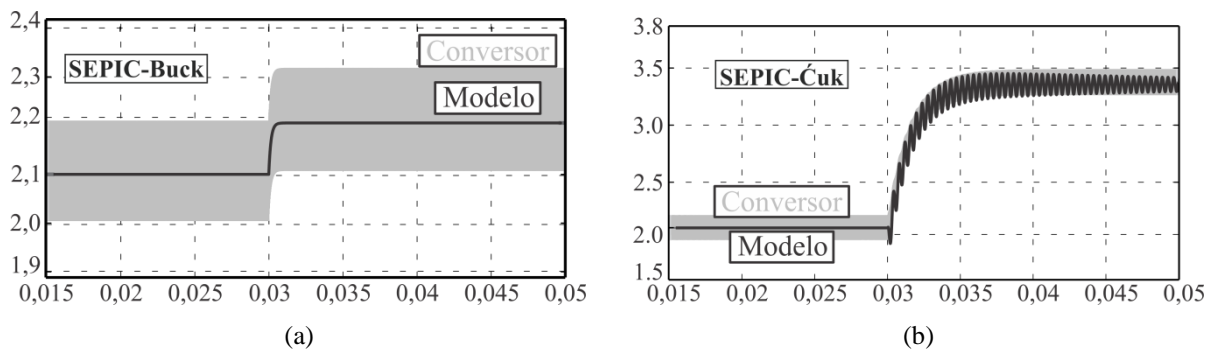


Figura 4.11 - Resposta ao distúrbio em D para função de transferência *versus* circuito para as topologias Buck (a) e Ćuk (b).

O valor médio da corrente de saída da função de transferência segue o circuito simulado, validando as equações.

Assim, um controlador PI (proporcional integral) foi escolhido devido à característica de aumentar o ganho em malha aberta para baixas frequências. A Fig. 4.12 apresenta um diagrama de blocos representando a estrutura utilizada para o controlador.

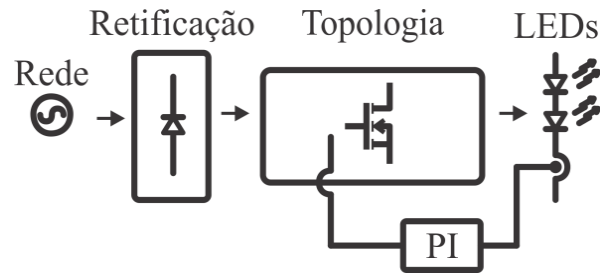


Figura 4.12 - Estrutura simplificada do sistema de controle utilizado.

A resposta de um controlador PI é dada pela Eq. 4.30.

$$C_{PI}(s) = k_p \frac{(s + \omega_z)}{s} \quad (4.30)$$

Onde k_p representa o ganho proporcional e ω_z é a frequência do zero.

O ângulo de atraso A_{PI} inserido pelo controlador PI para uma determinada frequência ω é dado pela Eq. 4.31.

$$A_{PI} = \arctg\left(\frac{\omega}{\omega_z}\right) - 90^\circ \quad (4.31)$$

Ao definir a frequência de corte, a frequência do zero é dada pela Eq. 4.32.

$$\omega_z = \frac{\omega}{\tan(90^\circ - A_{PI})} \quad (4.32)$$

O ganho k_p pode ser ajustado através da ferramenta diagrama de Bode. Assim, o ganho é definido iterativamente até atingir a frequência de corte desejada. A fase de margem (*Phase Margin* - PM) deve ser suficiente para garantir a estabilidade do sistema.

A Tab. 4.8 apresenta os parâmetros para os controladores de cada topologia.

Tabela 4.8 - Parâmetros dos controladores PI para cada topologia.

	Ganho k_p	PM	Frequência de corte
SEPIC-Buck	0,303	127°	5,54 Hz
SEPIC-Ćuk	0,04545	11,2°	393 Hz

O controlador foi implementado de maneira analógica, fazendo uso da estrutura de um controlador PI utilizando um amplificador operacional (*Operational Amplifier* - OPAMP), conforme a Fig. 4.13. A Tab. 4.9 apresenta o valor para os componentes relativos a cada topologia.

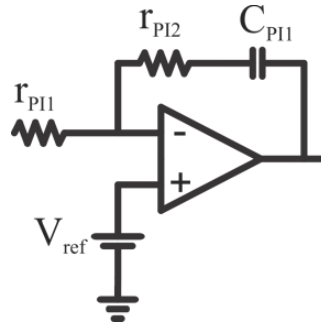


Figura 4.13 - Esquemático do controlador analógico PI utilizado.

Tabela 4.9 - Valores dos componentes do controlador PI para cada topologia.

	r_{PI1}	r_{PI2}	C_{PI1}
SEPIC-Buck	10 k Ω	33 k Ω	2,2 μ F
SEPIC-Ćuk	22 k Ω	1 k Ω	150 nF

Essa metodologia permite a redução do capacitor de barramento para cada topologia. A Tab. 4.10 apresenta o valor em malha aberta e o valor do capacitor encontrado utilizando o controlador PI para cada topologia. A ondulação de corrente da saída é a mesma, $\Delta i_{LED} = 50\%$.

Tabela 4.10 - Redução do capacitor de barramento para cada topologia.

	C_{bus} malha aberta	C_{bus} malha fechada
SEPIC-Buck	187,5 μ F	35 μ F
SEPIC-Ćuk	198 μ F	47 μ F

Os valores encontrados permitem a utilização de capacitores de filme, garantindo ao circuito de acionamento uma vida útil compatível a dos LEDs.

4.6. Circuito de Controle de Intensidade Luminosa

Um circuito de controle da intensidade luminosa é incorporado às topologias. O objetivo deste circuito é variar a corrente média nos LEDs de forma simples. Para tanto, é adicionado apenas o interruptor controlado S_{dim} em paralelo com a saída.

Além da economia de energia, um sistema de controle de intensidade luminosa proporciona iluminação adequada na execução de atividades. Quando comparados aos sistemas eletromagnéticos, podem evitar problemas de visualização em monitores, ruído audível, cintilamento e efeito estroboscópico (WU, 2001).

A técnica PWM de controle da intensidade luminosa é a melhor escolha em termos de estabilidade cromática para LEDs de potência (ALMEIDA, 2012a). A Fig. 4.14 apresenta o

circuito de controle de intensidade luminosa para as topologias SEPIC-Buck (a) e SEPIC-Ćuk (b).

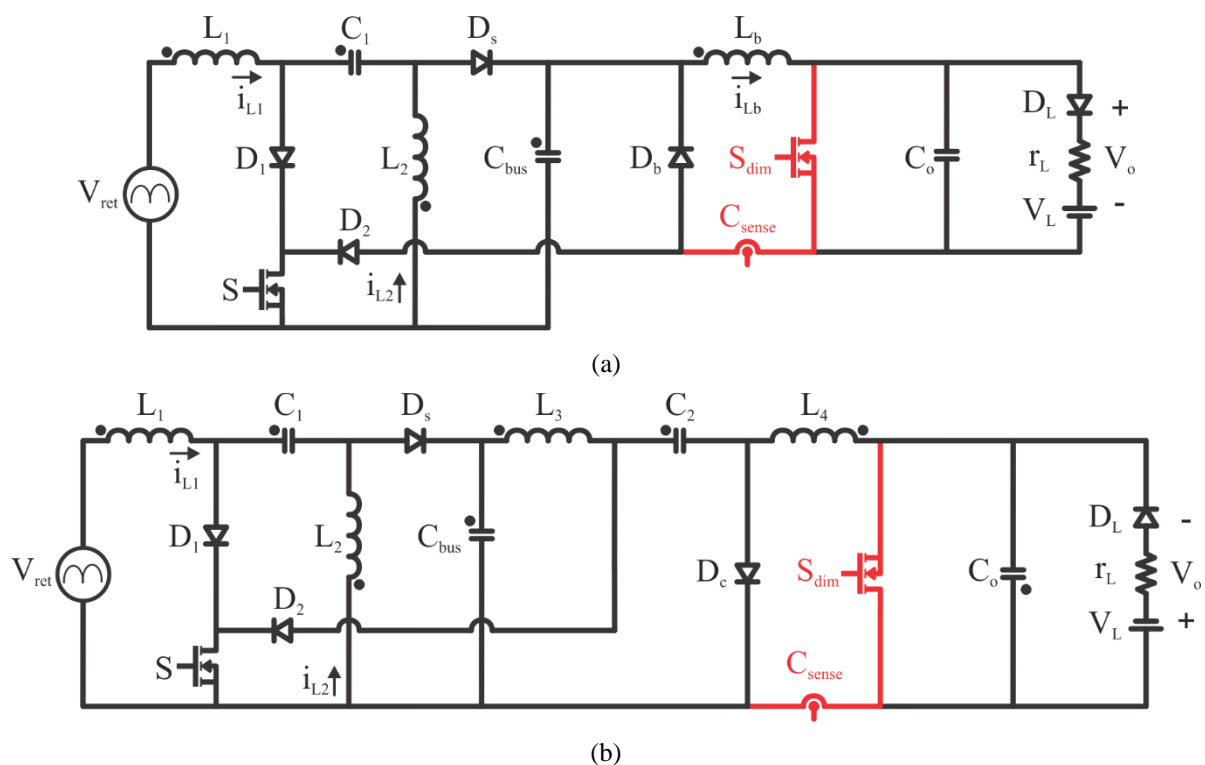


Figura 4.14 - Circuito de controle de intensidade luminosa aplicado ao conversor SEPIC-Buck (a) e ao conversor SEPIC-Ćuk (b).

A corrente entregue à saída é controlada de acordo com a corrente medida pelo sensor de efeito hall C_{sense} , do circuito de controle. O Cap. 5 apresenta os resultados experimentais para uma ampla faixa de variação da corrente de saída e conseqüentemente do fluxo luminoso dos LEDs. Esses parâmetros são relacionados com a variação da THD da corrente de entrada, PF e rendimento.

4.7. Conclusão Parcial

As topologias propostas SEPIC-Buck e SEPIC-Ćuk foram apresentadas neste capítulo. Os parâmetros de projeto para entrada e saída, bem como para o cálculo dos componentes foram definidos. A metodologia matemática utilizada para o projeto dos componentes foi apresentada.

O projeto do controlador PI utilizado para cada topologia foi apresentado. Este circuito de controle permitiu a redução do valor das capacitâncias de barramento, aumentando a vida útil do sistema como um todo, ao utiliza-se capacitores de filme.

O circuito que permite o controle da intensidade luminosa foi também apresentado. Este destaca-se por apresentar bastante simplicidade.

CAPÍTULO 5

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1. Introdução

As topologias integradas SEPIC-Buck e SEPIC-Ćuk foram implementadas para verificação e validação da metodologia de projeto. Os resultados experimentais foram obtidos empregando os seguintes equipamentos:

Osciloscópio: TEKTRONIX – DPO 2014B

Ponteira diferencial de tensão: TEKTRONIX – P5200A

Ponteira de corrente: TEKTRONIX – TCPA300 CA/CC

Fonte de alimentação CA: INVENTFINE – CHP 5000

Fonte de alimentação CC: ICEL – PS 4100

Devido à utilização de uma fonte de alimentação CA controlada, a THD da tensão de entrada é praticamente zero, podendo ser desprezada nas análises realizadas.

Os resultados experimentais são organizados em subseções, para cada topologia, onde na primeira são apresentadas as formas de onda para a topologia em malha aberta, utilizando o capacitor referente ao projeto em malha aberta. Na segunda subseção também são apresentados resultados para a topologia em malha aberta, no entanto utilizando uma capacitância de menor magnitude, com o intuito de observar a maior ondulação na corrente de saída sem o circuito de controle.

Na terceira subseção são apresentados os resultados finais, onde a topologia está operando em malha fechada. O controle permite utilizar uma pequena capacitância de barramento e a ondulação na corrente de saída é controlada conforme os parâmetros de projeto. A quarta subseção diz respeito aos resultados utilizando o circuito de controle de intensidade luminosa.

5.2. Projeto da Topologia SEPIC-Buck

A topologia SEPIC-Buck para o acionamento do arranjo de LEDs foi projetada seguindo a metodologia apresentada no Capítulo IV. Esta metodologia baseia-se no modelo equivalente resistivo de cada estágio da topologia integrada (PFC e PC).

5.2.1. Topologia em Malha Aberta Utilizando Capacitância Elevada

De acordo com o Capítulo IV, o projeto do capacitor para a topologia em malha aberta resulta em uma capacitância de barramento igual a $C_{bus} = 187,5 \mu\text{F}$, de acordo com a ondulação de corrente na saída e tensão de barramento. A Fig. 5.1 apresenta a topologia SEPIC-Buck em malha aberta utilizando capacitância elevada.

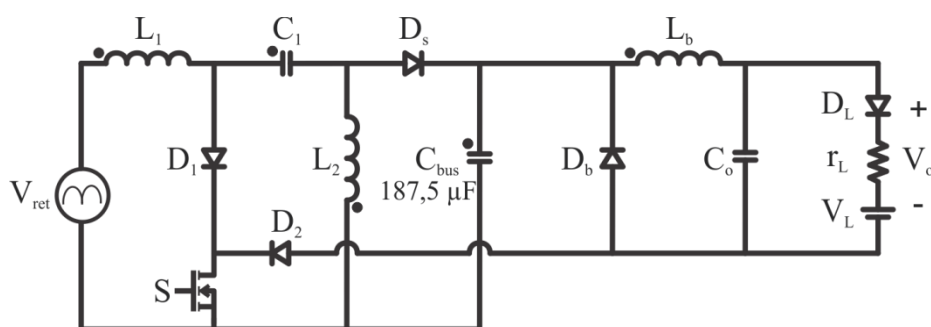


Figura 5.1 – Topologia SEPIC-Buck em malha aberta $C_{bus} = 187,5 \mu\text{F}$.

A Fig. 5.2 apresenta as formas de onda para a corrente nos LEDs i_{LED} e a tensão no barramento V_{bus} em baixa (a) e alta (b) frequência.

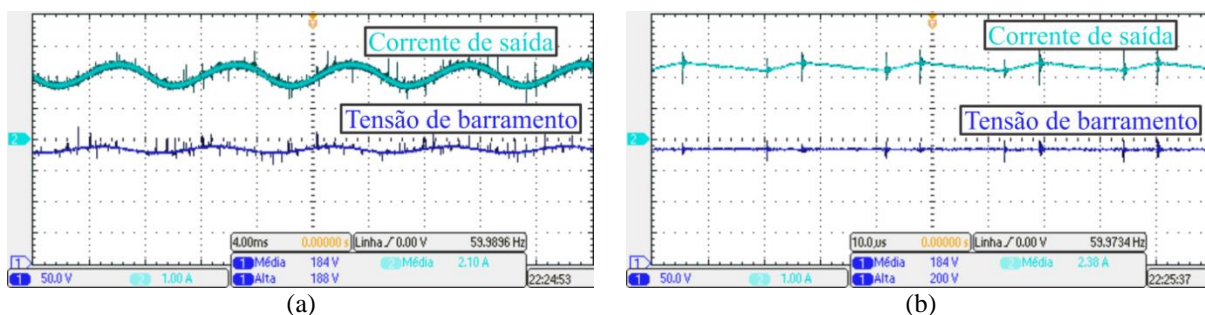


Figura 5.2 – Corrente (Ch. 2, 1 A/div) na saída e tensão (Ch. 1, 50 V/div) no barramento. Escala horizontal: 4 ms/div (a), 10 μs /div (b).

A Fig. 5.3 apresenta as formas de onda de corrente, tensão e potência na saída (a) e na entrada (b). Um rendimento $\eta = 89,1\%$ pode ser calculado considerando a relação entre as

potências médias de entrada e saída. Através dos dados experimentais, um fator de potência $PF=0,9986$ foi obtido.

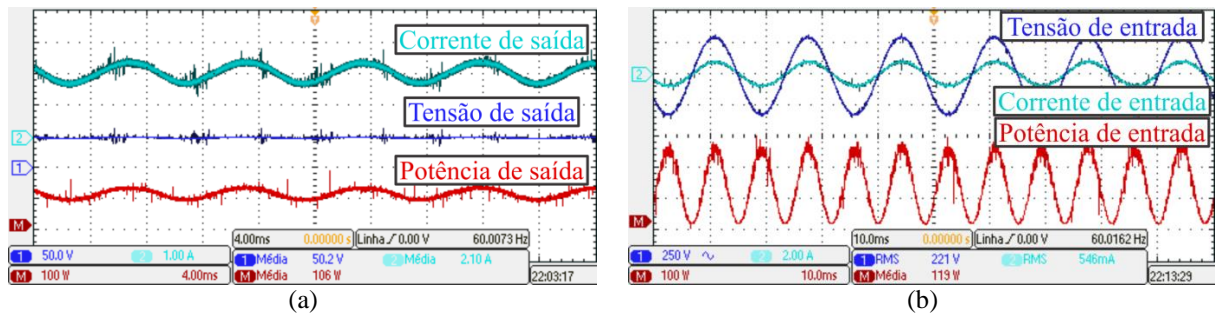


Figura 5.3 – Corrente (Ch. 2, 1 A/div), tensão (Ch. 1, 50 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) nos LEDs na saída. Escala horizontal: 4 ms/div (a). Corrente (Ch. 2, 2 A/div), tensão (Ch. 1, 250 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) na entrada. Escala horizontal: 10 ms/div (b).

O espectro harmônico para a corrente de entrada é apresentado na Fig. 5.4, comparando com a norma (IEC, 1995). A THD observada foi de 5,29%.

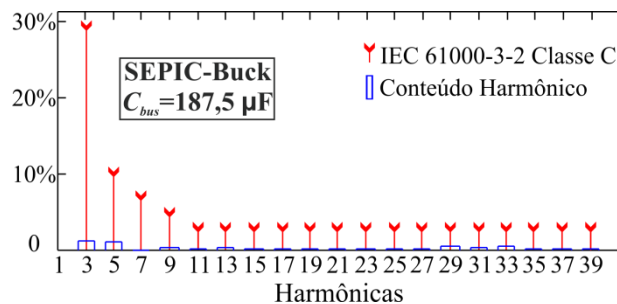


Figura 5.4 - Espectro harmônico da corrente de entrada ($C_{bus} = 187,5 \mu F$).

5.2.2. Topologia em Malha Aberta Utilizando Capacitância Reduzida

De acordo com o Capítulo IV, a redução na ondulação de saída causada pelo controlador PI permite a redução do capacitor de barramento até $C_{bus} = 35 \mu F$, mantendo uma ondulação na corrente de saída $\Delta i_{LED} = 50\%$. Essa subseção apresenta as formas de onda a fim de visualizar a ondulação na corrente de saída gerada utilizando uma capacitância reduzida sem a utilização do controlador. No entanto, devido ao limite de corrente de pico suportada pelo arranjo de LEDs (3 A), é possível utilizar uma capacitância de barramento mínima $C_{bus} = 80 \mu F$. Dessa forma, os resultados são apresentados para este valor ao invés de $C_{bus} = 35 \mu F$.

A Fig. 5.5 apresenta a topologia SEPIC-Buck em malha aberta utilizando capacitância reduzida.

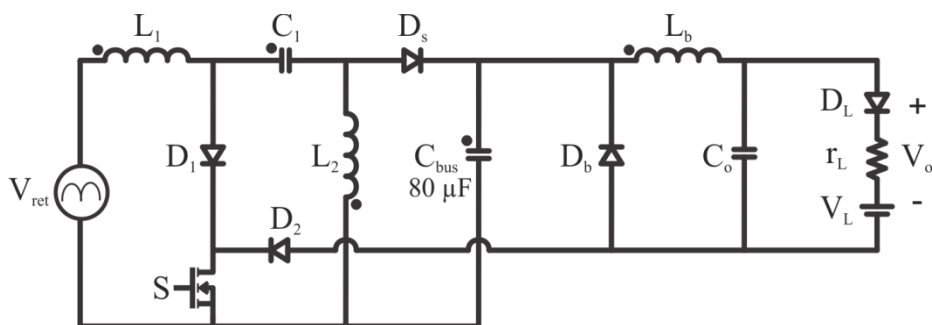


Figura 5.5 – Topologia SEPIC-Buck em malha aberta $C_{bus} = 80 \mu\text{F}$.

A Fig. 5.6 apresenta as formas de onda para a corrente nos LEDs i_{LED} e a tensão no barramento V_{bus} em baixa (a) e alta (b) frequência.

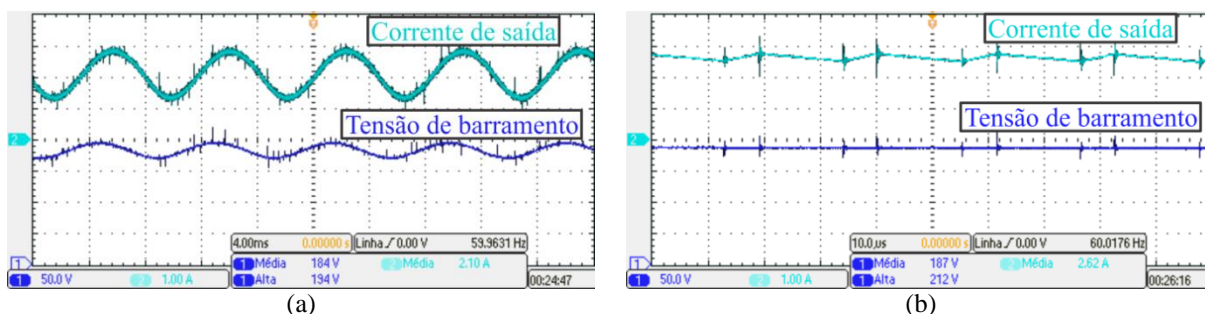


Figura 5.6 – Corrente (Ch. 2, 1 A/div) na saída e tensão (Ch. 1, 50 V/div) no barramento. Escala horizontal: 4 ms/div (a), 10 μs /div (b).

A Fig. 5.7 apresenta as formas de onda de corrente, tensão e potência na saída (a) e na entrada (b). Um rendimento $\eta = 91,22\%$ pode ser calculado considerando a relação entre as potências médias de entrada e saída. Através dos dados experimentais, um fator de potência $\text{PF} = 0,9985$ foi obtido.

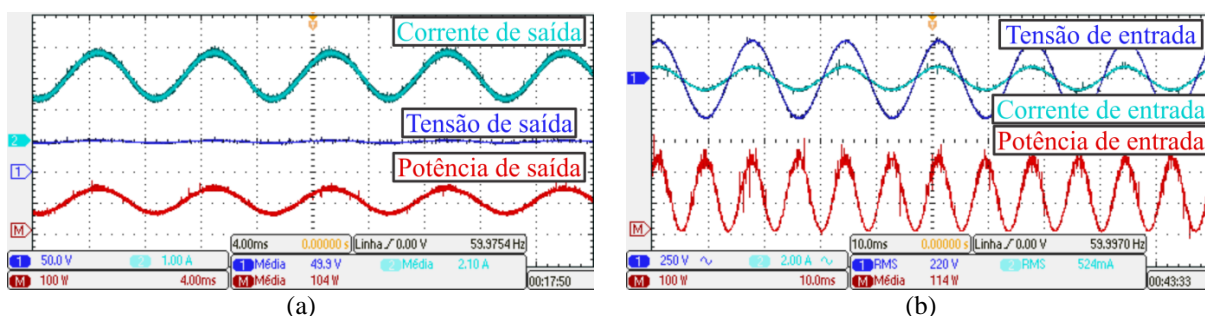


Figura 5.7 – Corrente (Ch. 2, 1 A/div), tensão (Ch. 1, 50 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) nos LEDs na saída. Escala horizontal: 4 ms/div (a). Corrente (Ch. 2, 2 A/div), tensão (Ch. 1, 250 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) na entrada. Escala horizontal: 10 ms/div (b).

O espectro harmônico para a corrente de entrada é apresentado na Fig. 5.8, comparando com a norma (IEC, 1995). A THD observada foi de 5,4%.

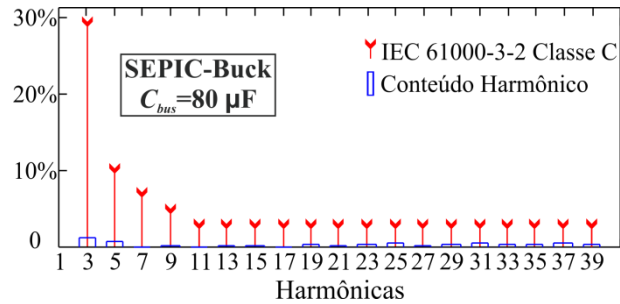


Figura 5.8 - Espectro harmônico da corrente de entrada ($C_{bus} = 80 \mu\text{F}$).

5.2.3. Topologia SEPIC-Buck em Malha Fechada

As especificações do circuito de controle são apresentadas no Capítulo IV. Após definir o controlador a ser utilizado, a capacitância de barramento é reduzida até um valor em que a corrente de saída atinja a ondulação especificada $\Delta i_{LED} = 50\%$. O valor mínimo encontrado para a capacitância de barramento é $C_{bus} = 35 \mu\text{F}$, e este valor é utilizado. A Fig. 5.9 apresenta a topologia SEPIC-Buck em malha fechada utilizando capacitância reduzida.

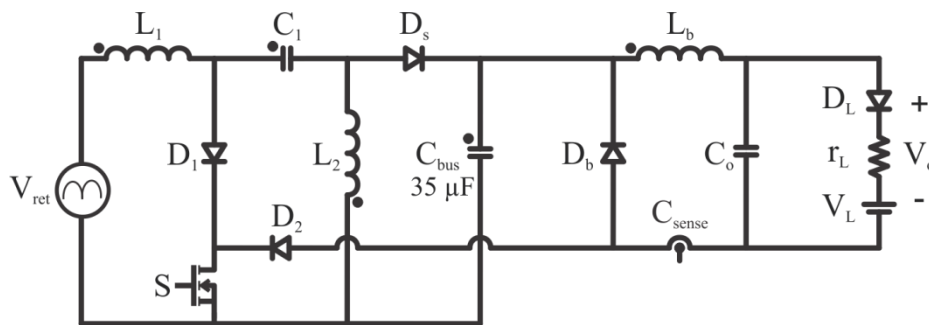


Figura 5.9 - Topologia SEPIC-Buck em malha fechada $C_{bus} = 35 \mu\text{F}$.

A Fig. 5.10 apresenta as formas de onda para a corrente nos LEDs i_{LED} e a tensão no barramento V_{bus} em baixa (a) e alta (b) frequência. A corrente de saída segue a referência enquanto a tensão apresenta um valor médio $V_{bus} = 181 \text{ V}$, um pouco acima do estipulado no projeto ($V_{bus} = 170 \text{ V}$).

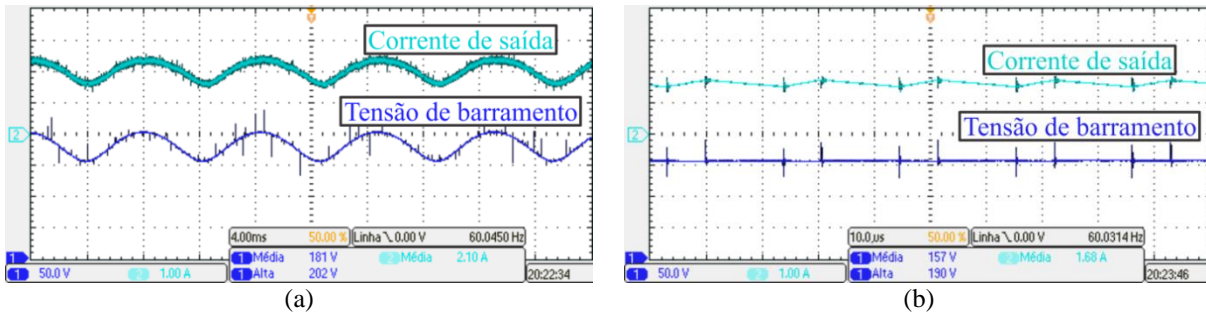


Figura 5.10 – Corrente (Ch. 2, 1 A/div) na saída e tensão (Ch. 1, 50 V/div) no barramento. Escala horizontal: 4 ms/div (a), 10 μ s/div (b).

A Fig. 5.11 apresenta as formas de onda de corrente, tensão e potência na saída (a) e na entrada (b). Um rendimento $\eta=91,45\%$ pode ser calculado considerando a relação entre as potências médias de entrada e saída. Através dos dados experimentais, um fator de potência $PF=0,9918$ foi obtido.

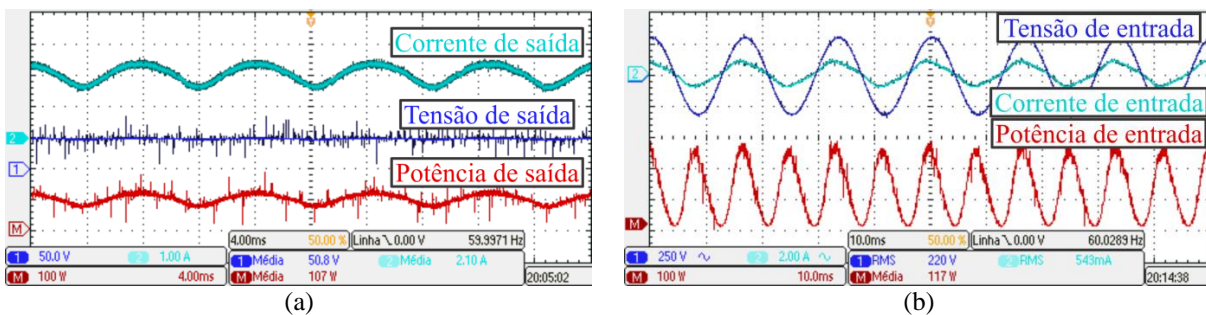


Figura 5.11 – Corrente (Ch. 2, 1 A/div), tensão (Ch. 1, 50 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) nos LEDs na saída. Escala horizontal: 4 ms/div (a). Corrente (Ch. 2, 2 A/div), tensão (Ch. 1, 250 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) na entrada. Escala horizontal: 10 ms/div (b).

O espectro harmônico para a corrente de entrada é apresentado na Fig. 5.12, comparando com a norma (IEC, 1995). A THD observada foi de 12,86%.

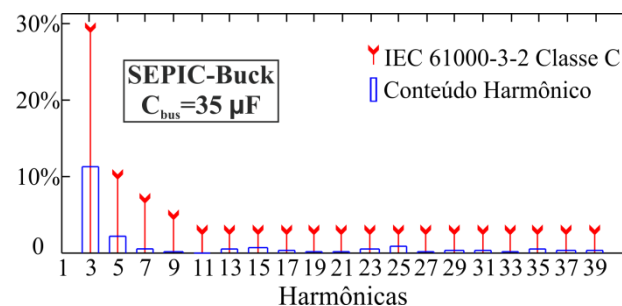


Figura 5.12 - Espectro harmônico da corrente de entrada ($C_{bus}=35\ \mu$ F).

As formas de onda para tensão e corrente no interruptor compartilhado S em baixa (a) e alta (b) frequência são apresentadas na Fig. 5.13. A característica de sobrecorrente gerada pela técnica de integração é observada.

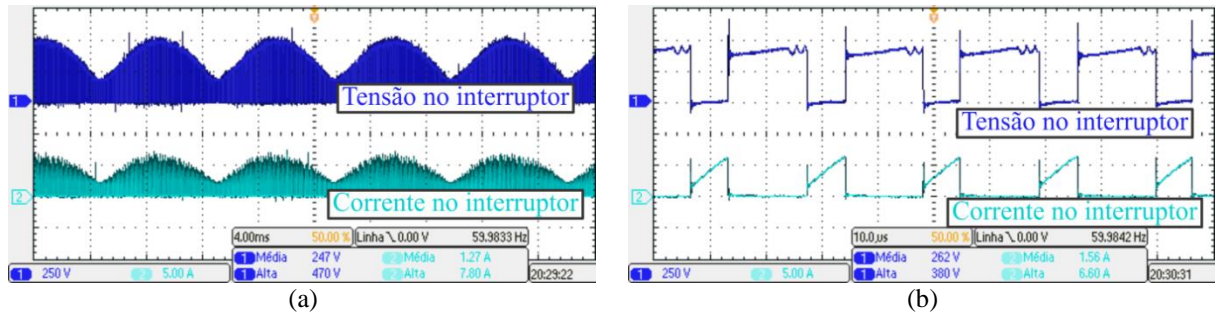


Figura 5.13 – Tensão (Ch. 1, 250 V/div) e corrente (Ch. 2, 5 A/div) no interruptor S . Escala horizontal: 4 ms/div (a), 10 μ s/div (b).

A Fig. 5.14 apresenta a corrente no indutor do estágio PC, sendo esta idêntica à corrente aplicada nos LEDs. A ondulação em baixa (a) e alta (b) frequência pode ser observada. A descontinuidade da corrente no diodo do estágio PFC pode ser verificada, comprovando o MCD para este estágio.

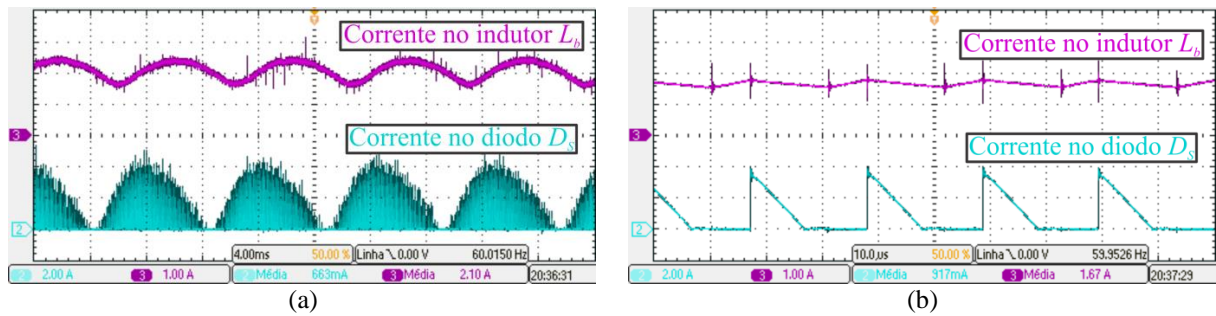


Figura 5.14 – Corrente (Ch. 3, 1 A/div) no indutor L_b e corrente (Ch. 2, 2 A/div) no diodo D_s . Escala horizontal: 4 ms/div (a), 10 μ s/div (b).

5.2.4. Controle da Intensidade Luminosa para topologia SEPIC-Buck

A técnica PWM de controle da intensidade luminosa é uma excelente escolha em termos de estabilidade cromática para LEDs de potência (ALMEIDA, 2012). A principal característica do circuito utilizado é a simplicidade e baixo número de componentes. A Fig. 5.15 apresenta o circuito utilizado para o controle da intensidade luminosa adicionado à topologia SEPIC-Buck em malha fechada.

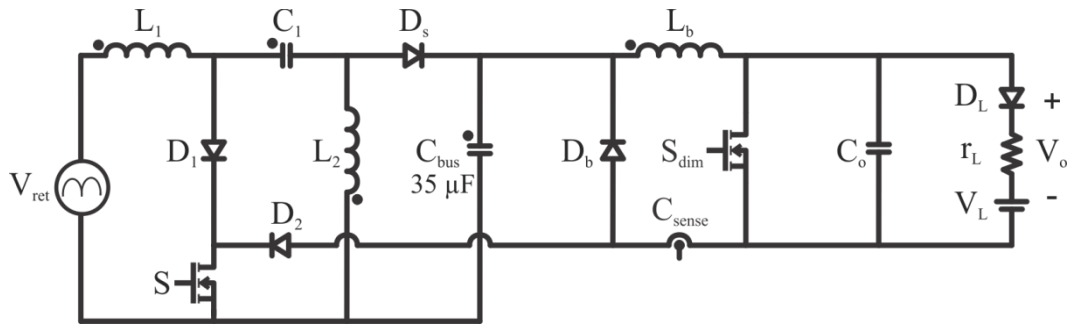


Figura 5.15 - Topologia SEPIC-Buck em malha fechada $C_{bus}=35\ \mu\text{F}$ com controle da intensidade luminosa.

A razão cíclica do interruptor do circuito de controle da intensidade luminosa S_{dim} é variada de 10% a 90% para verificar a funcionalidade do circuito.

As Fig. 5.16 e Fig. 5.17 apresentam as formas de onda de corrente, tensão e potência nos LEDs para uma razão cíclica igual a 10%, 30%, 60% e 90% para o interruptor S_{dim} . A corrente média na saída é inversamente proporcional à razão cíclica do interruptor do circuito de controle da intensidade luminosa, assim como a potência de saída. Dessa forma, para uma razão cíclica $D_{dim}=10\%$ tem-se uma redução de mesma amplitude para a corrente média de saída que apresentou o valor $I_{LED}=1,88\ \text{A}$ enquanto a potência de saída apresentou o valor $P_{out}=93,8\ \text{W}$.

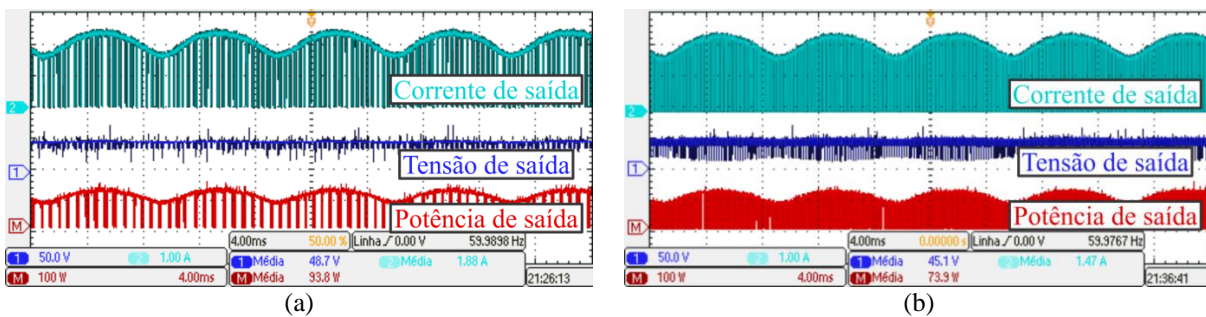


Figura 5.16 – Corrente (Ch. 2, 1 A/div), tensão (Ch. 1, 50 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) de saída para $D_{dim}=10\%$ (a) e $D_{dim}=30\%$ (b). Escala horizontal: 4 ms/div.

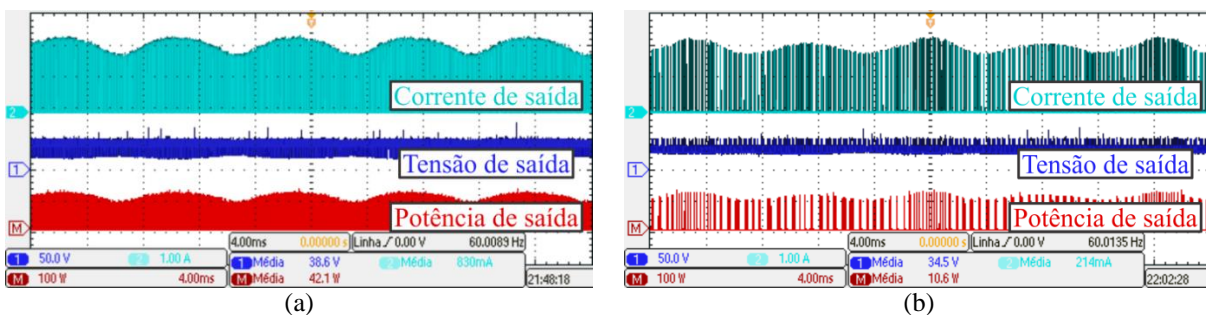


Figura 5.17 – Corrente (Ch. 2, 1 A/div), tensão (Ch. 1, 50 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) de saída para $D_{dim}=60\%$ (a) e $D_{dim}=90\%$ (b). Escala horizontal: 4 ms/div.

Ao experimentar a variação da corrente de saída é necessário tomar cuidado com os parâmetros de entrada como PF e THD. Dessa forma, a Fig. 5.18 apresenta a corrente de saída I_{LED} comparada ao rendimento η do conversor, o fator de potência PF e a THD para uma variação da razão cíclica do interruptor S_{dim} de 10% a 90%.

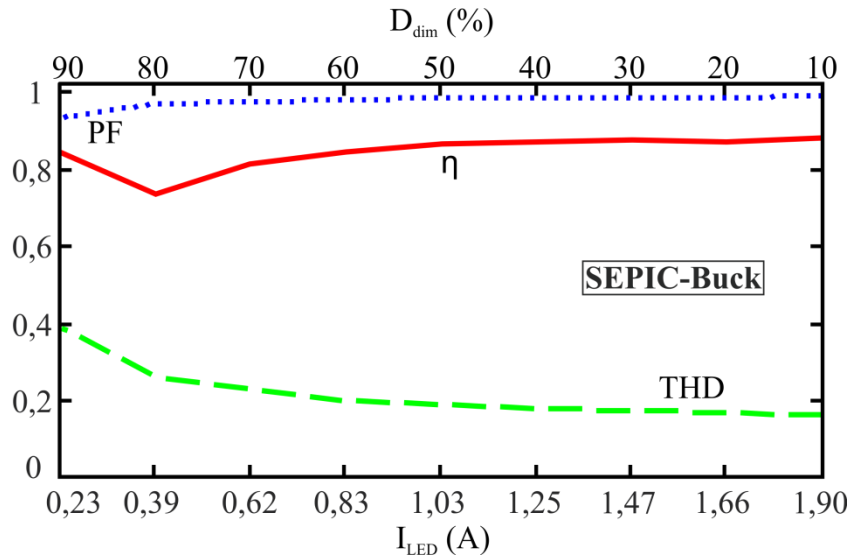


Figura 5.18 - Corrente de saída x PF, η e THD em função da variação da razão cíclica D_{dim} do circuito de controle de intensidade luminosa para topologia SEPIC-Buck.

A distorção harmônica da corrente de entrada foi verificada para toda a faixa de variação da corrente de saída e comparada com a norma (IEC, 1995). Todos os valores atenderam à norma, validando a ideia proposta.

As Fig. 5.19 e Fig. 5.20 apresentam a imagem do protótipo em ambiente de laboratório.

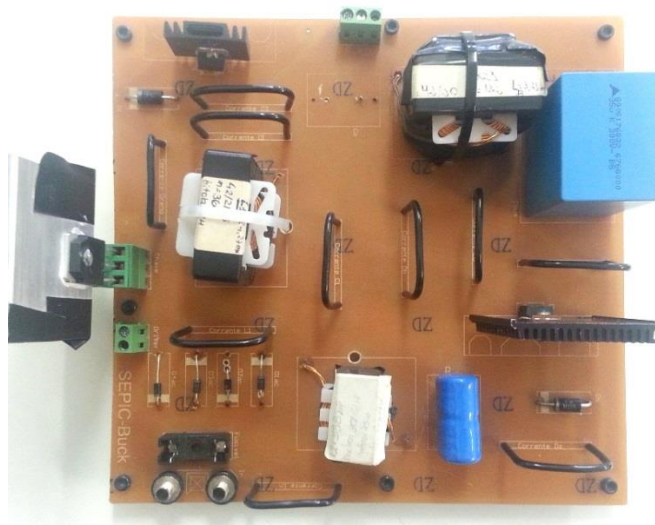


Figura 5.19 - Protótipo da topologia SEPIC-Buck.

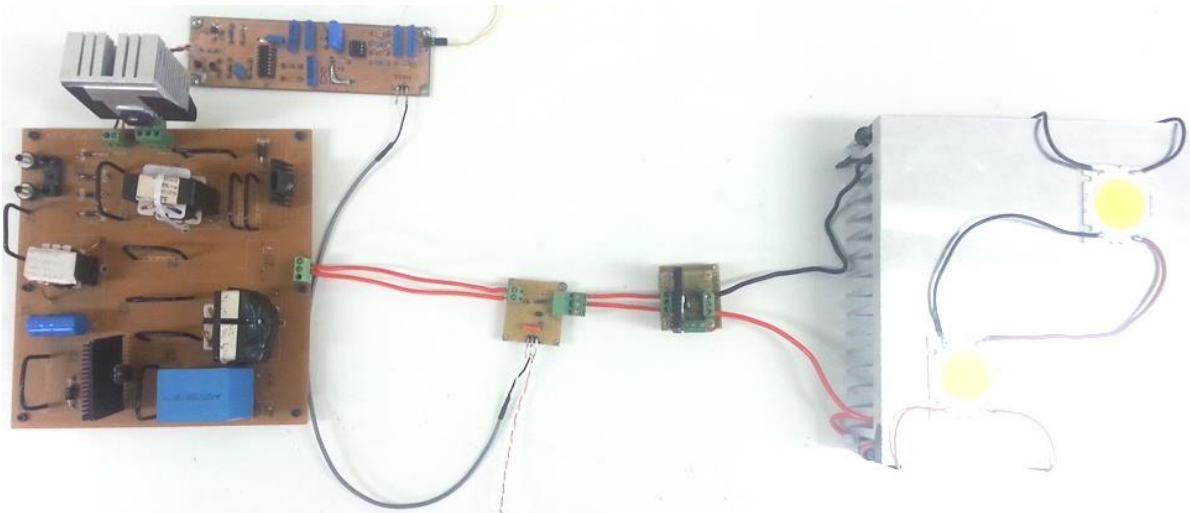


Figura 5.20 - Protótipo completo topologia SEPIC-Buck.

5.3. Projeto da Topologia SEPIC-Ćuk

A topologia SEPIC-Ćuk para o acionamento do arranjo de LEDs foi projetada seguindo a metodologia apresentada no Capítulo IV. Esta metodologia baseia-se no modelo equivalente resistivo de cada estágio da topologia integrada (PFC e PC).

5.3.1. Topologia em Malha Aberta Utilizando Capacitância Elevada

De acordo com o Capítulo IV, o projeto do capacitor para a topologia em malha aberta resulta em uma capacitância de barramento igual a $C_{bus} = 198 \mu\text{F}$, de acordo com a ondulação de corrente na saída e tensão de barramento. A Fig. 5.21 apresenta a topologia SEPIC-Ćuk em malha aberta utilizando capacitância elevada.

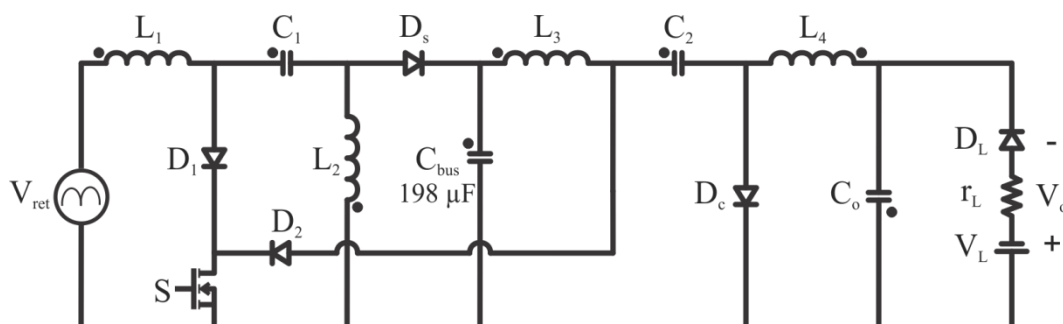


Figura 5.21 – Topologia SEPIC-Ćuk em malha aberta $C_{bus} = 198 \mu\text{F}$.

A Fig. 5.22 apresenta as formas de onda para a corrente nos LEDs i_{LED} e a tensão no barramento V_{bus} em baixa (a) e alta (b) frequência.

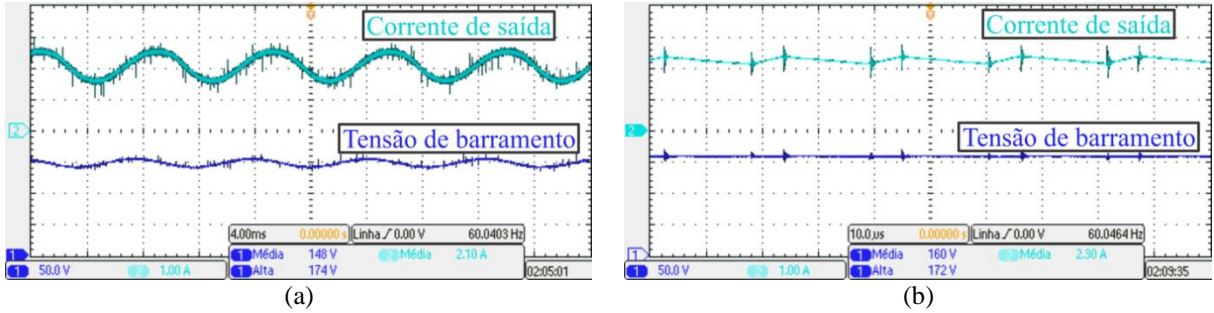


Figura 5.22 – Corrente (Ch. 2, 1 A/div) na saída e tensão (Ch. 1, 50 V/div) no barramento. Escala horizontal: 4 ms/div (a), 10 µs/div (b).

A Fig. 5.23 apresenta as formas de onda de corrente, tensão e potência na saída (a) e na entrada (b). Um rendimento $\eta = 83,46\%$ pode ser calculado considerando a relação entre as potências médias de entrada e saída. Com os dados experimentais foi obtido um fator de potência $PF = 0,9984$.

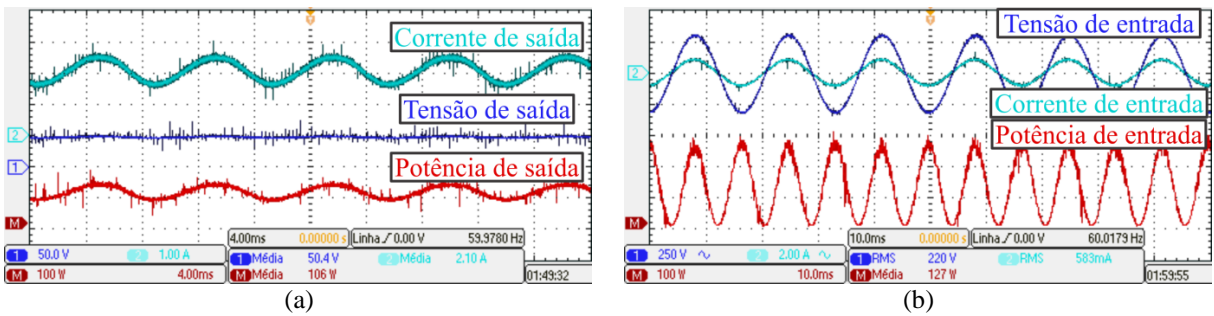


Figura 5.23 – Corrente (Ch. 2, 1 A/div), tensão (Ch. 1, 50 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) nos LEDs na saída. Escala horizontal: 4 ms/div (a). Corrente (Ch. 2, 2 A/div), tensão (Ch. 1, 250 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) na entrada. Escala horizontal: 10 ms/div (b).

O espectro harmônico para a corrente de entrada é apresentado na Fig. 5.24, comparando com a norma (IEC, 1995). A THD observada foi $THD = 5,49\%$.

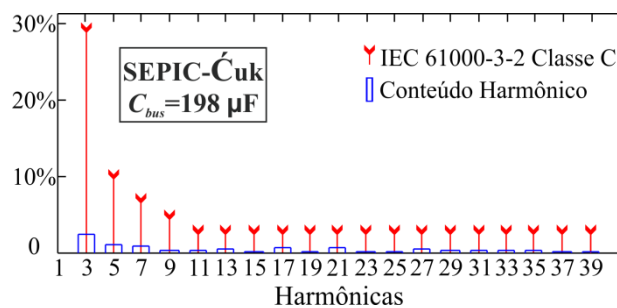


Figura 5.24 - Espectro harmônico da corrente de entrada ($C_{bus} = 198 \mu F$).

5.3.2. Topologia em Malha Aberta Utilizando Capacitância Reduzida

De acordo com o Capítulo IV, a redução na ondulação de saída causada pelo controlador PI permitiu a redução do capacitor de barramento até $C_{bus} = 47 \mu\text{F}$, para manter uma ondulação na corrente de saída $\Delta i_{LED} = 50\%$. Essa subseção apresenta as formas de onda a fim de visualizar a ondulação na corrente de saída gerada utilizando uma capacitância reduzida sem a utilização do controlador.

No entanto, devido ao limite de corrente de pico suportada pelo arranjo de LEDs (3 A), é possível utilizar uma capacitância de barramento mínima $C_{bus} = 120 \mu\text{F}$. Dessa forma, os resultados são apresentados para este valor. A Fig. 5.25 apresenta a topologia SEPIC-Ćuk em malha aberta utilizando capacitância reduzida.

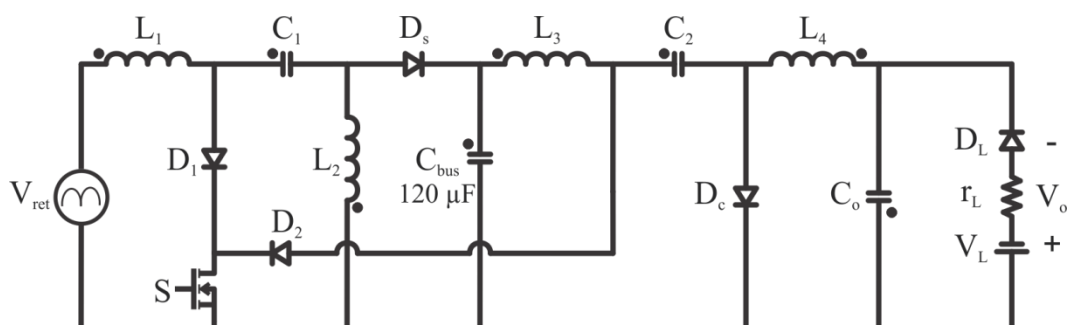


Figura 5.25 - Topologia SEPIC-Ćuk em malha aberta $C_{bus} = 120 \mu\text{F}$.

A Fig. 5.26 apresenta as formas de onda para a corrente nos LEDs i_{LED} e a tensão no barramento V_{bus} em baixa (a) e alta (b) frequência.

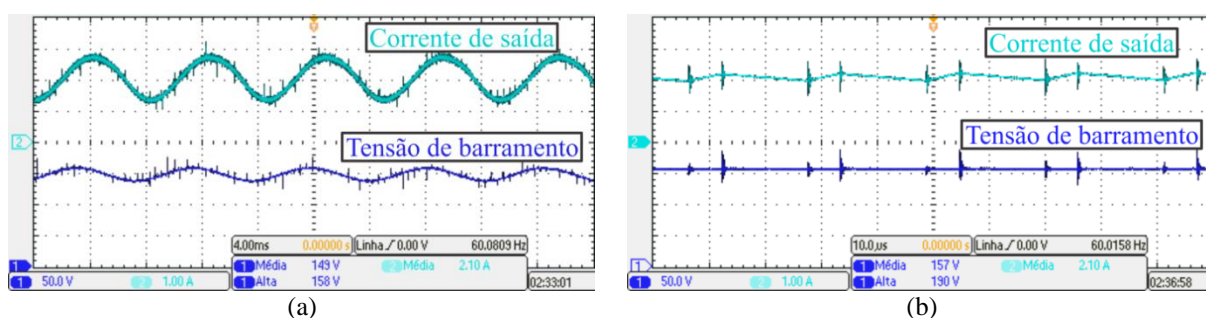


Figura 5.26 – Corrente (Ch. 2, 1 A/div) na saída e tensão (Ch. 1, 50 V/div) no barramento. Escala horizontal: 4 ms/div (a), 10 μs /div (b).

A Fig. 5.27 apresenta as formas de onda de corrente, tensão e potência na saída (a) e na entrada (b). Um rendimento $\eta = 78,78\%$ pode ser calculado considerando a relação entre as potências médias de entrada e saída. Com os dados experimentais foi obtido um fator de potência $\text{PF} = 0,9983$.

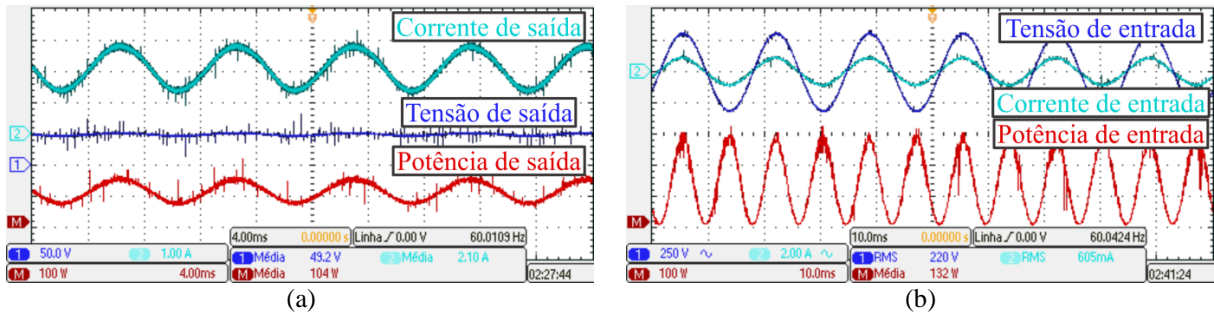


Figura 5.27 – Corrente (Ch. 2, 1 A/div), tensão (Ch. 1, 50 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) nos LEDs na saída. Escala horizontal: 4 ms/div (a). Corrente (Ch. 2, 2 A/div), tensão (Ch. 1, 250 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) na entrada. Escala horizontal: 10 ms/div (b).

O espectro harmônico para a corrente de entrada é apresentado na Fig. 5.28, comparando com a norma (IEC, 1995). A THD observada é de 5,69%.

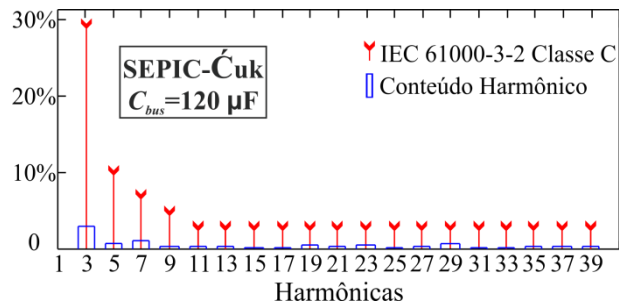


Figura 5.28 - Espectro harmônico da corrente de entrada ($C_{bus} = 120 \mu\text{F}$).

5.3.1. Topologia SEPIC-Ćuk em Malha Fechada

As especificações do circuito de controle são apresentadas no Capítulo IV. Após definir o controlador a ser utilizado, a capacitância de barramento é reduzida até um valor em que a corrente de saída atinja a ondulação especificada $\Delta i_{LED} = 50\%$. O valor mínimo encontrado para a capacitância de barramento é $C_{bus} = 47 \mu\text{F}$, e este é utilizado. A Fig. 5.29 apresenta a topologia SEPIC-Ćuk em malha fechada.

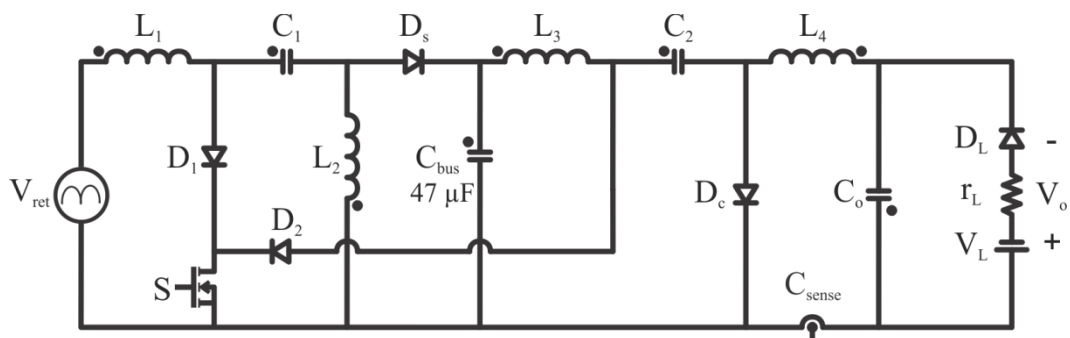


Figura 5.29 - Topologia SEPIC-Ćuk em malha fechada $C_{bus} = 47 \mu\text{F}$.

A Fig. 5.30 apresenta as formas de onda para a corrente nos LEDs i_{LED} e a tensão no barramento V_{bus} em baixa (a) e alta (b) frequência.

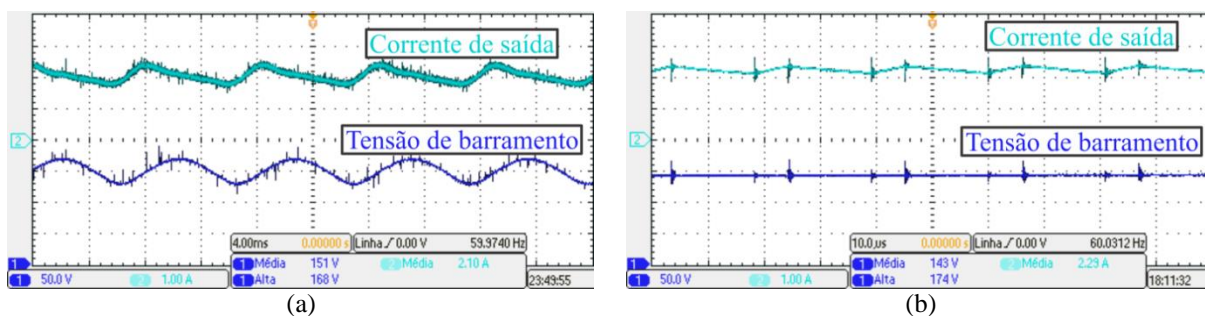


Figura 5.30 - Corrente (Ch. 2, 1 A/div) na saída e tensão (Ch. 1, 50 V/div) no barramento. Escala horizontal: 4 ms/div (a), 10 μ s/div (b).

A corrente de saída segue a referência enquanto a tensão apresenta um valor médio $V_{bus} = 151$ V, um pouco acima do especificado em projeto ($V_{bus} = 140$ V).

A Fig. 5.31 apresenta as formas de onda de corrente, tensão e potência na saída (a) e na entrada (b). Um rendimento $\eta = 87,5\%$ pode ser calculado considerando a relação entre as potências médias de entrada e saída. Foi calculado um fator de potência $PF = 0,9896$.

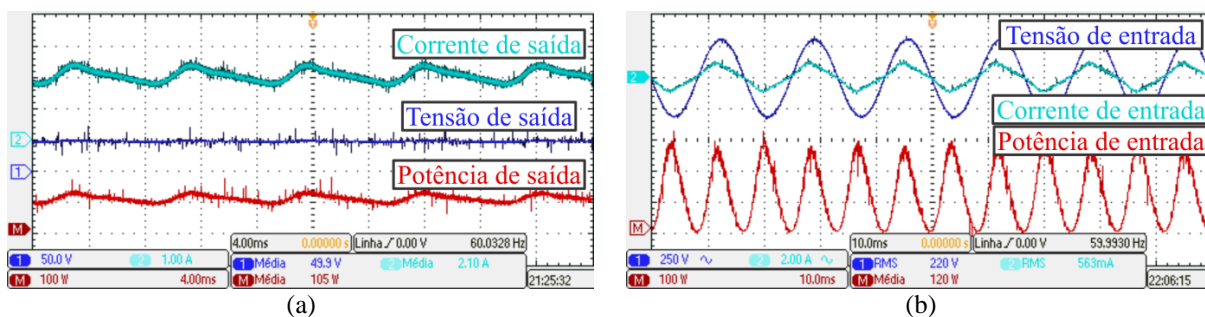


Figura 5.31 – Corrente (Ch. 2, 1 A/div), tensão (Ch. 1, 50 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) nos LEDs na saída. Escala horizontal: 4 ms/div (a). Corrente (Ch. 2, 2 A/div), tensão (Ch. 1, 250 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) na entrada. Escala horizontal: 10 ms/div (b).

O espectro harmônico para a corrente de entrada é apresentado na Fig. 5.32, comparando com a norma (IEC, 1995). A THD observada foi de 14,5%.

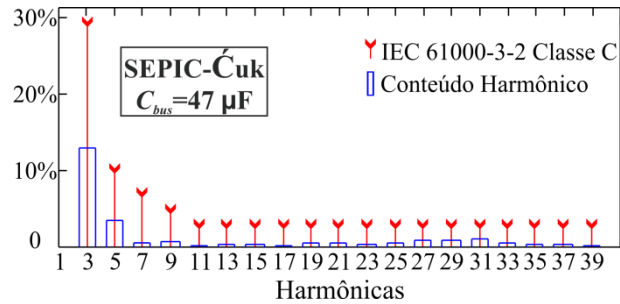


Figura 5.32 - Espectro harmônico da corrente de entrada ($C_{bus} = 47 \mu\text{F}$).

As formas de onda para tensão e corrente no interruptor compartilhado S em baixa (a) e alta (b) frequência são apresentadas na Fig. 5.33. Pode ser observada a característica de sobrecorrente gerada pela técnica de integração.

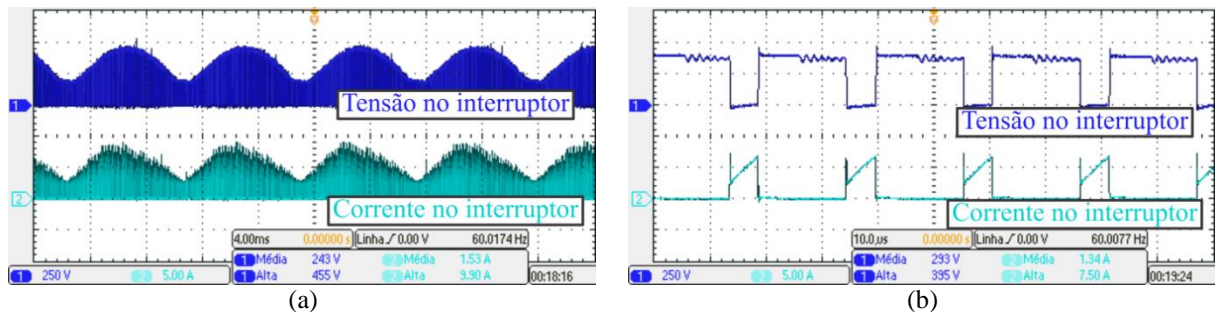


Figura 5.33 – Tensão (Ch. 1, 250 V/div) e corrente (Ch. 2, 5 A/div) no interruptor S . Escala horizontal: 4 ms/div (a), 10 μs /div (b).

A Fig. 5.34 apresenta a corrente no indutor do estágio PC, sendo esta idêntica à corrente aplicada nos LEDs. A ondulação em baixa (a) e alta (b) frequência pode ser observada. A descontinuidade da corrente no diodo do estágio PFC pode ser verificada, comprovando o MCD para este estágio.

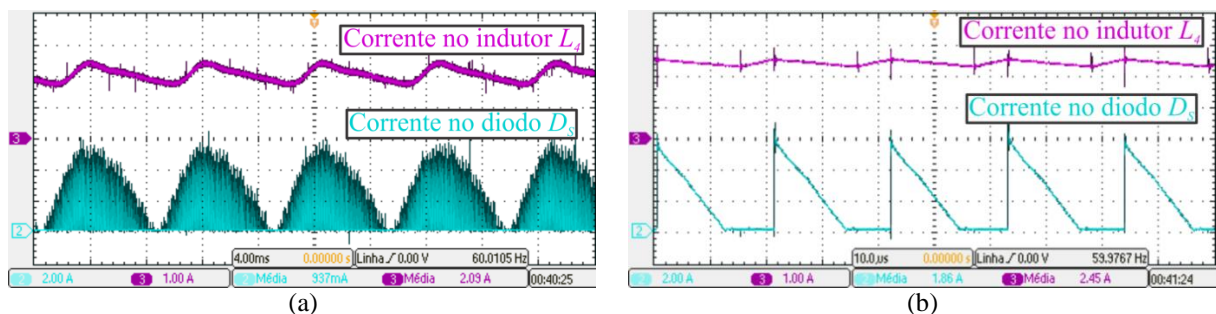


Figura 5.34 – Corrente (Ch. 3, 1 A/div) no indutor L_d e corrente (Ch. 2, 2 A/div) no diodo D_d . Escala horizontal: 4 ms/div (a), 10 μs /div (b).

5.3.2. Controle da Intensidade Luminosa para Topologia SEPIC-Ćuk

A técnica PWM de controle da intensidade luminosa é a melhor escolha em termos de estabilidade cromática para LEDs de potência (ALMEIDA, 2012a). A principal característica do circuito utilizado é a simplicidade e baixo número de componentes. A razão cíclica do interruptor do circuito de controle da intensidade luminosa S_{dim} é variada de 10% a 90% para verificar a funcionalidade do circuito. A Fig. 5.35 apresenta a topologia SEPIC-Ćuk com o circuito de controle da intensidade luminosa.

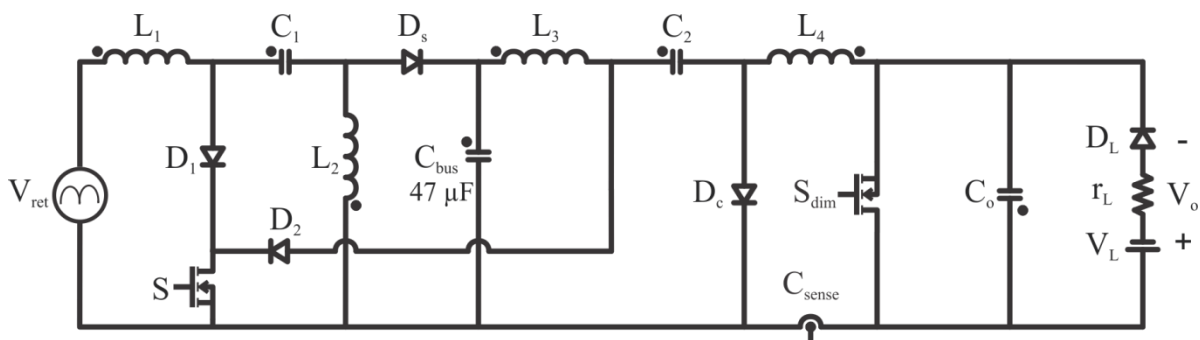


Figura 5.35 - Topologia SEPIC-Ćuk com circuito de controle da intensidade luminosa.

As Fig. 5.36 e Fig. 5.37 apresentam as formas de onda de corrente, tensão e potência nos LEDs para uma razão cíclica igual a 10%, 30%, 60% e 90% para o interruptor S_{dim} . A corrente média na saída é inversamente proporcional à razão cíclica do interruptor do circuito de controle da intensidade luminosa, assim como a potência de saída. Dessa forma, para uma razão cíclica $D_{dim}= 10\%$ tem-se uma redução de mesma amplitude para a corrente média de saída que apresentou o valor $I_{LED}= 1,88$ A e a potência de saída apresentou o valor $P_{out}= 94,4$ W.

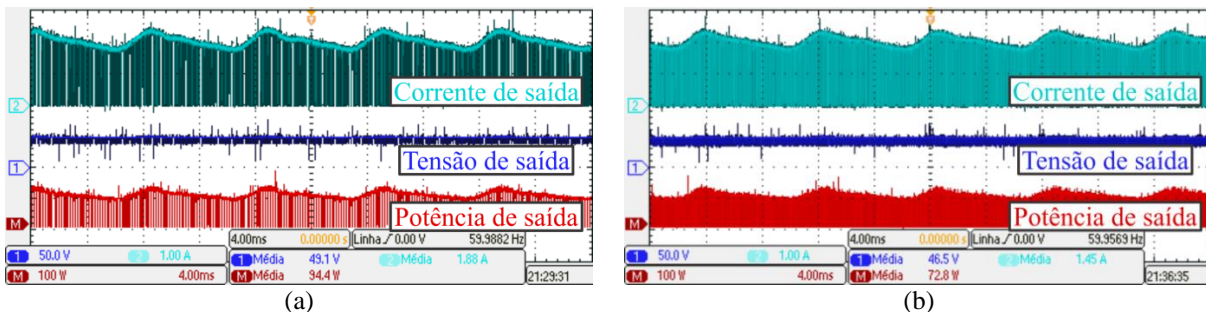


Figura 5.36 – Corrente (Ch. 2, 1 A/div), tensão (Ch. 1, 50 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) de saída para $D_{dim}= 10\%$ (a) e $D_{dim}= 30\%$ (b). Escala horizontal: 4 ms/div.

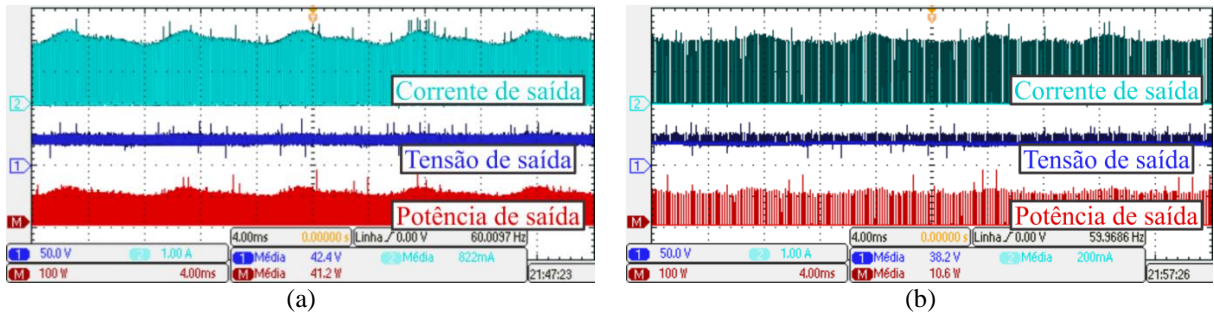


Figura 5.37 – Corrente (Ch. 2, 1 A/div), tensão (Ch. 1, 50 V/div) e potência (Ch. M, 100 W/div) de saída para $D_{dim}= 60\%$ (a) e $D_{dim}= 90\%$ (b). Escala horizontal: 4 ms/div.

Ao experimentar a variação da corrente de saída é necessário tomar cuidado com os parâmetros de entrada como PF e THD. Dessa forma, a Fig. 5.38 apresenta a corrente de saída I_{LED} comparada ao rendimento η do conversor, o fator de potência PF e a THD para uma variação da razão cíclica do interruptor S_{dim} de 10% a 90%.

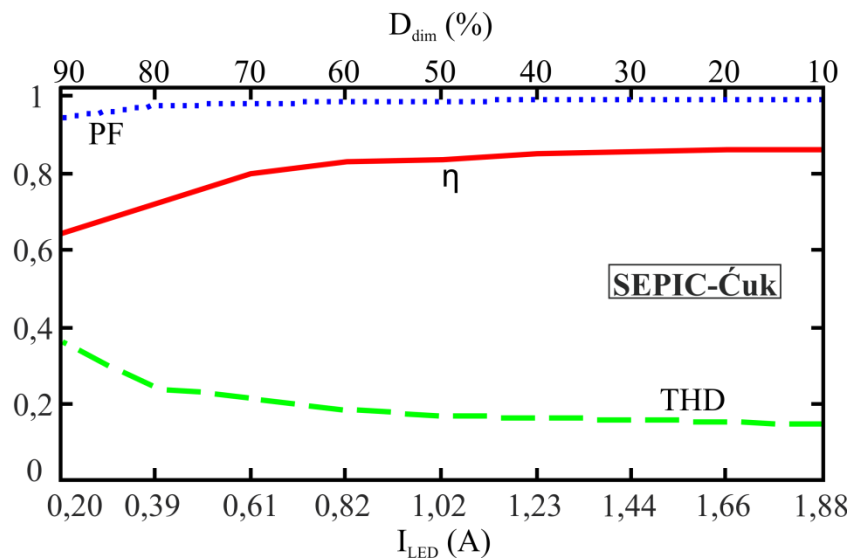


Figura 5.38 - Corrente de saída x PF, η e THD em função da variação da razão cíclica D_{dim} do circuito de controle de intensidade luminosa para topologia SEPIC-Ćuk.

As Fig. 5.39 e Fig. 5.40 apresentam a imagem do protótipo montado em ambiente de laboratório.

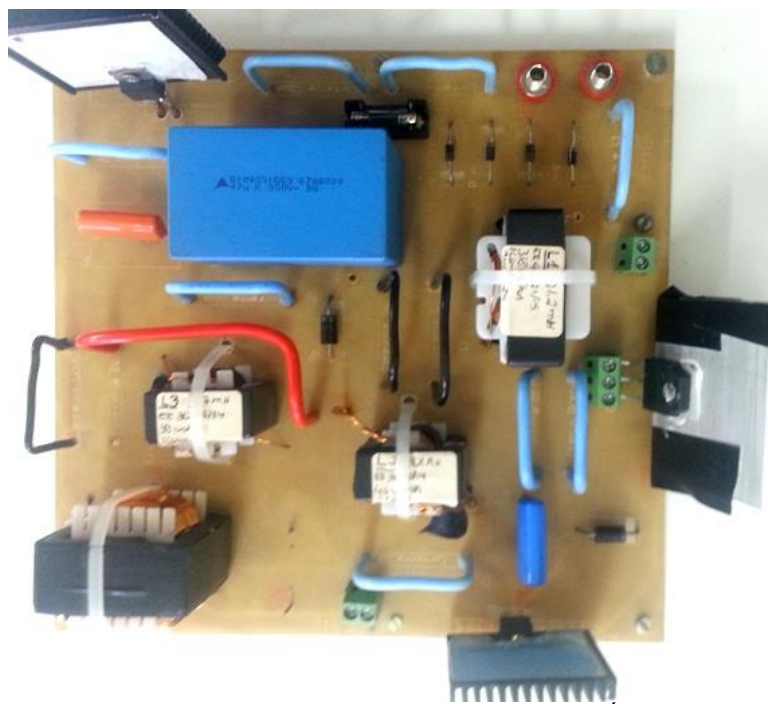


Figura 5.39 - Protótipo da topologia SEPIC-Ćuk.

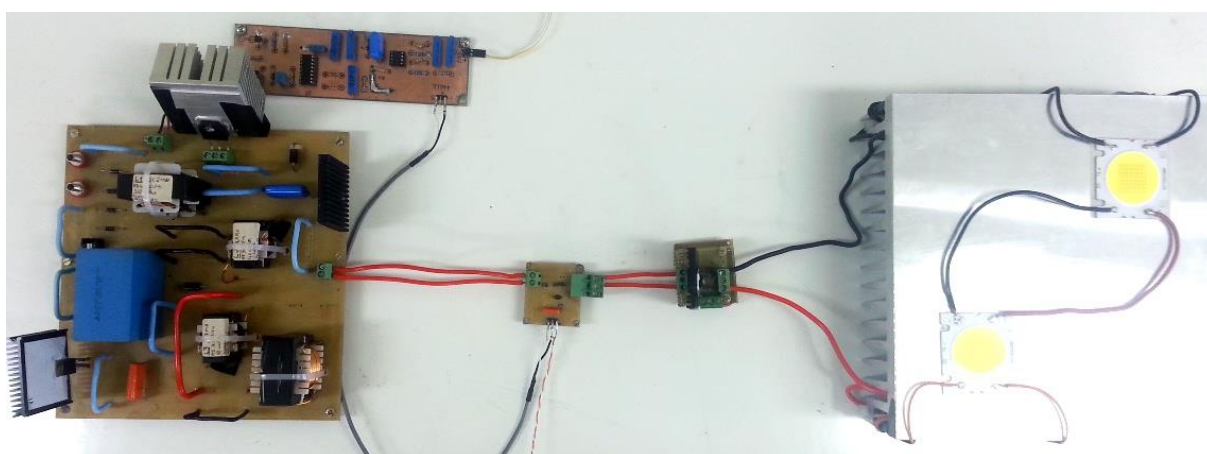


Figura 5.40 - Protótipo completo da topologia SEPIC-Ćuk.

5.4. Circuito de Controle e Comando

O controlador PI é implementado de forma analógica, utilizando um OPAMP. O sinal PWM é gerado pelo circuito integrado SG3524 (ST, 2000). A leitura de corrente é realizada através de um sensor de corrente linear por efeito hall ACS712 (ALLEGRO, 2007). Um segundo OPAMP é utilizado para equalizar o ganho do sensor de corrente. O circuito de comando implementado é baseado na topologia não inversora Totem-Pole utilizando transistores bipolares, bastante popular na literatura (BOYLESTAD, 1999). O esquemático simplificado do circuito de controle com o circuito de comando é apresentado em forma de blocos na Fig. 5.41.

O primeiro bloco é o sensor de efeito hall, que é conectado em série com os LEDs. O ganho gerado pelo sensor é compensado pelo segundo bloco. No terceiro bloco ocorre a ação do controlador PI. No quarto bloco a comparação é realizada internamente ao CI SG3524 que gera o sinal PWM. Este sinal é amplificado pelo último bloco, que contém o circuito de comando Totem-Pole.

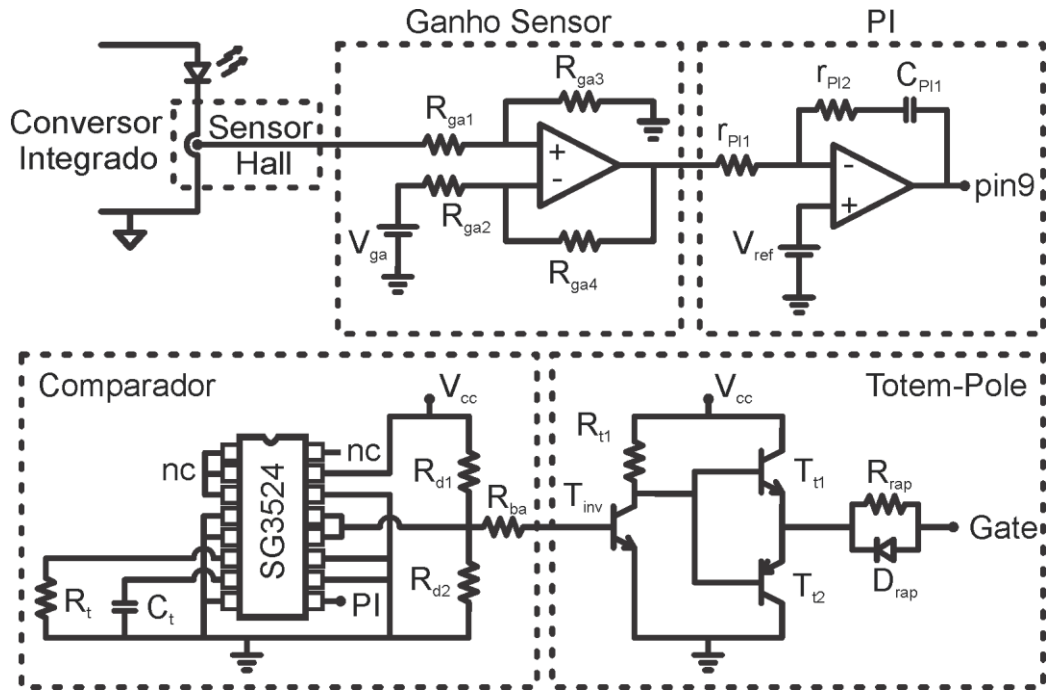


Figura 5.41- Esquemático simplificado para o circuito de controle e comando das topologias.

Um circuito de aumento da velocidade de comutação é também utilizado utilizando o resistor R_{rap} e o diodo anti-paralelo D_{rap} . Um problema enfrentado quando se aumenta a velocidade de comutação é o surgimento de oscilações no *gate*, aumentando EMI emitido. Alguns cuidados para a minimização de EMI foram tomados na prática, com respeito à disposição dos componentes e circuitos bem como utilização de trilhas buscando cancelamento de campos eletromagnéticos.

5.5. Fonte Auxiliar

Os circuitos de controle e comando fazem uso de uma fonte auxiliar externa. A potência total fornecida por essa fonte é $P_{aux} = 986.7$ mW. Essa potência pode ser considerada ao recalculer o rendimento de cada topologia, aproximando-se mais de um circuito comercial. Dessa forma o rendimento da topologia SEPIC-Buck $\eta = 91,4\%$ torna-se igual a $\eta = 90,68\%$. Na topologia SEPIC-Ćuk o rendimento $\eta = 87,5\%$ torna-se igual a $\eta = 86,78\%$.

5.6. Conclusão Parcial

A montagem dos protótipos permite verificar a confiabilidade dos projetos, de forma que os sistemas tenham se comportado de maneira bastante semelhante ao ambiente de projeto e simulação. Os valores experimentais mostraram-se adequados e próximos aos valores teóricos das grandezas medidas.

A diminuição do capacitor de barramento acarreta em um aumento da taxa de distorção harmônica para a corrente de entrada. Da mesma forma, a ação do controlador aumenta a THD da corrente de entrada e reduz o PF. No entanto os valores encontrados atendem à norma adotada.

O controle da corrente de saída através do compensador PI permite a utilização de capacitâncias reduzidas, tornando possível a utilização de capacitores de filme, que possuem maior vida útil. Pode ser observado que as topologias em malha aberta requerem altas capacitâncias, até cinco vezes maiores que os valores de capacitância utilizando o circuito de controle. Ao tentar simplesmente reduzir estas capacitâncias em malha aberta, a corrente sofre um alto aumento na ondulação.

Ao experimentar a variação da intensidade luminosa através da variação da corrente de saída em uma ampla faixa, pode ser observado que o rendimento e o fator de potência diminuem para baixos valores da corrente de saída controlada. Em oposição, a THD da corrente de entrada aumenta. Porém, os valores encontrados atendem à norma adotada.

O ambiente de bancada exigiu bastante cuidado com fenômenos relacionados à EMI. Cuidados com respeito à disposição de trilhas, conexões e componentes foram fundamentais.

CAPÍTULO 6

CONCLUSÃO GERAL

A aplicação de LEDs para iluminação em geral tem sido vista como uma alternativa relevante para reduzir os gastos em iluminação no contexto da energia elétrica mundial. A utilização eficiente dessa forma de energia é de grande importância. Outros tipos de fontes de iluminação têm sido substituídos por lâmpadas de menor consumo, como lâmpadas a LED. No entanto, os dispositivos de acionamentos tradicionalmente utilizados para alimentar LEDs fazem uso de capacitores eletrolíticos, que limitam a vida útil do sistema.

Nessa conjuntura, a metodologia apresentada para o projeto das topologias propostas SEPIC-Buck e SEPIC-Ćuk permite a utilização de capacitâncias de barramento reduzidas. Assim, os capacitores eletrolíticos são substituídos por capacitores de filme, que apresentam prolongada vida útil, compatível à dos LEDs. Para tanto, uma técnica para integração de conversores CC-CC foi utilizada. É necessário um amplo embasamento a respeito de circuitos de acionamento para LEDs, tornando possível a escolha do tipo de fonte a se utilizar. Da mesma forma, o conhecimento das topologias de conversores CC-CC é fundamental para a escolha adequada de cada uma delas, considerando as características da entrada e saída do circuito que se deseja projetar. A fonte de luz utilizada também deve ser estudada, para garantir que o circuito de acionamento proporcione os requisitos necessários para que a fonte de luz opere de maneira adequada e eficiente.

Nas topologias apresentadas, o conversor SEPIC como estágio PFC foi integrado a outros dois conversores: Buck e Ćuk. Essa integração permite maior simplicidade, redução de custos para sistemas de iluminação, uma vez que diminui o número de interruptores ativos do sistema e conseqüentemente circuitos auxiliares de comando. A incorporação do circuito PFC ao circuito PC faz com que este opere como dois estágios, no entanto com apenas um interruptor ativo.

O projeto foi apresentado e as topologias foram montadas em laboratório na forma de protótipos. Os resultados experimentais mostraram que o comportamento em malha aberta foi satisfatório e os valores medidos corresponderam aos valores teóricos. Ao incluir o controlador PI, foi possível reduzir as capacitâncias de barramento consideravelmente,

mantendo a mesma ondulação de 50% na corrente dos LEDs. Mesmo com a presença do controlador, as topologias apresentaram alto rendimento e atenderam as normativas adotadas para PF e THD da corrente de entrada. A ondulação de 50% na corrente de saída não provoca cintilamento ao olho humano, bem como não causa alterações consideráveis no fluxo luminoso e na eficiência luminosa da fonte de luz.

Além de propiciar economia de energia, o circuito de controle da intensidade luminosa incorporado as topologias pode permitir iluminação adequada na execução de atividades em geral. Os resultados experimentais mostraram o adequado funcionamento do sistema proposto, onde a variação da corrente de saída para uma ampla faixa é correlacionada com o rendimento, o fator de potência e a THD da corrente de entrada através de gráficos.

A potência de saída, próxima a 100 W, das topologias apresentadas permite um alto fluxo luminoso ao ambiente em que se deseja utilizar o sistema de iluminação. Além disso, a substituição dos capacitores eletrolíticos por capacitores de filme apresentam grande contribuição à vida útil do sistema como um todo.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABNT. NBR 5422 - Exposição a Campos Elétricos e Magnéticos de 50 e 60 Hz. Associação Brasileira de Normas Técnicas. [S.l.]. 1995

AKASAKI, I. Growth of Gan and AlGaN for UV/Blue p-n Junction Diodes. Journal of Crystal Growth, 1993.

ALLEGRO. ACS712 Technical Datasheet – Fully Integrated, Hall-Effect Based Current Sensor, <http://www.allegromicro.com>, 2007.

ALMEIDA, P. S. “Integrated SEPIC Buck-Boost Converter as na Off-line LED driver Whithout Electrolytic Capacitors”. IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2012b.

ALMEIDA, P. S. Dissertação de mestrado: “Conversor Integrado SEPIC-Buck-Boost Aplicado ao Acionamento de LEDs de Potência em Iluminação Pública”. Juiz de Fora, Universidade Federal de Juiz de Fora: [s.n.], 2012a.

ALONSO, J. M. “A Long-Life High-Power-Factor HPS-Lamp LED Retrofit Converter Based on the Integrated Buck-Boost Buck Topology”. IECON 2011 – 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. Pág.: 2860-2865, 2011b.

ALONSO, J. M. “Analysis and Design of the Integrated Double Buck-Boost Converter Operating in Full DCM for LED Lighting Applications”. IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society , 2011a.

ALONSO, J. M. “Analysis and Design of the Integrated Double Buck-Boost Converter as a High-Power-Factor Driver for Power-LED Lamps”. Industrial Electronics, IEEE Transactions, 2012b.

ALONSO, J. M. “Drivers para LEDs de Potência”. IV Congresso Brasileiro de Eficiência Energética, 28-31 Agosto de 2011 – Juiz de Fora, Brasil, 2011c.

ALONSO, J. M. “Reducing Storage Capacitance in Off-Line LED Power Supplies by Using Integrated Converters”. Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), 2012 IEEE. Pág.: 1 – 8, 2012a.

ALONSO, J. M. “Single-stage constant-wattage high-power-factor electronic ballast with dimming capability” in Proc. IEEE Power Electron. Specialist Conf., Fukuoka, Japão, vol. 2, pp. 1330–1336, Maio,1998.

ALVES, J. “An Electronic Ballast With High Power Factor for Compact Fluorescent Lamps”. Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the IEEE1996.

ANEEL. Res. nº 456: Condições Gerais de Fornecimento de Energia Elétrica. Agência Nacional de Energia Elétrica. [S.l.]. 2000.

ASSIST – Alliance for Solid-State Illumination Systems and Technologies. How to select residential LED directional lighting. Lighting Research Center, Rensselaer Polytechnic Institute. Vol. 7, Issue 2, 2007.

BENDER, V. C. Metodologia de Projeto Eletrotérmico de LEDs Aplicada ao Desenvolvimento de Sistemas de Iluminação Pública. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2012.

BISOGNO, F. E. Topologia para iluminação fluorescente utilizando conversores eletrônicos integrados empregando compartilhamento de chave semicondutora. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2001.

BO, Z. “Design of Boost-Flyback Single-Stage PFC converter for LED power supply without electrolytic capacitor for energy-storage”. 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IEEE IPEMC, 2009.

BOWERS, B. “New Lamps for Old: The Story of Electrical Lighting”. IEE Review, vol. 41, Iss. 6, 1995.

BOYLESTAD, R. “Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos”. Prentice-Hall, Inc. LTC. 6ª ed. 1999.

BRIDGELUX. Bridgelux RS Array Series Product Data Sheet DS15, 2010.

BULLOUGH, J. D. Lighting answers: LED Lighting Systems. National Lighting Product Information Program, Lighting Research Center, Rensselaer Polytechnic Institute. Vol. 7, Issue 3, 2003.

CAMPOS, A. “Fixed frequency self-oscillating electronic ballast to supply multiple lamps”. Annual Power Electronics Specialists Conference, 2004.

CERVI, M. Desenvolvimento de uma família de reatores eletrônicos para lâmpadas de multivapor metálico empregando a técnica de conexão diferencial de conversores CC/CC. 2009. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2009.

CERVI, M. Rede de iluminação semicondutora para aplicação automotiva. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2005.

CHANG, M. H. “Light Emitting Diodes Reliability Review”. *Microelectronics Reliability Journal*, Cap. 52, Pág. 762-782, 2012.

CORRÊA, C. “Aplicação de espelhos de corrente no acionamento de LEDs de Potência”. Congresso Brasileiro de Automática, 2008.

COSETIN, M. R. Single-stage SEPIC-Buck Converter for LED Lighting With Reduced Storage Capacitor. *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pág.: 4597 – 4603, 2012.

COSSIELLO, R. di F. Cossello. Eletroluminescência e Morfologia de Polímeros: MEH-PPV e Blendas com copolímeros iônicos de SAA. Tese (Doutorado em Química) – Universidade Estadual de Campinas, 2007.

COSTA, G. J. C. da. Iluminação Econômica: cálculo e avaliação. EDIPUCRS, 2005.

CREE, Inc. Nasdaq. Cree Sets New R&D Performance Record with 254 Lumen-Per-Watt Power LED, 2012. Disponível em: < <http://www.cree.com> >. Acesso em: 04 jan. 2013.

CREE. Cree Xlamp XR family LED reliability, CLD-AP06 Rev. 7, Cree, Inc., 2009.

ČUK, S.; MIDDLEBROOK, R. D. “Advances in Switched-Mode Power Conversion”, 1a Ed., Vol. I e II, Passadena: TESLAcO, 1983.

DALLA COSTA, M. A. Compensación de resonancias acústicas en lámparas dedescarga en halogenuros metálicos por medio de onda cuadrada de baja frecuencia: caracterización de lámparas y propuesta de nuevas topologías de alimentación. 2008. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidad de Oviedo, Gijón, Espanha, 2008.

DESHAYES, Y. Long-term reliability prediction of 935nm LEDs using failure laws and low acceleration factor ageing tests. *Qual Reliab Eng Int*, 2005.

DIAZ, M. F. High-Efficiency Asymmetrical Half-Bridge Converter Without Electrolytic Capacitor for Low-Output-Voltage AC–DC LED Drivers. *Power Electronics, IEEE Transactions*. Pág.: 2539 – 2550, 2013.

ELETRÓBRÁS, Centrais Elétricas Brasileiras S.A. Iluminação Pública no Brasil. Disponível em:< <http://www.eletrabras.com/elb/procel> >. Acesso em: 03 jan. 2013.

ELLERT, M. Troca de lâmpadas e o desperdício de energia. 14 mai. 2008. *Jornal O Globo*. Disponível em:< <http://oglobo.globo.com/opiniao> >. Acesso em: 03 jan. 2013.

EMADI, A. "Integrated Power Electronic Converters and Digital Control". International Standard Book Number-13: 978-1-4398-0070-6 (Ebook). Taylor and Francis Group, LLC, 2009.

EPCOS. "Product Catalog, Search by Product Parameter", <<http://www.epcos.com>>, 2012. Acesso em: junho de 2013.

EPCOS. "Film Capacitors – MKP DC link". Versão 3, junho de 2008.

ERICKSON, R. W. "DC-DC Power Converters" Wiley Encyclopeida of Electrical and Electronics Engineering, 2007.

FLESCH, P. Light and Light Sources – High-Intensity Discharge Lamps. 1a Ed. Springer, Berlim, 2006.

FONSECA, Z.; PEDROSO, M.; PERÍN, A.; KASTER, M.; NASCIMENTO, C.. Single-stage high power factor converter without electrolytic capacitors to drive power LEDs. IECON 2012 - Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2012.

GARCIA, O. "Single Phase Power Factor Correction: A Survey". In: IEEE Transactions on Power Electronics, vol.18, no.3, pp. 749- 755, doi: 10.1109/TPEL.2003.810856, 2003.

GU, L. Means of Eliminating Electrolytic Capacitor in AC/DC Power Supplies for LED Lightings. Power Electronics, IEEE Transaction, vol. 24, pág.: 1399-1408, 2009.

GUALOUS, H. "Supercapacitor Ageing at Constant Temperature and Constant Voltage and Thermal Shock", Microelectronics Reliability 50, July 2010, Elsevier, Oxford, UK, ISSN: 0026-2714, pp. 1783 – 1788, 2010.

HAITZ, R. The Case for a National Research Program on Semiconductor Lighting, 1999.

HARRIS, J. B. Electric lamps, past and present. IEE Engineering Science and Education Journal, p. 161-170, Agosto 1993.

HOLONYAK, N. Coherent (Visible) Light Emission from Ga(As_{1-x}P_x) Junction. Applied Physics Letters, Vol. 1 Pág. 82-83, 1962.

IEA – Energy Policies of IEA Countries, 2006 Review. International Energy Agency, 2006.

IEC. IEC 61000-3-2 - Limits for Harmonic Current Emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase). International Electrotechnical Commission. [S.l.]. 1995.

JEON, Y-S. "Design of High Power Factor Single-Stage Flyback Converter Eliminating Electrolytic Capacitors and Reducing 120[Hz] Ripple on The Output Node in the

LED Lightings”. 15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEEMS), 2012.

JEONG J-S. Reliability Improvement of InGaN LED Backlight Module by Accelerated Life Test (ALT) and Screen Policy Of Potential Leakage LED. *Microelectron Reliab*, 2008.

JORDAN, R. Challenges in LED Packaging and Green Lighting. *Electronics Gose Green 2012+*. IEEE, 2012.

KIRSTEN, A. L. “Reator Eletrônico para Lâmpadas de Descarga em Alta Pressão Baseado no Conversor Biflyback Inversor”.). Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2011.

KITSINELIS, S. “Light Sources, Technologies and Applications”. International Standard Book Number 13: 978-1-4398-2081-0, CRC Press, 2011.

KÖTZ, R. "Aging and Failure Mode of Electrochemical Double Layer Capacitors During Accelerated Constant Load Tests", *Journal of Power Sources* 195, August 2009, Elsevier, Oxford, UK, ISSN: 0378-7753, pp. 923-928, 2009.

LAMAR, D. G. On the Limit of the Output Capacitor Reduction in Power-Factor Correctors by Distorting the Line Input Current. *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 27, pág.: 1168-1176, 2012.

LIANG, T. J. “Two-Stage High Power Factor Electronic Ballast for Metal-Halide Lamps”. *Industry Applications Society Annual Meeting*, 2008. IEEE IAS, 2008.

LUZ, P. C. V. Conversores Integrados de Longa Vida Útil com Isolação para Iluminação Pública à Base de LEDs de Potência. 10th IEEE IAS International Conference on Industry Applications, INDUSCON, 2012.

MARCHESAN, T. B. Integração de Conversores Estáticos Aplicados à Sistemas de Iluminação Pública. 2007. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2007.

MEHL, E. “Capacitores Eletrolíticos de Alumínio: Alguns cuidados e considerações práticas”. Apostila - Centro Politécnico – Universidade Federal do Paraná, 2000.

MEHL, E. “Fontes Chaveadas”. Apostila - Centro Politécnico – Universidade Federal do Paraná. Revisão 2002.

NICHIA. Nichia History. Nichia Corporations, 1996.

NICHIA. Specifications for Nichia chip type white LED model: NCSW119T-H3, Nichia STS-DA1-0990A, Nichia Corporation, 2009.

O’DEA, W. T. “The Social History of Lighting”, HMSO, 1958.

ON SEMICONDUCTOR. LM317 Technical Datasheet – Positive Voltage Regulator, <http://www.onsemi.com>, 2013.

ON SEMICONDUCTOR. NUD4001 Technical Datasheet – High Current LED Driver, <http://www.onsemi.com>, 2006.

OSRAM. “LED downlights: Efficient, highly luminous and universally applicable” <www.osram.com>, 2013.

OSRAM. Comparison of LED circuits. Nota de aplicação, 2004. Disponível em: <http://catalog.osram.com/jsp/download.jsp?rootPath=/media/&name=Comparison_of_LED_circuits.pdf&docPath=Graphics/00017076_0.pdf&url=/media/_en/Graphics/00017076_0.pdf>. Acesso em: Maio, 2013.

PAL, N. “Review of LED Based cap Lamps for Underground Coalmines to Improve Energy Efficiency as Compared to Other Light Sources”. 2nd International Conference on Computer and Automation Engineering (ICCAE). IEEE, 2010.

PHILIPS, Lumileds. “Understanding Power LED Lifetime Analysis”. Technology White Paper. <<http://www.ledjournal.com>>. Maio, 2012.

PINTO, R. A. “Street Lighting System Based on Integrated Buck-Flyback Converter to Supply LEDs Without Energy Consumption During the Peak Load Time”. IEEE Power Electronics Conference (COBEP), 2011b.

PINTO, R. A. Projeto e implementação de lâmpadas para iluminação de interiores empregando Diodos Emissores de Luz (LEDs). Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2008.

PINTO, R. A. Sistemas Eletrônicos Para Iluminação de Exteriores Empregando Diodos Emissores de Luz (LEDs) Alimentados Pela Rede Elétrica e por Baterias, 2012. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2012.

PINTO, R. A.; COSETIN, M. R.; CAMPOS, A.; DALLA COSTA, M. A.; PRADO, R. N. Do; Compact Emergency Lamp Using Power LEDs. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. PP, issue: 99, 2011a.

POMÍLIO, J. A. “Eletrônica de potência - Pós-graduação: topologias básicas de fontes chaveadas”. Apostila do curso de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas, capítulo 5. 2007a. Disponível em: < <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/files/eltpot/cap5.pdf> >. Acesso em: 29 maio 2013.

POMÍLIO, J. A. “Pré-reguladores de fator de potência”. Publicação FEE 03/95. Revisão Janeiro de 2007b.

RIBAS, J. “A New Discharge Lamp Ballast Based on a Self-Oscillating Full-Bridge Inverter Integrated with a Buck-Type PFC Circuit”. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. Sixteenth Annual IEEE, APEC 2001.

SÁ JUNIOR, E. M. Estudo de estruturas de reatores eletrônicos para LEDs de iluminação, 2010. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2010.

SAUERLÄNDER, G., et al. Driver electronics for LEDs. In: Conference Records of Industry Applications Society Annual Meeting, v. 5, p. 2621-2626, 2006.

SCHMID, M. et al. Evaluation on the efficiency of power LEDs driven with currents typical to switch mode power supplies. In: Conference Records of Industry Applications Society Annual Meeting, 2007.

SCHUBERT, E. F. “Light-emitting Diodes” 2 Ed. New York: Cambridge University Press, 2006.

SEESMART. Application Note AN002: How to Choose the Right LED Lighting Product Color Temperature, <www.seesmartled.com>, 2010.

SEIDEL, A. R. et al. A Practical Comparison Among High-Power-Factor Electronic Ballasts with Similar Ideas. IEEE Transactions on Industry Applications, 41, 2005.

SILVA, M. F. “Desenvolvimento de uma Família de Reatores Eletrônicos para Lâmpadas Fluorescentes sem Eletrodos Empregando a Técnica de Integração de Conversores”. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2012.

SIMONETTI, D. S. L. "Design criteria for SEPIC and Cuk converters as power factor preregulators in discontinuous conduction mode". Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation, 1992. Power Electronics and Motion Control. Proceedings International Conference on, vol. 1, no., pp. 283-288, Nov. 1992.

SIMONETTI, D. S. L. Prerreguladores CA/CC con Corrección del Factor de Potencia. Soluciones con un Único Interruptor Controlado. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). Universidad Politécnica de Madrid. Madrid. 1995.

SPIEGEL - Spiegel Online International - Light-Bulb Ban Casts Shadow over EU Democracy, 31 ago 2012. Disponível em: < [http:// http://www.spiegel.de/international](http://www.spiegel.de/international) >. Acesso em: 03 jan. 2013.

ST. SG3524 Technical Datasheet – Regulating Pulse Width Modulators, <http://www.st.com>, 2000.

STEIGERWALD, D.A.; “Illumination with Solid State Lighting Technology”. Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal. Vol.: 8 , Vol.:2 , Pág.: 310 320, 2002.

TEODOSESCU, P. “Research Concerning Appropriate PFC Methods for Classic CFL Lighting Devices”. Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International, Sept. 2012.

TEXAS INSTRUMENTS. TL4242 Technical Datasheet. SLVS641A, 2009.

U.S. Patent No. 4184197: “DC-To-DC Switching Converter”, Janeiro 1980.

USDE, U. S. Department of Energy. Solid-state Lighting Research and Development, Multi-Year Program Plan 2008.

USDE, U. S. Department of Energy. Solid-state Lighting Research and Development, Multi-Year Program Plan 2012.

WANG, S., RUAN X., YAO, K., YE, Z., A flicker-free electrolytic capacitor-less acdc LED driver. ECCE 2011 - IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2011.

WATKIN, P. “Switching vs. Linear Power Supplies” Urgent Communications <<http://urgentcomm.com>>, 1st Jul. 1997.

WEISZFLOG, W. Michaelis Moderno Dicionário da Língua Portuguesa. ISBN: 9788506027592, 1a Edição, 2004.

WILKINS, A. “LED Lighting Flicker and Potential Health Concerns: IEEE standard PAR1789 update”. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE, 2010.

WINDER, S. “Power Supplies for LED Driving”. Newnes Press, 2008.

WU CHEN. Elimination of an Electrolytic Capacitor in AC/DC Light-Emitting Diode (LED) Driver with High Input Power Factor and Constant Output Current. IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 27, pág.: 1598-1607, Março 2012.

WU, T.-F.; “A systematic and unified approach to modeling PWM DC/DC converters based on the graft scheme”. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.45, no.1, pp.88-98, doi: 10.1109/41.661309, 1998.

WU, T.-F.; WU, Y.-C.; SU, Z.-Y. Design Consideration for Single-Stage electronic Ballast with Dimming Feature. Industry Applications, IEEE Transactions on, v. 37, n. 5, p. 1537 - 1543, Setembro/Outubro de 2001.

ZHANG, F. “High Power Factor AC-DC LED Driver with Film Capacitors”. Power Electronics, IEEE Transactions . Vol. 28, n°10 Outubro, 2013.

ZORPETTE, G. Let There be Light, IEEE Spectrum, 2002.