



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE**  
**COMPUTAÇÃO**

**JONAS SANTOS FERREIRA**

**CONVERSOR CC/CC ABAIXADOR COM CAPACITOR COMUTADO**  
**RESSONANTE PARA O ACIONAMENTO DE LEDs.**

**SOBRAL**

**2017**

JONAS SANTOS FERREIRA

CONVERSOR CC/CC ABAIXADOR COM CAPACITOR COMUTADO RESSONANTE  
PARA O ACIONAMENTO DE LEDs.

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Eletrônica de Potência.

Orientador: Prof. Dr. Edilson Mineiro Sá Jr.

SOBRAL

2017

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação  
Universidade Federal do Ceará  
Biblioteca Universitária  
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

---

- F441c Ferreira, Jonas Santos.  
Conversor CC/CC Abaixador com Capacitor Comutado Ressonante Para o Acionamento de LEDs /  
Jonas Santos Ferreira. – 2017.  
98 f. : il. color.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Campus de Sobral, Programa de Pós-Graduação  
em Engenharia Elétrica e de Computação, Sobral, 2017.  
Orientação: Prof. Dr. Edilson Mineiro Sá Junior.
1. Driver de LEDs. 2. Iluminação. 3. Capacitor comutado. I. Título.

CDD 621.3

---

JONAS SANTOS FERREIRA

CONVERSOR CC/CC ABAIXADOR COM CAPACITOR COMUTADO RESSONANTE  
PARA O ACIONAMENTO DE LEDs.

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Eletrônica de Potência.

Aprovada em: \_\_\_ / \_\_\_ / \_\_\_\_.

BANCA EXAMINADORA

---

Prof. Dr. Edilson Mineiro Sá Jr. (Orientador)  
Instituto Federal do Ceará (IFCE)

---

Prof. Dr. Kléber César Alves de Souza  
Instituto Federal do Ceará (IFCE)

---

Prof. Dr. Marcus Rogério de Castro  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Claudinor Bitencourt Nascimento  
Universidade Federal (UTFPR)

Ao meu pai, meu exemplo.

À minha mãe, minha inspiração.

## AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço a Deus pela dádiva da vida.

À CAPES, pelo apoio financeiro com a manutenção da bolsa de auxílio.

Ao Instituto Federal de Educação Ciência e Tecnologia do Ceará – *Campus Sobral* pelo suporte de infraestrutura e laboratórios.

Ao Prof. Dr. Edilson Mineiro Sá Jr. pela disponibilidade, dedicação e paciência em sua orientação.

Ao Prof. Dr. Pedro Almeida pela ajuda imprescindível no equacionamento do conversor.

Aos companheiros e amigos, do laboratório de eletrônica, Antonia, Diogo, Edson, Mauricio, Maxwell, Pedro Santiago e Ronaldo pela ajuda e pelos vários momentos compartilhados. Agradeço aos companheiros de mestrado Rodrigo, Francilino e Manuel.

À minha família que me deu a base para eu seguir nessa difícil caminhada.

“A persistência é o caminho do êxito.”

Charles Chaplin

## RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de conversores com capacitor comutado ressonante (*Resonant Switched Capacitor – RSC*) para o acionamento de diodos emissores de luz (LEDs) de potência, projetados para aplicação em nanorredes CC de 24 V e de 48 V. Quando comparados com conversores com capacitor comutado convencionais, os conversores projetados apresentam um componente magnético adicional em relação aos conversores com capacitor comutado tradicionais (*Switched Capacitor – SC*), o qual reduz os picos de corrente no circuito, possibilitando a melhora do rendimento. A estrutura proposta possibilitou que a potência fornecida para os LEDs não dependesse da sua tensão direta, pois seu funcionamento é baseado na transferência de energia dos capacitores comutados, sendo a potência dependente do processo de carga e descarga destes capacitores, tornando-a independente das variações de tensão de saída. Um protótipo de 10 W foi projetado para a nanorrede CC de 24 V e apresentou rendimento global máximo de 92,25%, com tensão de entrada de 24 V, tensão de saída de 10,88 V e corrente de saída de 922 mA. Outro protótipo de 54 W para nanorredes CC de 48 V foi projetado para possibilitar a equalização de potência em LEDs em paralelo. Este protótipo apresentou um rendimento global máximo de 90,1% e possibilitou a equalização da potência dos LEDs mesmo em malha aberta.

**Palavras-chave:** Driver de LEDs. Iluminação. *Charge-pump*.



## ABSTRACT

This work presents the development of step-down converters with Resonant Switched Capacitor (*RSC*) to drive Power LEDs (Lighting Emitting Diode), designed for application in 24 V and 48 V DC nanogrids. The designed converters feature an additional magnetic component, which reduced the current peaks in the circuit compared to traditional switched capacitor converters, enabling the improvement of efficiency. The proposed structure allowed the power supplied to the LEDs not to depend on their forward voltage, because its operation is based on the transfer of energy of the switched capacitors, being the power dependent of the process of loading and unloading these capacitors, making it independent of the variations of output voltage. A 10 W laboratory prototype for the 24 Vdc nanogrid showed a maximum overall efficiency of 92.25% with input voltage of 24 V, output voltage of 10.88 V and output current of 922 mA. Another 54 W prototype for nanogrids 48 Vdc is designed to enable power equalization in parallel LEDs. This prototype presented a maximum overall efficiency of 90.1% and enabled the equalization of output power in open loop.

**Keywords:** LED driver. Lighting. Charge pump.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Topologia ativa duplo estágio para LEDs.....	21
Figura 1.2 - Topologia aplicada a nanorredes para acionamento de LEDs. ....	22
Figura 2.1 - Modelo elétrico simplificado do LED. ....	25
Figura 2.2 - Tipos básicos dos conversores <i>SC</i> . ....	27
Figura 2.3 - Conversor abaixador com ganho de tensão igual a $1/3$ . ....	28
Figura 2.4 - Conversor inversor com ganho de tensão igual a $-1/2$ .....	28
Figura 2.5 - Conversor elevador com ganho de tensão igual a 3 (2.12a) e a 4 (2.12b).....	29
Figura 2.6 – Conversor <i>RSC</i> abaixador proposto por (SANO; FUJITA, 2011).....	29
Figura 2.7 – (a) Conversor elevador e (b) circuito abaixador, propostos por (CHENG; YE, 2015).....	30
Figura 2.8 – Conversor <i>RSC</i> com indutor variável proposto por (MARTINS et al., 2017).....	30
Figura 2.9 – Conversor <i>RSC</i> abaixador proposto por (CUK, 2011).....	31
Figura 2.10 - Conversor <i>RSC</i> para LEDs proposto (MIRANDA, 2012).....	31
Figura 2.11 – Circuito básico do conversor <i>RSC</i> proposto. ....	32
Figura 2.12 – Circuito proposto para acionar quatro ramos de LEDs proposto por (HWU; CHOU, 2009). ....	34
Figura 2.13 – Circuito proposto para equalização da corrente de dois LEDs proposto por (ZHANG et al., 2011).....	34
Figura 2.14 – Conversor LCL-T ressonante para LEDs em paralelo, proposto por (LUO et al., 2014).....	35
Figura 2.15 – Conversor CCL ressonante para LEDs em paralelo proposto por (CHEN et al., 2015).....	35
Figura 2.16 – Circuito para equalização de corrente de LEDs proposto por (YE et al., 2015). ....	36
Figura 2.17 – Circuito isolado para equalização de corrente de LEDs proposto por (YE et al., 2015).....	36
Figura 2.18 – Equalizador de correntes proposto por (HWU; JIANG; HSIAO, 2016). ....	37
Figura 2.19 – Conversor ressonante para balanceamento de corrente proposto por (LIU et al., 2017).....	38
Figura 2.20 – Conversor proposto por (KATHIRESAN et al., 2017).....	38
Figura 2.21 - Circuito para equalização da potência dos LEDs proposto por (SANTOS FILHO et al., 2014).....	39

Figura 2.22 – Circuito proposto para equalização de corrente nos LEDs. ....	40
Figura 3.1 – Circuito básico do conversor proposto.....	41
Figura 3.2 – Principais formas de onda do conversor. ....	42
Figura 3.3 – Etapa 1 do conversor proposto.....	43
Figura 3.4 – Circuito simplificado da Etapa 1.....	43
Figura 3.5 – Etapa 2 do conversor proposto.....	45
Figura 3.6 – Circuito simplificado da Etapa 2.....	46
Figura 3.7 – Etapa 3 do conversor proposto.....	47
Figura 3.8 – Circuito simplificado da Etapa 3.....	47
Figura 3.9 – Etapa 4 do conversor proposto.....	48
Figura 3.10 – Etapa 5 do conversor proposto.....	49
Figura 3.11 – Etapa 6 do conversor proposto.....	50
Figura 3.12 – Etapa 7 do conversor proposto.....	50
Figura 3.13 – Circuito proposot para equalização de corrente nos LEDs. ....	53
Figura 3.14 – Principais formas de onda do conversor. ....	54
Figura 4.1 – LED COB de 10 W utilizado. ....	55
Figura 4.2 – Tensão (CH1) e corrente (CH2) no LED (CH1: 1,4V/div., 5ms/div.; CH2: 110mA/div., 5ms/div).....	56
Figura 4.3 – Curva $I$ - $V$ do LED COB 10 W. ....	56
Figura 4.4 – Regressão linear da curva $V$ - $I$ do LED.....	57
Figura 4.5 – Modelo simplificado do LED COB. ....	57
Figura 4.6 – Corrente em $L_r$ e tensão $C_s$ .....	58
Figura 4.7 – Corrente nos interruptores.....	59
Figura 4.8 – Esquema do circuito elétrico utilizado na simulação.....	60
Figura 4.9 – Corrente e tensão de saída obtidos na simulação.....	60
Figura 4.10 – Corrente e Tensão nos interruptores M1 e M2 obtidos na simulação.....	61
Figura 4.11 – Tensão e corrente no indutor de saída obtidos na simulação.....	61
Figura 4.12 – Tensão e corrente no capacitor comutado obtidos na simulação.....	62
Figura 4.13 – Potência de saída e comutação de M1 na frequência de 40 kHz. ....	63
Figura 4.14 – Potência de saída e comutação de M1 na frequência de 25 kHz. ....	63
Figura 4.15 – Circuito implementado.....	64
Figura 4.16 – Tensão de entrada (CH1) e Corrente de entrada (CH2), Tensão de saída (CH3) e Corrente de saída (CH4). (CH1: 20 V/div.; CH2: 200 mA/div.; CH3:8 V/div.; CH4: 2 A/div.; Base de tempo: 10 $\mu$ s/div.).....	65

Figura 4.17 – Tensão em M2 (CH1) e Corrente em M2 (CH2). (CH1: 5 V/div.; CH2: 300 mA/div.; Base de tempo: 5 $\mu$ s/div.).....	65
Figura 4.18 – Corrente no indutor (CH2: 200 mA/div.; Base de tempo: 2 $\mu$ s/div.).....	66
Figura 4.19 – Tensão em $C_S$ . (CH1: 4 V/div.; Base de tempo: 5 $\mu$ s/div.).....	66
Figura 4.20 – Simulação de Tensão em M2 e Corrente em M2 com capacitâncias intrínsecas dos componentes. ....	67
Figura 4.21 – Potência (W) x Frequência de comutação (kHz). ....	67
Figura 4.22 – Rendimento do conversor. ....	68
Figura 4.23 -Foto do protótipo de 10 W.....	68
Figura 4.24 – Imagem térmica do conversor.....	69
Figura 4.25 – Esquema do circuito elétrico utilizado na simulação do circuito equalizador de corrente. ....	71
Figura 4.26 – Corrente e tensão sobre os LEDs obtidos por simulação.....	71
Figura 4.27 – Tensão e corrente sobre os interruptores obtidos por simulação. ....	72
Figura 4.28 – Tensão e corrente nos indutores ressonantes. ....	72
Figura 4.29 – Tensão e corrente nos capacitores comutados. ....	73
Figura 4.30 – Circuito completo do conversor com equalização. ....	74
Figura 4.31 – Tensão no LED1 (CH1) e Corrente no LED1 (CH2), Tensão no LED2 (CH3) e Corrente no LED2 (CH4). (CH1: 20 V/div.; CH2: 1 A/div.; CH3:20 V/div.; CH4: 1 A/div.; Base de tempo: 1 $\mu$ s/div.).....	74
Figura 4.32 – Tensão em M2 (CH1) e Corrente em M2 (CH2). (CH1: 10 V/div.; CH2: 800 mA/div.; Base de tempo: 1 $\mu$ s/div.).....	75
Figura 4.33 – Tensão em $C_{S1}$ . (CH1: 10 V/div.; Base de tempo: 1 $\mu$ s/div.).....	75
Figura 4.34 -Foto do protótipo de 54 W.....	76
Figura 4.35 – Imagem térmica do conversor.....	76

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Principais parâmetros do projeto. ....	58
Tabela 2 – Comparação entre valor teórico e simulação. ....	62
Tabela 3 – Componentes utilizados no conversor proposto. ....	64
Tabela 4 – Parâmetros utilizados no conversor de 54 W. ....	69
Tabela 5 – Componentes utilizados no protótipo. ....	73

## LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

ABILUX	Associação Brasileira da Indústria de Iluminação
CI	Circuito Integrado
CIE	<i>Commission Internationale de l'Eclairage</i> (Comissão Internacional de Iluminação)
COB	<i>Chip On Board</i>
CP	Controle de Potência
CFP	Correção do Fator de Potência
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
FM	<i>Frequency Modulation</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i> (Interferência Eletromagnética)
ISO	<i>International Organization for Standardization</i>
LED	<i>Light Emitting Diode</i> (Diodo Emissor de Luz)
lm	lúmen
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua
n	número de LEDs em série
NEC	<i>National Electrical Code</i>
NFPA	<i>NATIONAL FIRE PROTECTION ASSOCIATION</i>
NBR	Norma Brasileira
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RSC	<i>Resonant Switched Capacitor</i>
SC	<i>Switched Capacitor</i>
DOE	U.S. DEPARTMENT OF ENERGY
ZCS	<i>Zero Current Switching</i> (Comutação em Corrente Nula)
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i> (Comutação em Tensão Nula)

## LISTA DE SÍMBOLOS

$C_o$	Capacitância de saída
$C_s$	Capacitância comutado do circuito proposto
$E_{Cst4}$	Energia armazenada no em $C_s$ na Etapa 4
$f_s$	Frequência de comutação dos interruptores
$i_{C_s}$	Corrente sobre o capacitor comutado $C_s$
$I_{D1}$	Corrente no diodo D1
$i_{L_r}$	Corrente no indutor $L_r$
$i_{L_r01}, i_{L_r12}$	Corrente em $L_r$ durante a Etapa 1 e durante a Etapa 2, respectivamente
$i_{M1}$	Corrente no interruptor $M1$
$i_{M2}$	Corrente sobre o interruptor $M2$
$I_o$	Corrente nominal do LED
$i_r$	Valor da corrente durante a Etapa 1
$L_r$	Indutância ressonante de saída
$P_o$	Potência de saída do conversor
$P_{o34}, P_{o78}$	Potência de saída nas Etapas 4 e 8, respectivamente
$R_{LED}$	Resistência série equivalente de um LED
$T_s$	Período de comutação dos interruptores
$T_{td}$	Tempo morto do Circuito Integrado
$v_{C_s}$	Tensão sobre o capacitor comutado $C_s$
$v_{cs01}$	Tensão no capacitor comutado durante a Etapa 1
$V_{D1}$	Tensão no diodo D1
$V_i$	Tensão de entrada do circuito simplificado
$V_{in}$	Tensão de entrada
$V_{LED}$	Tensão limiar em um LED
$v_{M1}$	Tensão sobre o interruptor $M1$
$v_{M2}$	Tensão sobre o interruptor $M2$
$V_o$	Tensão de saída do circuito
$\Delta i_{L_r}$	Variação de corrente no indutor $L_r$
$\Delta t_1, \Delta t_2$	Intervalos de tempo da Etapas 1 e 2, respectivamente
$\Delta t_3, \Delta t_4$	Intervalos de tempo da Etapas 3 e 4, respectivamente
$\eta$	Rendimento teórico do circuito
$\omega_o$	Frequência de ressonância do circuito

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO GERAL</b> .....	<b>16</b>
1.1	Introdução .....	16
1.2	Iluminação com LEDs .....	17
1.3	Objetivo e estruturação do trabalho.....	23
<b>2</b>	<b>CONVERSORES PARA ACIONAMENTO DE LEDs</b> .....	<b>25</b>
2.1	Introdução .....	25
2.2	Modelo Elétrico do LED .....	25
2.3	Conversores CC-CC para acionamentos de LEDs de Potência .....	26
2.3.1	<i>Conversores SC</i> .....	26
2.3.2	<i>Conversores RSC</i> .....	28
2.4	Conversor CC-CC abaixador <i>RSC</i> para acionamento de LEDs.....	31
2.5	Conversores para Equalização de Potência nos LEDs.....	33
2.6	Conversor CC-CC abaixador <i>RSC</i> para equalização de potência em LEDs .....	39
2.7	Conclusão .....	40
<b>3</b>	<b>CONVERSOR RSC PARA LEDs DE POTÊNCIA</b> .....	<b>41</b>
3.1	Introdução .....	41
3.2	Funcionamento do conversor <i>RSC</i> básico .....	41
3.2.1	<i>Etapa 1 (t<sub>0</sub>-t<sub>1</sub>)</i> .....	42
3.2.2	<i>Etapa 2 (t<sub>1</sub>-t<sub>2</sub>)</i> .....	45
3.2.3	<i>Etapa 3 (t<sub>2</sub>-t<sub>3</sub>)</i> .....	46
3.2.4	<i>Etapa 4 (t<sub>3</sub>-t<sub>4</sub>)</i> .....	48
3.2.5	<i>Etapa 5 (t<sub>4</sub>-t<sub>5</sub>)</i> .....	49
3.2.6	<i>Etapa 6 (t<sub>5</sub>-t<sub>6</sub>)</i> .....	49
3.2.7	<i>Etapas 7 e 8 (t<sub>6</sub>-t<sub>7</sub>; t<sub>7</sub>-t<sub>8</sub>)</i> .....	50
3.2.8	<i>Esforços nos Interruptores</i> .....	51
3.2.9	<i>Esforços nos Diodos</i> .....	52
3.3	Conversor <i>RSC</i> para LEDs de Potência com Equalização de Corrente.....	52
<b>4</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS DAS PROPOSTAS</b> .....	<b>55</b>
4.1	Conversor Básico .....	55
4.1.1	<i>Extração do Modelo Elétrico do LED utilizado</i> .....	55
4.1.2	<i>Formas de ondas obtidas através do equacionamento</i> .....	57
4.1.3	<i>Validação do equacionamento por simulação</i> .....	59



<b>4.1.4</b>	<b><i>Resultados Experimentais do Conversor Básico</i></b> .....	<b>63</b>
<b>4.2</b>	<b>Conversor RSC para Equalização de Potência</b> .....	<b>69</b>
<b>4.2.1</b>	<b><i>Simulação do conversor para equalização</i></b> .....	<b>69</b>
<b>4.2.2</b>	<b><i>Resultados experimentais do Conversor para equalização</i></b> .....	<b>73</b>
<b>4.3</b>	<b>Conclusão</b> .....	<b>76</b>
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO FINAL</b> .....	<b>78</b>
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b> .....	<b>80</b>
	<b>APÊNDICE A – EQUACIONAMENTO DO CONVERSOR</b> .....	<b>86</b>
	<b>APÊNDICE B – CÁLCULO DE PERDAS DO CONVERSOR</b> .....	<b>93</b>

# 1 INTRODUÇÃO GERAL

## 1.1 Introdução

Sistemas de Corrente Alternada (CA) têm sido dominantes em sistemas de potência há mais de um século, em detrimento aos sistemas em Corrente Contínua (CC). Isto ocorreu, principalmente, devido à invenção do transformador, o primeiro dispositivo capaz de transformar tensões de corrente alternada em valores diferentes e, portanto, manter as perdas de linha em baixos níveis, mesmo quando transmite energia elétrica a grandes distâncias (DRAGICEVIC et al., 2014; MORAIS; LOPES, 2016).

Nas fases iniciais dos sistemas de transmissão, as cargas tinham que se adaptar para o seu sistema de abastecimento, CA ou CC. Sendo assim, desde que CA ganhou a “Guerra das Correntes” se tornando o sistema dominante, as cargas e geradores foram impulsionados fortemente para se adaptar a este sistema. Para adequar as cargas CC inerentes às redes CA foram desenvolvidos conversores CA-CC, entretanto, isto acarreta numa diminuição do rendimento global do sistema devido às conexões e os circuitos adicionais (PENG WANG et al., 2013).

Os sistemas CC também têm ganhado força nos últimos tempos devido ao desenvolvimento e implantação de fontes de energias renováveis que, em sua maioria, são inerentemente CC ou utilizam um link CC para dissociar a velocidade de rotação da rede CA, como é caso da energia eólica (MACKAY et al., 2015). Em um sistema de alimentação CC, a alimentação a partir de fontes CA tem de ser convertida em corrente contínua usando conversores CA/CC antes da conexão. Em comparação à distribuição CA tradicional, a distribuição em corrente contínua provou ser mais eficiente e confiável devido aos benefícios, tais como, inexistência de problemas com harmônicos, desequilíbrios, sincronização e fluxos de energia reativa (DRAGIČEVIĆ et al., 2016).

O crescimento acentuado da produção de energia CC é explicado pela grande utilização de dispositivos eletrônicos baseados em corrente contínua, mas também pela disseminação de outros dispositivos que tem seu acionamento baseado em corrente contínua, tais como os LEDs. Desta forma, é presumível utilizar sistemas CC diretamente na distribuição e conectar as unidades de geração e as cargas diretamente em CC, eliminando as conversões CC/CA e CA/CC. Outro fato importante em relação ao sistema elétrico é a dependência que se tem do sistema integrado, o qual se torna um problema quando a rede é interrompida e a ligação

entre geração e consumo é quebrada (REDFERN, 2014). Por isso a geração distribuída tem ganhado cada vez mais força.

Diante deste cenário de mudança no sistema elétrico, novos conceitos têm sido desenvolvidos, tais como as microrredes e, mais recentemente, as nanorredes. A microrrede é conceitualmente uma rede de pequena escala, formada por cargas que são interligados eletricamente e hierarquicamente controladas, capaz de operar como uma rede conectada a um sistema maior ou como uma rede intencionalmente isolada (ROCABERT et al., 2012). Por outro lado, a nanorrede pode ser definida como uma arquitetura de rede ainda menor, onde o gerador distribuído, as cargas e o armazenamento de energia são conectados e fazem parte da microrrede (SANCHEZ; SOLOOT; MOLINAS, 2016).

Um dos principais problemas apresentados pela nanorrede é a não padronização do nível de tensão a ser utilizado, considerando a segurança e a eficiência energética como prioridade. Diversos trabalhos apresentam o padrão de 48 V foi utilizado como o nível de tensão para nanorredes (ANAND; FERNANDES, 2010; MALKAWI; LOPES, 2016; PRABHAKARAN; AGARWAL, 2016; WEIXING LI et al., 2012). A tensão de 48 V é justificada pelo fato do valor de 60 V ser estabelecido internacionalmente como o limite superior para contato direto seguro em condições secas. De uma perspectiva de segurança é desejável que a faixa de tensão CC seja mantida abaixo destes 60 V. Desta forma o nível de 48 V foi escolhido para iluminação em nanorredes, pelo seu reconhecimento como uma tensão CC primária de acordo com a norma IEC-60038 (IEC, 2009).

Em contrapartida, o Código Elétrico Nacional (*National Electrical Code – NEC*) dos Estados Unidos determina que em sistemas de baixa tensão com condutores expostos, a tensão máxima não pode ultrapassar 30 V (NATIONAL FIRE PROTECTION ASSOCIATION, 2017). Desta forma, a *Emerge Alliance*, um consórcio comercial com sede na Califórnia, que definiu a distribuição de energia CC em edifícios comerciais, com um padrão de nanorredes CC de 24 V, independentemente do tipo de condutor utilizado. Assim, por não existir ainda um consenso do padrão da nanorrede CC, este trabalho utilizará os dois padrões de tensão para nanorredes CC mais difundidos atualmente, 24 V e 48 V.

## 1.2 Iluminação com LEDs

Inicialmente, os LEDs foram desenvolvidos apenas para a função de indicação. Entretanto, com o desenvolvimento da tecnologia, os LEDs aumentaram muito sua gama de aplicações. Atualmente os LEDs podem ser classificados em três tipos: LEDs indicadores,

LEDs de alto brilho e LEDs de potência. Os LEDs indicadores são utilizados principalmente para fazer a indicação do estado ativado ou desativado em equipamentos elétricos e eletrônicos. Os LEDs de alto brilho são utilizados em aplicações que não têm necessidade de reflexão de luz ou em aplicações de com baixa luminosidade, como em semáforos, painéis eletrônicos e lanternas. Possuem uma eficiência maior que a dos LEDs indicadores, o que permite a extração de um fluxo luminoso maior. Os LEDs de potência apresentam potências maiores ou iguais a 1 W, por este motivo, necessitam da utilização de um dissipador, sendo mais indicados para aplicações de iluminação pública (NOGUEIRA, 2013; SÁ JR., 2010).

Dentre as principais aplicações dos LEDs estão lâmpadas para iluminação de interiores e lâmpadas decorativas; aplicações na área de saúde, sistemas de iluminação de emergência e sistemas de iluminação pública (PINTO, 2012). A iluminação continua como a maior demanda do sistema elétrico, sendo um dos principais objetos de estudo dos pesquisadores (REDFERN, 2014). No cenário nacional, os sistemas de iluminação público e privado são responsáveis por 20% de todo o consumo de energia no país (ROCHA, 2015). Desse modo, a utilização de fontes de luz mais eficientes tem um papel significativo na redução do consumo de energia.

Durante anos a utilização de LEDs se restringiu à sinalização de acionamentos. Entretanto, nos últimos anos os LEDs se tornaram fontes luminosas capazes de substituir as lâmpadas convencionais em muitas aplicações, tais como: semáforos, painéis luminosos, projetos arquitetônicos de iluminação e sinalização automobilística. Os LEDs têm características que reforçam a vantagem de sua utilização em sistemas de iluminação, tais como, longa vida útil, maior resistência mecânica, sendo mais resistentes contra impactos e vibrações, maior facilidade e versatilidade para realizar o controle sobre a intensidade luminosa; não emitem radiação ultravioleta, que pode ser prejudicial à saúde humana e também reduz a atração de insetos. Além disso, não necessitam de tempo de aquecimento para ignição e a luz gerada é direcional, o que colabora para a redução das perdas por reflexão e da poluição luminosa, proporcionando uma distribuição mais eficiente do fluxo luminoso elevada eficácia luminosa e baixo custo de manutenção, diferente das lâmpadas tradicionalmente empregadas em sistemas de iluminação pública. Em relação à vida útil de um LED, a maioria dos fabricantes indica em suas folhas de dados algo próximo de 50.000 horas, com redução de 30% do fluxo luminoso nos LEDs quando acionados em potência nominal (ALMEIDA, 2014).

Em fevereiro de 2015, a Associação Brasileira da Indústria de Iluminação (ABILUX) divulgou medidas voltadas para a iluminação pública e para a iluminação privada

que têm como objetivo contribuir com a redução do consumo de energia no Brasil (ABILUX, 2015). Algumas dessas medidas são:

- Trocar os cerca de cinco (05) milhões de pontos de iluminação pública existentes com lâmpadas a vapor de mercúrio (50 lm/W) por luminárias modernas com LEDs (>100 lm/W) com controles inteligentes;
- Tornar obsoletas as lâmpadas a vapor de mercúrio, de luz mista e de indução magnética até 2020, devido ao seu conteúdo de mercúrio e por existirem lâmpadas substitutas mais eficientes;
- Modificar o programa da ANEEL - Distribuidoras de Energia Elétrica de subsídios ou gratuidade na substituição de lâmpadas incandescentes (14 lm/W), o qual hoje entrega lâmpadas fluorescentes compactas (50/60 lm/W) por lâmpadas LED (80/100 lm/W), minimizando o custo de energia para o consumidor menos favorecido e maximizando o resultado para o país;
- Tornar obsoletos os reatores magnéticos para lâmpadas fluorescentes, pois os eletrônicos economizam cerca de 70% de energia.

O Departamento de Energia dos EUA (U.S. DEPARTMENT OF ENERGY – DOE) e o Programa de Iluminação de Estado Sólido (*Solid-State Lighting (SSL) Program*) desenvolveram um estudo verificando o ciclo de vida dos LEDs antes de incentivar a adoção em massa destes produtos (DOE, 2012). O estudo do DOE utilizou para fins comparativos a “energia da vida útil” (*life-cycle energy*), que representa a quantidade de luz emitida por uma lâmpada durante sua vida, dada pelo produto do fluxo luminoso,  $\phi$ , em lúmens (*lm*), pela vida útil de uma lâmpada. O estudo mostrou que no ano de 2011 eram necessárias 22 lâmpadas incandescentes ou 3 fluorescentes para gerar o mesmo fluxo luminoso de 1 lâmpada LED durante sua vida útil. O estudo ainda mostrou que segundo as evoluções previstas para a produção das lâmpadas de LED, provavelmente essa eficiência aumentaria tornando a utilização de lâmpadas de LED muito mais proveitosa (DOE, 2012). Além disto, a melhoria de desempenho das lâmpadas tradicionais permanece praticamente estagnada, enquanto o desempenho da tecnologia LED tem melhorado ano a ano, o que está consolidando mais ainda a utilização de LEDs na iluminação.

A iluminação baseada na tecnologia de LEDs tem causado mudanças no conceito de iluminação. Com a utilização desta tecnologia, não existe uma única fonte luminosa emitindo fluxo luminoso para todos os lados, e sim um conjunto de LEDs emitindo fluxo luminoso de forma direcionada, com auxílio de todo o aparato óptico que compõe a luminária LED. Este

direcionamento do fluxo luminoso dos LEDs faz com que luminárias LED com fluxo luminoso de saída mais baixo podem produzir os mesmos níveis de iluminação que luminárias com outros tipos de lâmpadas (ROCHA, 2015). Há também a questão da resposta dinâmica do olho humano: fontes e luz com distribuição espectral mais concentrada em baixos comprimentos de onda, como é o caso dos LEDs de cor azul que apresentam temperatura correlata de cor entre 5700 K e 6500 K e produzem maior fluxo luminoso escotópico, portanto produzem uma melhor sensação de luminosidade em condições de baixa luminosidade (RODRIGUES, 2012).

Os LEDs também apresentam a vantagem em relação a outros tipos de lâmpadas tradicionais: têm seus reatores eletrônicos baseados em corrente contínua e, desta forma, podem integrados diretamente aos novos tipos de infraestrutura de rede CC (microrredes CC e nanorredes CC) que estão sendo bastante estudadas nos últimos anos.

Dentro deste contexto, a tecnologia da vez são os LEDs e devido às suas diversas vantagens, vêm sendo visto como o futuro para iluminação em geral. Essas melhorias ocorreriam principalmente na redução da potência instalada, reduzindo a demanda no sistema de energia elétrica, na qualidade de iluminação e na menor poluição luminosa. Todavia, um dos principais desafios para a utilização de LEDs na iluminação é o desenvolvimento de reatores que sejam adequados a elevada vida útil apresentada pelos LEDs. Em adição, os reatores devem também adequar os LEDs às normas internacionais e recomendações para iluminação. A norma internacional IEC 61000-3-2 Classe C estabelece os limites máximos para componentes harmônicos da corrente de entrada (IEC, 2014).

Para o acionamento dos LEDs são utilizados *drivers* eletrônicos. Os *drivers* são divididos basicamente em dois grupos: *drivers* passivos e *drivers* ativos. Os *drivers* passivos não contêm interruptores ativos, circuitos integrados, controladores ou fontes de alimentação auxiliares. Os *drivers* ativos além de poderem possuir todos estes elementos, também podem possuir circuitos de controle da corrente.

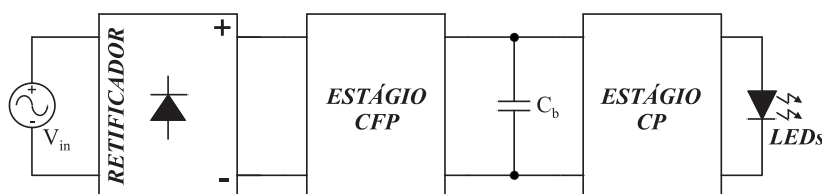
Os *drivers* passivos apresentam um tempo de vida mais longo, mais compatível com o tempo de vida dos LEDs, principalmente aqueles que não utilizam capacitores eletrolíticos. Os *drivers* passivos são mais simples, pois trabalham na frequência da rede elétrica ou no dobro desta frequência, porém isto os tornam mais volumosos. Além disso, estes tipos de *drivers* são incapazes de proporcionar uma regulação da corrente nos LEDs e, por este motivo, não são muito utilizados no acionamento de LEDs (LI et al., 2013). Entretanto, o emprego de soluções passivas, apesar de pouco comuns no acionamento de LEDs, está presente na literatura (ALONSO et al., 2012; LEE; KIM; RIM, 2011; LEE et al., 2015).

Os *drivers* com conversor ativo são os mais utilizados em luminárias comerciais que empregam LEDs. Neste tipo de driver, funções como correção do fator de potência, dimerização, isolamento e circuitos de proteção de faltas podem ser facilmente incorporadas (LI et al., 2016). O controle da corrente de saída destes conversores tem a função de fazer com que a corrente nos LEDs permaneça constante, mesmo que ocorram variações na rede elétrica, nas características da carga ou do conversor. Além do mais, o controle pode também ser utilizado para a dimerização, ou controle do fluxo luminoso emitido pelos LEDs.

Os *drivers* ativos geralmente são subdivididos em duas categorias principais: *drivers* ativos de estágio único e *drivers* ativos de duplo estágio. Entretanto, existem ainda na literatura os conversores com integração de estágios, onde ocorre a substituição de dois interruptores por um único interruptor. As topologias de estado único apresentam a vantagem de utilizar poucos componentes, ou seja, menor volume e maior densidade de potência. Outra vantagem desta configuração é o fato da energia ser processada apenas uma vez, resultando em um alto rendimento no acionamento dos LEDs.

A proposta de se utilizar mais de um conversor para processar a energia da rede para os LEDs com um driver de estágio duplo está sendo estudada consideravelmente (ALMEIDA et al., 2013, 2015; ALONSO et al., 2011; ARIAS et al., 2012; LIN et al., 2017). Nesta configuração de drivers, um conversor fica responsável pelo estágio de correção do fator de potência (CFP) e outro pelo estágio de controle de potência (CP) do LED, como mostrado na Figura 1.1.

Figura 1.1 - Topologia ativa duplo estágio para LEDs.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Como os estágios são independentes, é possível aumentar a tensão de saída do CFP, permitindo uma maior ondulação e, conseqüentemente, diminuir o capacitor a ser utilizado. Isto é suficiente para que não seja necessária a utilização de capacitores eletrolíticos (ARIAS; VAZQUEZ; SEBASTIÁN, 2012). Entretanto, como a proposta deste trabalho é a aplicação de LEDs em nanoredes CC, a utilização de um conversor para CFP não é necessária, o que faz com que o estágio CFP seja eliminado, além também do estágio de retificação, como é ilustrado na Figura 2.4. Esta redução de estágio pode possibilitar um aumento do rendimento do sistema,

como apresentam conversores integrados a nanorredes CC presentes na literatura (CECATI et al., 2017; FERREIRA et al., 2017). No entanto, a utilização de LEDs em nanorredes CC tem a vantagem de não apresentar estes problemas de fator de potência e distorção harmônica, que são inerentes aos sistemas CA. A Figura 1.2 mostra como é a topologia utilizada pelas nanorredes para acionar LEDs.

Figura 1.2 - Topologia aplicada a nanorredes para acionamento de LEDs.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Outro problema apresentado pelos sistemas de iluminação é o efeito de cintilamento, que é a impressão visual da variação do fluxo luminoso. O fenômeno causado por esta variação é chamado de *flicker* que pode ser definido como uma mudança rápida e repetida ao longo do tempo no brilho da luz. Há trabalhos que comprovaram que o *flicker* é prejudicial à saúde humana, provocando um aumento na incidência de dores de cabeça e até ataques epiléticos em pessoas suscetíveis (WILKINS et al., 1989; WILKINS; VEITCH; LEHMAN, 2010). A *IEEE Power Electronics Society* (2015) recomenda quais os níveis de *flicker* para várias faixas de frequência. Entretanto, para frequências acima de 1250 Hz, não há nenhuma restrição em relação ao percentual de *flicker*. Desta forma, em sistema CC, não há preocupação com este fenômeno.

Os reatores para acionamento de LEDs relativamente compactos e com um rendimento elevado são a tendência para a consolidação da tecnologia de iluminação. Uma técnica que vem sendo estudada para o acionamento de LEDs é a dos conversores CC-CC com capacitores comutados (*Switched Capacitor – SC*) (MARTINS et al., 2015). Estes conversores se caracterizam pelo baixo peso, volume reduzido e elevada densidade de potência. Os conversores *SC* tradicionais podem atuar como abaixadores, elevadores ou inversores, podendo ser utilizados como reatores para os LEDs. No entanto, os conversores *SC* tradicionais podem apresentar alta interferência eletromagnética (EMI), ondulação de alta tensão de saída e maiores perdas, se usado em alta potência (WU et al., 2016). Os conversores *SC* tradicionais estão limitados à utilização em vários miliwatts ou, no máximo, a dezenas de watts (MARTINS et al., 2017; SHUAI et al., 2010; YEUNG et al., 2002, 2004). Para manter a tensão de saída constante, geralmente os conversores *SC* utilizam capacitores com valores elevados, o que pode



aumentar o volume do circuito. Um dos maiores problemas apresentados por estas estruturas é o carregamento do capacitor comutado sem a limitação da sua derivada de corrente.

Para resolver os problemas apresentados pelos conversores *SC* convencionais, variações destas topologias foram propostas, denominadas de Conversores com Capacitor Comutado Ressonante (*Resonant Switched Capacitor - RSC*) (EMRANI; FARZANEHFARD, 2011; MARTÍNEZ; ALONSO, 2015). Estes conversores utilizam um pequeno indutor ressonante em série com o capacitor comutado, o que possibilita que o conversor opere com comutação sob corrente nula (*Zero Current Switching – ZCS*) (BEIRANVAND, 2016; HWU; JIANG, 2016; JABBARI, 2011; LING GU; KE JIN, 2012), ou, algumas vezes com comutação sob tensão nula (*Zero Voltage Switching – ZVS*) (SÁ JR., 2010). As comutações *ZVS* e *ZCS*, por reduzirem as perdas de comutação, permitem que a frequência de operação do sistema seja elevada, levando à redução de peso e volume, características muito importantes quando se deseja compactar sistemas, como no caso dos circuitos eletrônicos para LEDs. Além disso, pode ser reduzida a interferência EMI e melhorar a regulação da tensão de saída. Desta forma os conversores *RSC*, devido às suas características, têm se mostrado bem adequados para a utilização com LEDs.

Este trabalho apresentará duas variações de um conversor *RSC*, operando com comutação suave para acionar LEDs de potência, projetados para serem conectados na iluminação de nanorredes CC em dois padrões de tensão (24 V e 48 V). A proposta também apresenta a entrada em condução e o bloqueio dos interruptores em *ZCS* e o bloqueio em *ZVS*. Além disto, é conseguida a estabilização da potência fornecida aos LED sem sensor de corrente, o que difere dos conversores *RSC* convencionais.

### **1.3 Objetivo e estruturação do trabalho.**

Este trabalho tem como objetivo o estudo e desenvolvimento experimental de conversores para acionamento de LEDs que podem ser aplicados à nanorredes CC. A padronização da tensão das nanorredes CC ainda não está definida pela literatura, de modo que, foram desenvolvidos conversores para 24 V e 48 V, que são os padrões mais difundidos atualmente para sistemas de baixa tensão. A dissertação está dividida em seis capítulos, apresentando conceitos básicos do tema, revisão bibliográfica, análise matemática, simulações, resultados experimentais e conclusões.

O primeiro capítulo traz uma visão geral do sistema elétrico atual, mostrando o cenário de mudança que está ocorrendo nos conceitos de transmissão e distribuição de energia.

Além disto, mostra a vantagem do uso dos LEDs na iluminação e os maiores desafios para a consolidação desta tecnologia, demonstrando a relevância do tema abordado.

O segundo capítulo analisa os conversores CC-CC que estão sendo apresentados atualmente na literatura para acionamento de LEDs. A partir do estudo realizado é proposto o desenvolvimento de um conversor básico abaixador ressonante com capacitor comutado como reator para LEDs, o qual pode ser aplicado para iluminação em nanorredes CC de 24 V. Ainda neste capítulo é feita uma revisão dos conversores que estão sendo estudados na literatura para equalização de corrente nos LEDs. São mostradas as vantagens e desvantagens dos conversores e, ao final do capítulo é proposta uma variação do conversor básico que possibilita a equalização de potência em LEDs.

O terceiro capítulo traz as análises dos conversores propostos. O capítulo mostra as análises qualitativas e quantitativas do conversor, além de serem realizadas simulações iniciais com a finalidade de validar a proposta. As características e parâmetros elétricos da luminária são apresentados. Ainda são mostrados os cálculos dos esforços de corrente e tensão do circuito.

O Capítulo 4 mostra as análises qualitativas e quantitativas do conversor, além de serem realizadas simulações iniciais com a finalidade de validar a proposta. As características e parâmetros elétricos da luminária são apresentados. Os resultados experimentais do conversor básico são mostrados. No decorrer do capítulo ainda são apresentados as análises e o desenvolvimento do conversor *RSC* com equalização de potência nos LEDs. No final do capítulo, são apresentados os resultados experimentais dos protótipos.

No Capítulo 5 são apresentadas as conclusões, considerações finais e sugestões de trabalhos futuros.

## 2 CONVERSORES PARA ACIONAMENTO DE LEDs

### 2.1 Introdução

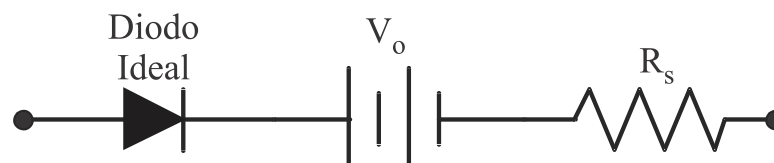
Os conversores mais utilizados tradicionalmente para acionar os LEDs são os conversores que utilizam modulação PWM, como o *buck-boost*, o *flyback*, e os conversores série ressonantes. Entretanto, diversas outras topologias vêm sendo estudadas para o acionamento desses LEDs. Este capítulo tem por objetivo apresentar os *drivers* utilizados no acionamento de LEDs de potência, sendo analisadas as principais características necessárias para estabilizar e controlar as correntes dos *drivers* para LEDs. Também serão analisados os conversores com capacitor comutado (*Switched Capacitor - SC*) e com capacitor comutado ressonante (*Resonant Switched Capacitor - RSC*) utilizados para acionamento de LEDs.

Os conversores *SC* tradicionais consistem em diodos, interruptores e capacitores. Esses conversores não usam nenhum indutor e os capacitores comutados são pequenos. Isso leva a uma alta densidade de potência do conversor, tornando-o muito atraente para as aplicações em sistemas de iluminação com LEDs. Entretanto, esses conversores apresentam desvantagens de regulação de tensão de saída pouco eficiente, bem como baixo rendimento e alta EMI devido a perdas de comutação.

### 2.2 Modelo Elétrico do LED

Em SÁ Jr. (2010), o modelo elétrico simplificado do LED foi apresentado. A Figura 2.1 ilustra este modelo. Assim, pode-se observar que a tensão sobre o LED é variável de acordo com sua corrente direta. Esta simplificação será utilizada para simular o circuito proposto neste trabalho.

Figura 2.1 - Modelo elétrico simplificado do LED.



Fonte: (SÁ JR. 2010).

## 2.3 Conversores CC-CC para acionamentos de LEDs de Potência

Os estudos sobre os conversores para acionamento de LEDs têm se concentrado na busca por redução de peso e volume, por alto rendimento, por elevada densidade de potência e por baixo custo, além de apresentar insensibilidade a distúrbios da rede ou da carga e imunidade a interferências eletromagnética. Como o desempenho dos LEDs será influenciado pelos drivers, os pesquisadores mostraram um interesse crescente em otimizar os drivers. Embora os problemas, como o balanceamento de corrente, a eliminação de capacitores eletrolíticos e a melhoria das topologias, não sejam novos, a tendência de alta eficiência e alta eficiência de drivers de LED deu origem a desafios adicionais (WANG; ALONSO; RUAN, 2017). Segundo (IOINOVICI, 2001), podem ser definidos dois grupos de circuitos que são utilizados para acionar LEDs: os *drivers* e os equalizadores de corrente.

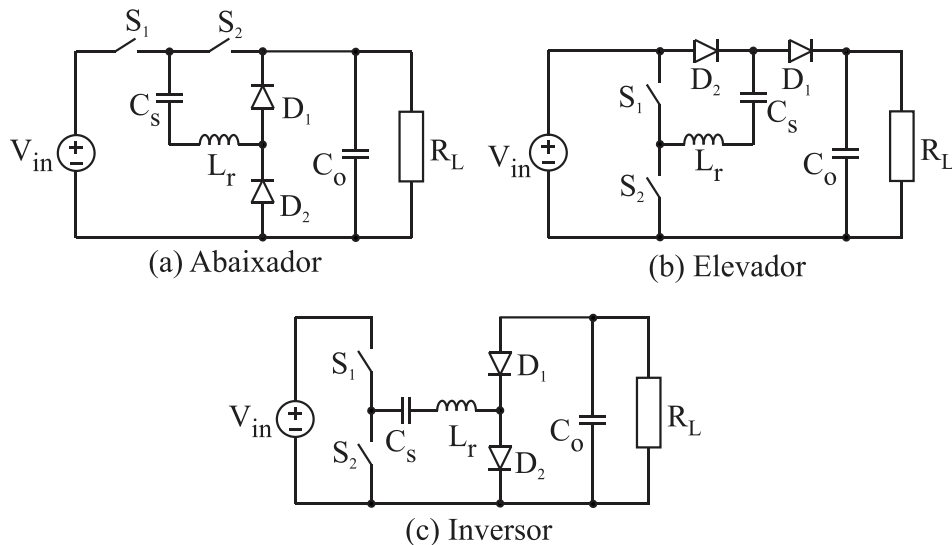
### 2.3.1 Conversores SC

Nos últimos anos, os conversores *SC* tradicionais têm ganhado destaque no acionamento de LEDs de Potência. Os primeiros conversores *SC* foram desenvolvidos em 1990, por um grupo de pesquisadores japoneses (MARTINS et al., 2017). Os conversores *SC* convencionais são reatores CC-CC que utilizam apenas interruptores e capacitores. Estes últimos são utilizados como elementos de armazenamento de energia, para fornecer um valor de tensão de saída requerido (TURHAN; HENDRIX; DUARTE, 2015). Os conversores *SC* estão disponíveis em três topologias principais, com várias combinações de interruptores e capacitores: o abaixador, o elevador e o inversor.

O conversor *SC* convencional apresenta ausência de dispositivos magnéticos e desta forma, possibilita um tamanho reduzido para os *drivers* de LED. Entretanto, estas estruturas têm algumas desvantagens inerentes como uma relação de conversão discreta e uma transferência de energia ineficientes (MARTÍNEZ; ALONSO, 2015; MARTINS et al., 2015). Outras desvantagens deste tipo de conversor são alta ondulação de tensão de saída e perdas elevadas, se utilizados em alta potência, uma vez que as corrente de carga e descarga dos capacitores são limitadas apenas pelas resistências internas dos dispositivos (MARTÍNEZ; ALONSO, 2015).

A Figura 2.2 mostra três tipos básicos dos conversores *SC* apresentados por (MARTÍNEZ; ALONSO, 2015).

Figura 2.2 - Tipos básicos dos conversores SC.



Fonte: Adaptado de (CHENG, 1998; YEUNG et al., 2002).

No conversor *SC* abaixador, durante a primeira etapa o interruptor  $S_1$  e o diodo  $D_2$  estão conduzindo, a fonte de entrada  $V_{in}$  carrega o capacitor comutado  $C_s$  e fornece energia para a saída. Quando o interruptor  $S_2$  e o diodo  $D_1$  estão conduzindo, o capacitor  $C_s$  está descarregando e a saída é alimentada apenas pelo capacitor  $C_o$ . Desse modo, tem-se uma tensão na saída menor do que  $V_{in}$ .

Para conversor *SC* elevador, quando  $S_2$  está ligado e  $S_1$  está desligado, o capacitor comutado,  $C_s$ , é carregado até a fonte de tensão  $V_{in}$ , através de  $D_1$ . Neste modo de operação,  $C_o$  é descarregado para a carga. No modo de operação de descarga,  $S_1$  está ligado e  $S_2$  está desligado. Assim, a carga é alimentada por  $V_{in}$  e pelo capacitor,  $C_s$ , através de  $D_2$ . Assim, é gerada uma tensão de saída de  $2V_{in}$ .

No conversor *SC* inversor quando  $S_1$  e  $D_2$  estão conduzindo o capacitor  $C_s$  é alimentado pela fonte de entrada. Quando  $S_2$  e  $D_1$  estão conduzindo o capacitor  $C_s$  transfere energia para a carga. Devido a polarização do diodo  $D_1$  a carga é alimentada com  $-V_{in}$ , ou seja,  $V_o = -V_{in}$ .

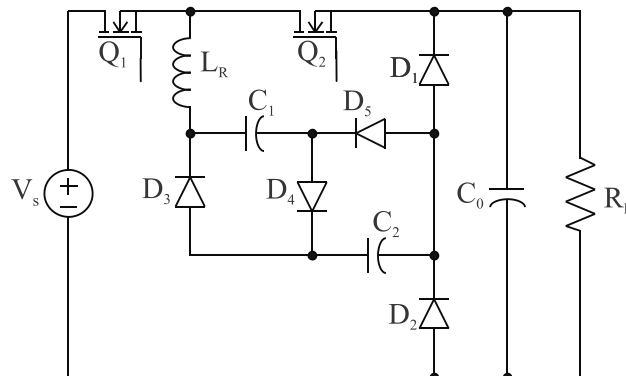
Os conversores *SC* convencionais apresentam perdas principalmente nas resistências internas dos interruptores em alta frequência, que causam picos de corrente nestes dispositivos, além de poderem apresentar uma elevada interferência eletromagnética. Desta forma, visando a redução destes picos de corrente, diversos autores propõem a utilização de um pequeno indutor, o qual forma um circuito ressonante com o capacitor comutado (CHENG, 1998; YEUNG et al., 2002). Esta estrutura, chamada de capacitor comutado ressonante (*Resonant Switched Capacitor – RSC*) permitiu que os conversores operassem sob comutação

em corrente nula (*Zero Current Switching – ZCS*), o que fez reduzir as perdas de comutação e a interferência eletromagnética.

### 2.3.2 Conversores RSC

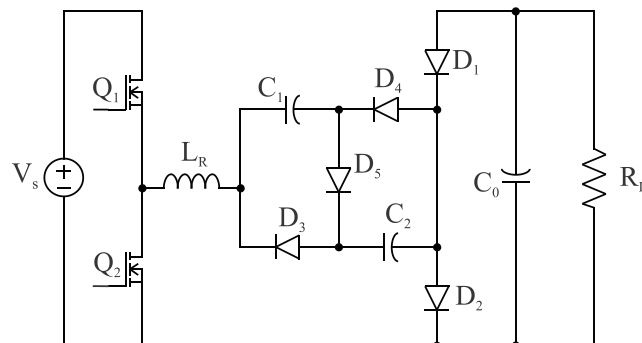
No trabalho de (YEUNG et al., 2002) foram apresentados os conversores abaixador e inversor com a possibilidade de se obter ganhos de tensão fracionários, com uma estrutura semelhante ao circuito *valley-fill*. Para cada célula adicionada têm-se mais uma fração do ganho de tensão. A Figura 2.3 mostra o conversor abaixador com a adição de uma célula. Para estas configurações têm-se o ganho de  $1/3$ . Já para o circuito inversor, cujo ganho de tensão é de  $-1$ , ao adicionar uma célula o ganho passa a ser  $-1/2$ , ao adicionar duas células o ganho passa a ser  $-1/3$  e ao adicionar  $n$  células tem-se o ganho de  $-1/n$ , assim como no conversor abaixador. Na Figura 2.4 é ilustrado o conversor inversor de tensão com a adição (a) de uma célula.

Figura 2.3 - Conversor abaixador com ganho de tensão igual a  $1/3$ .



Fonte: Adaptado de (YEUNG et al., 2002).

Figura 2.4 - Conversor inversor com ganho de tensão igual a  $-1/2$ .

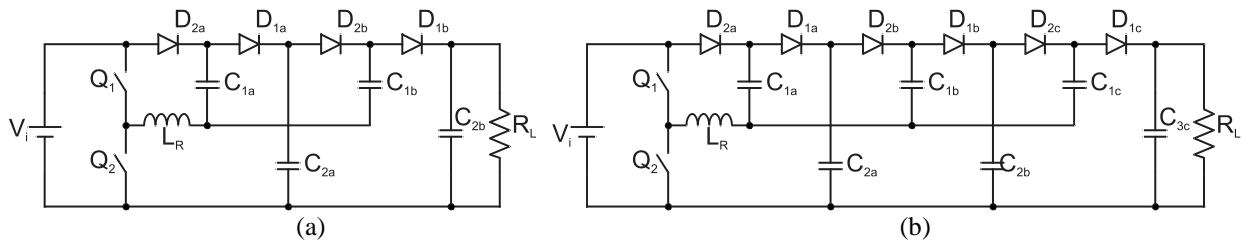


Fonte: Adaptado de (YEUNG et al., 2002).

Em (YEUNG et al., 2004) é mostrado o estudo da família de conversores *SC* ressonantes baseado em Yeung et al. (2002), no qual o conversor elevador também apresenta

diversos ganhos de tensão, com a adição de células multiplicadoras de tensão, composta por dois capacitores e dois diodos. Na Figura 2.5 é ilustrado o conversor elevador de tensão com a adição (a) de uma célula, e (b) de duas células, nestas configurações o conversor apresenta um ganho de tensão equivalente a 3 e a 4, respectivamente.

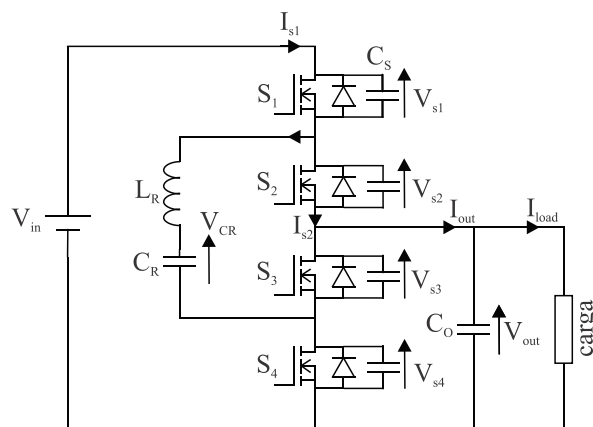
Figura 2.5 - Conversor elevador com ganho de tensão igual a 3 (2.12a) e a 4 (2.12b).



Fonte: Adaptado de (SANO; FUJITA, 2011).

A Figura 2.6 mostra o conversor apresentado por (SANO; FUJITA, 2011), que atua como abaixador. O conversor consiste de dois inversores meia-ponte e um circuito série ressonante  $L_r C_r$ . O indutor  $L_r$  promove uma diminuição das correntes de pico do circuito, além de reduzir as perdas de energia e as interferências EMI. O conversor apresentou um rendimento elevado, entretanto, é utilizado um Controle de Mudança de fase para no circuito, que pode aumentar a complexidade da aplicação. Além disto, o conversor foi projetado para potências elevadas e operou com uma frequência de comutação de 20 kHz, o que pode aumentar peso e volume do circuito.

Figura 2.6 – Conversor  $RSC$  abaixador proposto por (SANO; FUJITA, 2011).

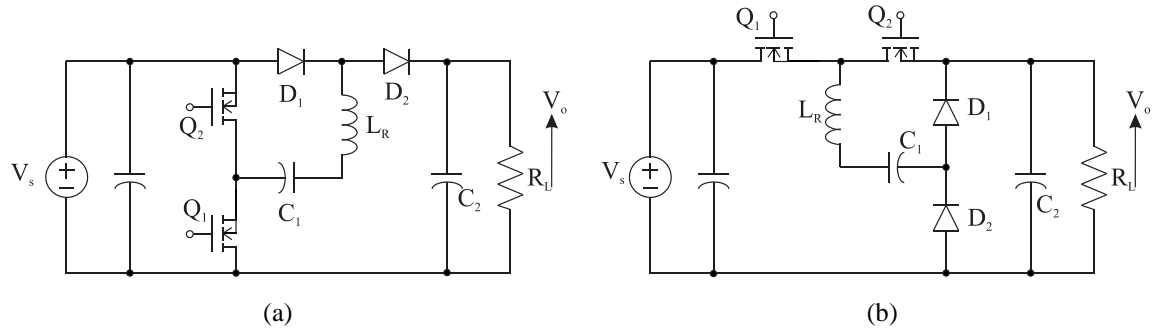


Fonte: Adaptado de (CHENG; YE, 2015).

Em (CHENG; YE, 2015) são propostas diversas topologias de conversores derivados do  $SC$ . A Figura 2.7(a) mostra o conversor elevador em que o ganho da saída é 2 e a Figura 2.7(b) mostra o conversor abaixador que apresenta ganho de  $\frac{1}{2}$ . Estes conversores apresentam comutação ZCS, o que possibilita o aumento do seu rendimento, entretanto, o

controle para manter a corrente de saída constante pode aumentar a complexidade do sistema, devido à sua configuração.

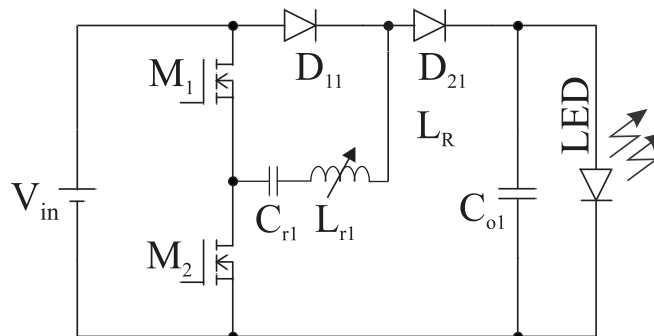
Figura 2.7 – (a) Conversor elevador e (b) circuito abaixador, propostos por (CHENG; YE, 2015).



Fonte: Adaptado de (MARTINS et al., 2017).

A Figura 2.8 mostra o conversor proposto por (MARTINS et al., 2017) que é uma variação do conversor *RSC* elevador tradicional, substituindo apenas o indutor ressonante por um indutor variável. A relutância do núcleo é variada e a indutância diferencial do indutor é variada. Assim, a frequência de ressonância pode ser controlada, de acordo com o valor de indutância. O controle do conversor é feito mantendo-se a frequência de comutação constante e variando-se a frequência de ressonância, assim as perdas de comutação são controladas. Entretanto, este controle pode aumentar a complexidade do sistema.

Figura 2.8 – Conversor *RSC* com indutor variável proposto por (MARTINS et al., 2017).

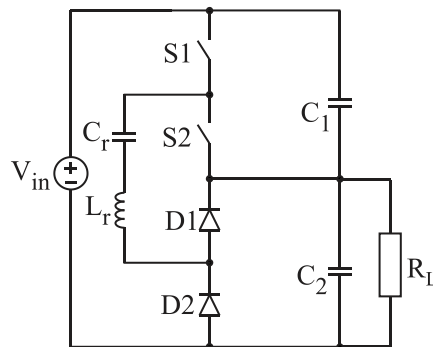


Fonte: Adaptado de (CUK, 2011).

O circuito mostrado na Figura 2.9 foi proposto na patente US 20110057640-A1 (CUK, 2011). A patente apresenta um conversor CC-CC em que há capacitor com a adição de um indutor ressonante em série. Entretanto, este conversor utiliza um valor de capacitância elevado, que pode gerar um aumento de peso e volume do circuito.



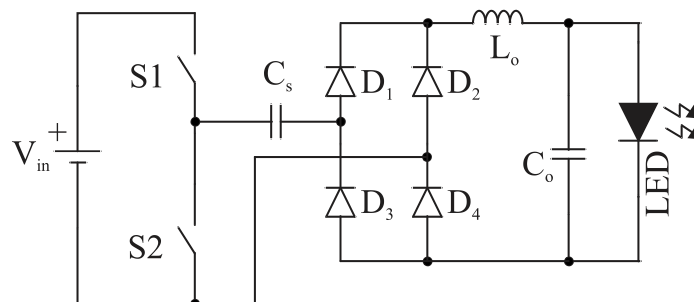
Figura 2.9 – Conversor *RSC* abaixador proposto por (CUK, 2011).



Fonte: Adaptado de (CUK, 2011).

Em (MIRANDA, 2012) é apresentado o estudo de um conversor CA-CC com capacitor chaveado para LEDs de potência. Este conversor é a combinação de um conversor *half-bridge* em série com um *buck* com acoplamento intermediário de um capacitor comutado. O indutor  $L_o$  foi projetado para operar no MDC, possibilitando a comutação suave dos interruptores em corrente nula. A Figura 2.10 mostra o circuito *RSC* básico proposto por (MIRANDA, 2012).

Figura 2.10 - Conversor *RSC* para LEDs proposto (MIRANDA, 2012).



Fonte: Adaptado de (MIRANDA, 2012).

Diferente dos outros conversores apresentados, neste o indutor não é posicionado em série com o capacitor comutado. Desta forma, pode-se diminuir os reativos causados entre indutor e capacitor, e diminuir o volume, possibilitando uma redução de custos do conversor.

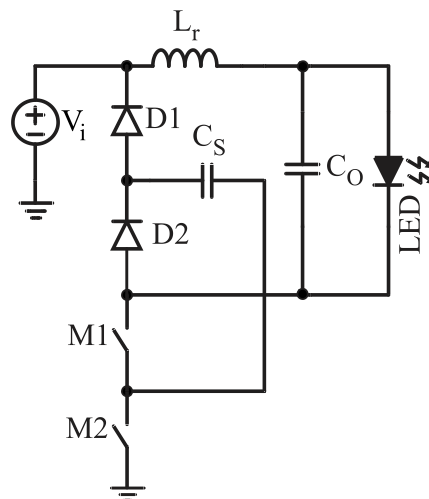
## 2.4 Conversor CC-CC abaixador *RSC* para acionamento de LEDs

Este trabalho apresenta o estudo de um conversor CC-CC para acionamento de LEDs que possa ser aplicado em nanorredes CC para iluminação baseado nos conversores *RSC*. Nesta proposta, um indutor é inserido em série com o capacitor comutado para permitir a

completa carga e descarga do capacitor comutado  $C_s$ . A energia armazenada em  $C_s$  é transferida para a carga e os interruptores operam de forma complementar.

A Figura 2.11 mostra o circuito básico do conversor *RSC* proposto. A proposta uniu a estrutura apresentada por Cuk (2011), com o princípio utilizado por Miranda (2012), em que o indutor é reposicionado na saída do conversor. Entretanto, a proposta proporciona uma redução de 2 diodos em relação à Miranda (2012). A adição do indutor  $L_r$  em série com o capacitor comutado  $C_s$ , faz com as perdas no circuito são reduzidas, pois haverá um elemento limitador de corrente durante a carga de  $C_s$ . O capacitor de saída  $C_o$  tem a função de garantir a característica de fonte de tensão dos LEDs. O conversor foi projetado também para proporcionar que os interruptores comutem com corrente nula (ZCS), além de desligarem em tensão nula (ZVS – *Zero Voltage Switching*), diferente dos conversores *RSC* tradicionais.

Figura 2.11 – Circuito básico do conversor *RSC* proposto.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Considerando a tensão de entrada e a frequência de comutação constantes, a potência média transferida para a carga é somente dependente do valor da capacitância de  $C_s$ , devido ao baixo valor de indutância utilizado. A tensão no capacitor de saída não influencia a potência média transferida para a carga e a variação da tensão direta no LED, devido à temperatura, não afeta a potência aplicada no LED. Outra característica deste conversor é possibilidade de estabilizar a potência de saída em malha aberta. Todas as características do conversor serão analisadas posteriormente no Capítulo 3.

O conversor básico proposto foi projetado para ser aplicado numa nanorrede CC de 24 V. Entretanto, esse padrão de tensão dificulta a utilização de LEDs com potência maiores. Geralmente vários módulos são ligados em paralelo para aumentar ainda mais a potência. Entretanto, um dos problemas apresentados quando se utilizam módulos em paralelo é o

desequilíbrio de corrente nos ramos de LED, o que leva há uma distribuição não uniforme da luminosidade. Por isso, o estudo de conversores que possam proporcionar a equalização de corrente nos tem ganhado atenção.

## **2.5 Conversores para Equalização de Potência nos LEDs.**

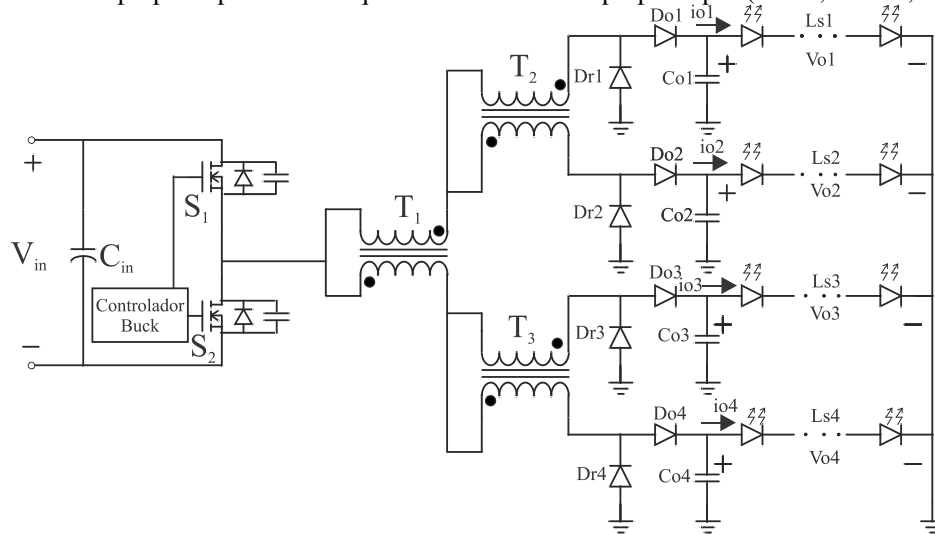
Os circuitos equalizadores de corrente são utilizados devido à necessidade de ligar vários módulos de LED em paralelo com distribuição igual de corrente. Uma vez que a tensão e a corrente direta dos LEDs estão exponencialmente relacionadas, uma pequena variação de tensão pode causar uma elevada variação de corrente (ZAPATA; MEYNARD; KOURO, 2017). Como a luminosidade dos LEDs é proporcional à sua corrente direta, tornou-se um consenso de que os LEDs deveriam ser conduzidos com corrente constante.

Em geral, a equalização de corrente nos vetores de LEDs se faz necessária para obtenção de um brilho uniforme (KIM et al., 2014; LIN et al., 2014). Em aplicações de luz de fundo o brilho uniforme é essencial (HWU; CHOU, 2009) e quando um vetor LED é danificado seu funcionamento é prejudicado, mas não necessariamente com prejuízo ao usuário. Entretanto, em aplicações para iluminação em geral, uma iluminância média para cada tarefa não pode estar abaixo dos valores recomendados pela NBR-ISO-CIE-8995-1-2013. Assim, quando um ou mais LEDs são danificados a luminância passa a apresentar valores de iluminância inferiores aos admitidos para o ambiente de trabalho. Para que uma luminária LED apresente brilho uniforme, os vetores de LEDs devem apresentar níveis de potência equalizados.

Geralmente, os LEDs são conduzidos longe de suas capacidades máxima de corrente. Desta forma, se o conversor atuar para manter a potência dos vetores de LEDs constante, a corrente nos LEDs se elevará respeitando sua capacidade máxima de corrente. Assim o nível de iluminância será mantido.

A técnica de equalização proposta por (HWU; CHOU, 2009), mostrada na Figura 2.12, utiliza um indutor acoplado ou um transformador como componente passivo para realizar a equalização de corrente. Entretanto, é relativamente difícil controlar com precisão a corrente de cada ramo devido aos parâmetros parasitários. Além disso, o arranjo é complicado devido à interligação necessária entre as diferentes matrizes. Também requer magnéticos adicionais para cada ramo de LEDs, o que geralmente aumenta as perdas do circuito.

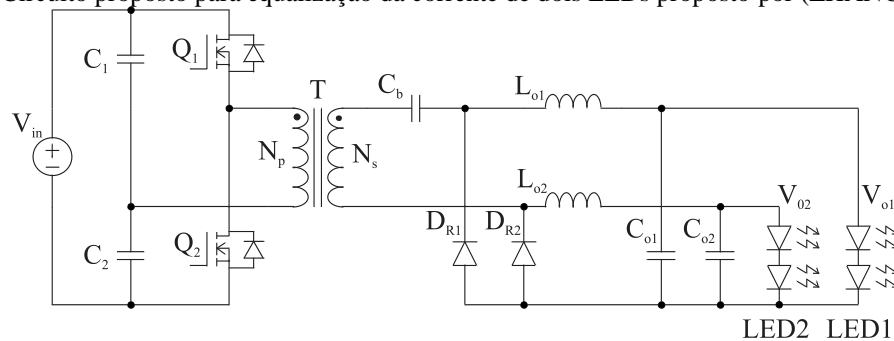
Figura 2.12 – Circuito proposto para acionar quatro ramos de LEDs proposto por (HWU; CHOU, 2009).



Fonte: Adaptado de (ZHANG et al., 2011).

O método proposto por (ZHANG et al., 2011), mostrado na Figura 2.13, separa a corrente CA em seus semiciclos positivo e negativo. As correntes médias retificadas nos dois semiciclos são naturalmente equalizadas para acionar dois ramos de LEDs. Entretanto, devido ao período duplicado, os filtros podem se tornar mais volumosos. Além disto, nesta configuração os LEDs estão configurados em série, sendo que se um dos LEDs falhar, o outro também desliga.

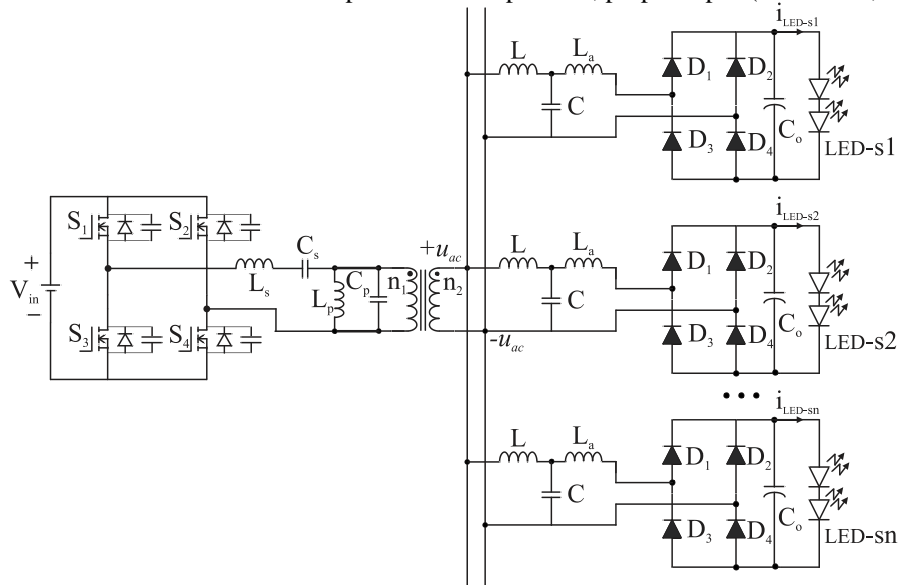
Figura 2.13 – Circuito proposto para equalização da corrente de dois LEDs proposto por (ZHANG et al., 2011).



Fonte: Adaptado de (LUO et al., 2014).

Na Figura 2.14 é mostrado o circuito equalizador de corrente para LEDs proposto por (LUO et al., 2014). O conversor é composto de um inversor ressonante e a quantidade de retificadores LCL-T que forem necessários. O conversor apresentou um rendimento de 91.9% é considerado elevado devido às características de comutação suave. Entretanto, a principal desvantagem do conversor é que o balanceamento das correntes de saída é dependente da tolerância dos componentes ressonantes LCL-T, o que exige componentes com melhor qualidade e, conseqüentemente, aumenta o custo do circuito.

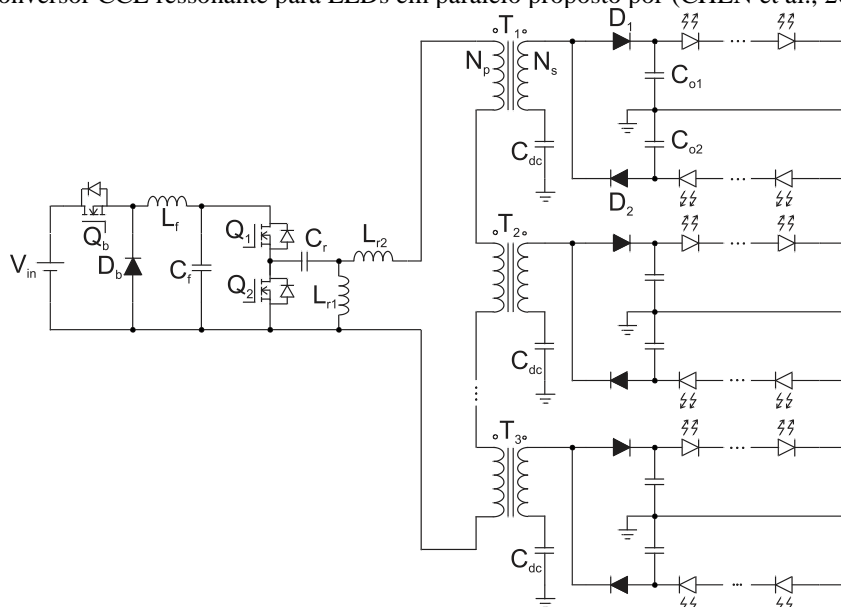
Figura 2.14 – Conversor LCL-T ressonante para LEDs em paralelo, proposto por (LUO et al., 2014).



Fonte: Adaptado de (CHEN et al., 2015).

Na Figura 2.15 é mostrado um conversor de dois estágios para equalizar a corrente de LEDs, proposto por (CHEN et al., 2015). O driver consiste de um conversor *buck* como o primeiro estágio e um conversor ressonante como o segundo estágio. O conversor ressonante funciona em ZVS lado primário e apresenta uma boa equalização de corrente entre os LEDs mesmo em cargas muito desequilibradas. Além disso, o conversor funciona na frequência de ressonância para alcançar um alto rendimento, o qual foi de 94,6%. Entretanto, o conversor necessita de uma malha de controle para manter a corrente nos LEDs constante, a qual pode tornar o circuito mais complexo. Além disto, apresenta um número elevado de magnéticos que podem diminuir o rendimento do sistema.

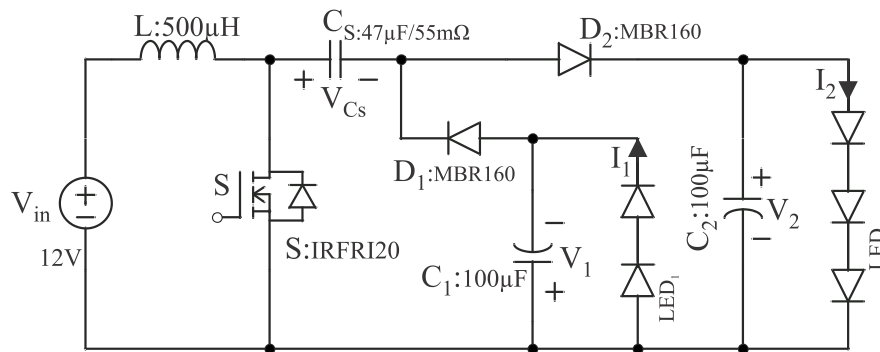
Figura 2.15 – Conversor CCL ressonante para LEDs em paralelo proposto por (CHEN et al., 2015).



Fonte: Adaptado de (YE et al., 2015).

Em (YE et al., 2015) são propostas várias topologias de conversores para equalizar as correntes de LEDs, baseados nos conversores tradicionais *boost* e *buck-boost* e nas suas versões com isolamento de entrada. As topologias propostas utilizam também técnicas de capacitores comutados ressonante e não ressonante para melhorar o desempenho dos conversores. A Figura 2.16 mostra um conversor para equalização de corrente baseado no conversor *buck-boost*, o qual utiliza um capacitor comutado  $C_s$  para igualar a carga entre os ramos de LEDs. O conversor utiliza apenas um interruptor e um indutor para regular as correntes de saída, reduzido tamanho e custo.

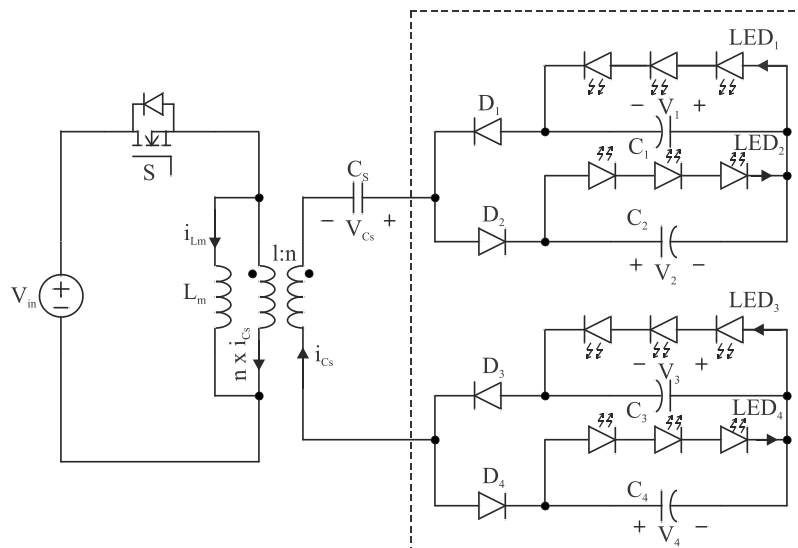
Figura 2.16 – Circuito para equalização de corrente de LEDs proposto por (YE et al., 2015).



Fonte: Adaptado de (YE et al., 2015).

Outro dos circuito apresentados por (YE et al., 2015), mostrado na Figura 2.17, que é derivado do conversor *boost* isolado, substituindo o indutor por um transformador isolado. Esta mudança faz com que seja diminuído o número de componentes e faz com que o driver tenha volume e custo reduzidos.

Figura 2.17 – Circuito isolado para equalização de corrente de LEDs proposto por (YE et al., 2015).

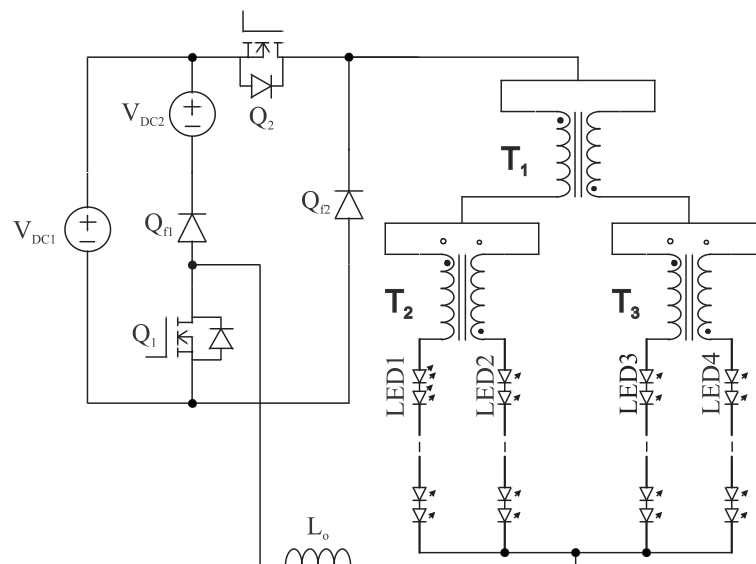


Fonte: Adaptado de (YE et al., 2015).

Os conversores apresentados por (HWU; JIANG; HSIAO, 2016) exigem um circuito de controle relativamente complexo. Também são utilizados capacitores eletrolíticos no circuito, que podem reduzir consideravelmente a vida útil do conversor.

A Figura 2.18 mostra um driver de LED proposto por (HWU; JIANG; HSIAO, 2016) para equalizar as correntes de ramos de LEDs paralelos. O conversor é construído com um interruptor principal, Um interruptor para dimerização dos LEDs, dois diodos de roda livre, um indutor, três transformadores e quatro ramos de LEDs LS1, LS2, LS3 e LS4. Nesta configuração, as corrente dos LEDs são balanceadas pelos transformadores diferenciais. Além disto, o interruptor Q2 pode controlar a corrente dos LEDs e, conseqüentemente, fazer sua dimerização. Entretanto, a utilização de vários magnéticos pode prejudicar o rendimento do circuito.

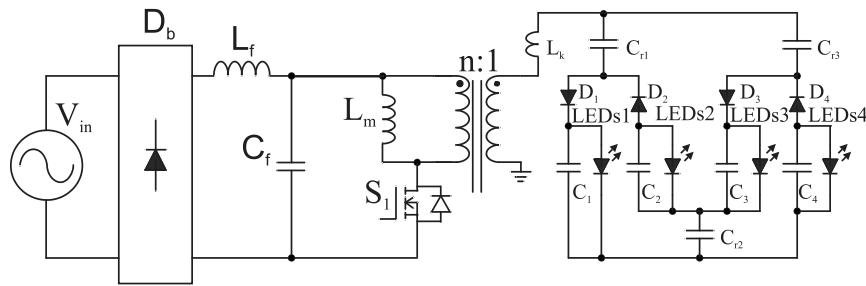
Figura 2.18 – Equalizador de correntes proposto por (HWU; JIANG; HSIAO, 2016).



Fonte: Adaptado de (LIU et al., 2017).

A Figura 2.19 mostra um conversor para LEDs com 4 saídas que é a combinação de um conversor PFC ressonante e um circuito passivo composto por capacitores ressonantes do lado do secundário. O controle de corrente é implementado em apenas uma das saídas, sendo que as outras correntes de saída do conversor são controladas pelo balanceamento de corrente passivo que o circuito proporciona. De qualquer forma, existe a necessidade de um circuito de controle, o que pode tornar o acionamento do conversor mais complexo.

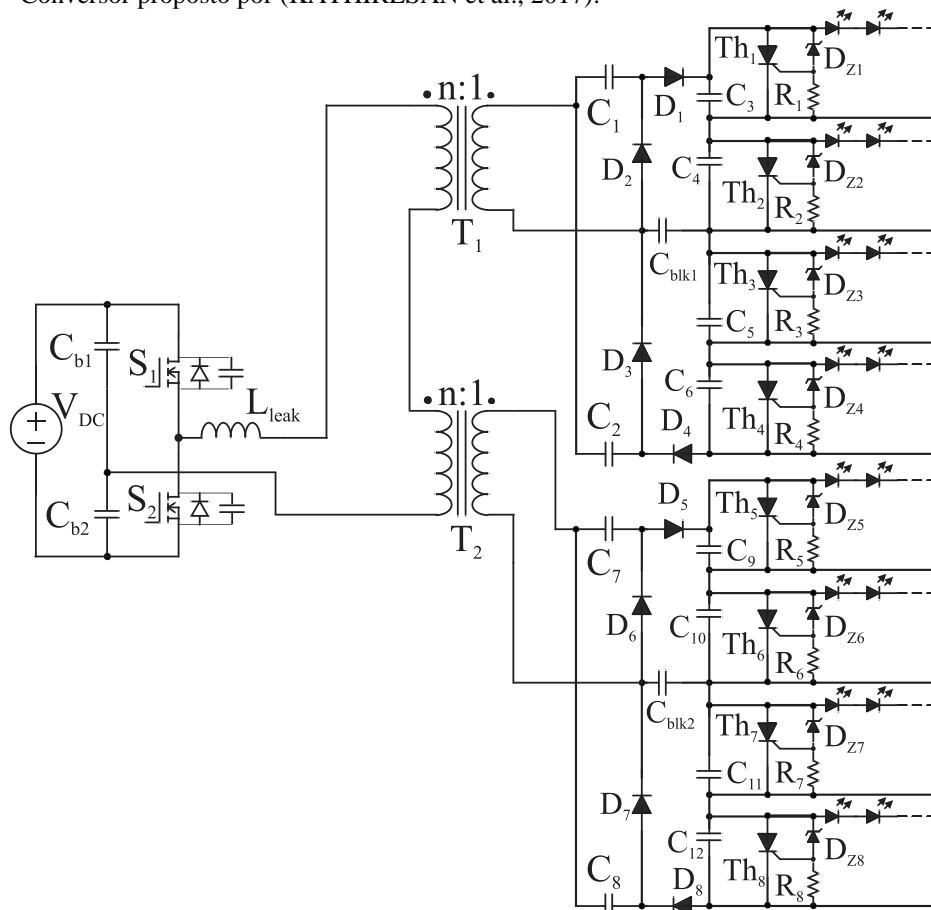
Figura 2.19 – Conversor ressonante para balanceamento de corrente proposto por (LIU et al., 2017).



Fonte: Adaptado de (KATHIRESAN et al., 2017).

A Figura 2.20 mostra esquema do driver CC-CC para acionamento de LEDs em paralelo proposto por (KATHIRESAN et al., 2017). Neste trabalho é proposto um conversor não-ressonante meia ponte com retificador quadruplicador simétrico na saída. O circuito foi projetado para acionar 4 conjuntos de LEDs em paralelo. O conversor apresentou um rendimento elevado devido seu funcionamento com comutação suave em todos os semicondutores. Entretanto, a cada quatro canais de LEDs um novo transformador deve ser adicionado ao circuito. Além disso, um circuito de controle é necessário para a equalização da corrente. Estes fatores aumentam o volume, as perdas e o custo do sistema.

Figura 2.20 – Conversor proposto por (KATHIRESAN et al., 2017).

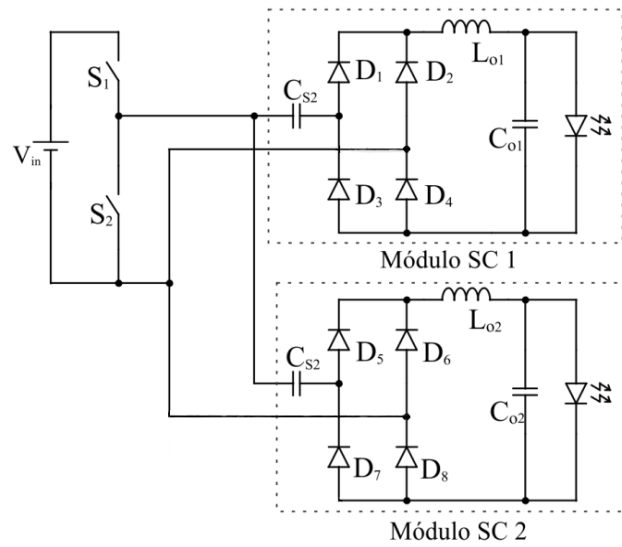


Fonte: Adaptado de (SANTOS FILHO et al., 2014).



Em (SANTOS FILHO et al., 2014) foi apresentado um conversor CC-CC com capacitor comutado aplicado para equalização de corrente em vetores de LEDs. No circuito apresentado na Figura 2.21, dois vetores de LEDs são acionados através de dois módulos SC independentes, desse modo, se um LED de um vetor for danificado, por exemplo, o outro vetor permanece operando normalmente.

Figura 2.21 - Circuito para equalização da potência dos LEDs proposto por (SANTOS FILHO et al., 2014).



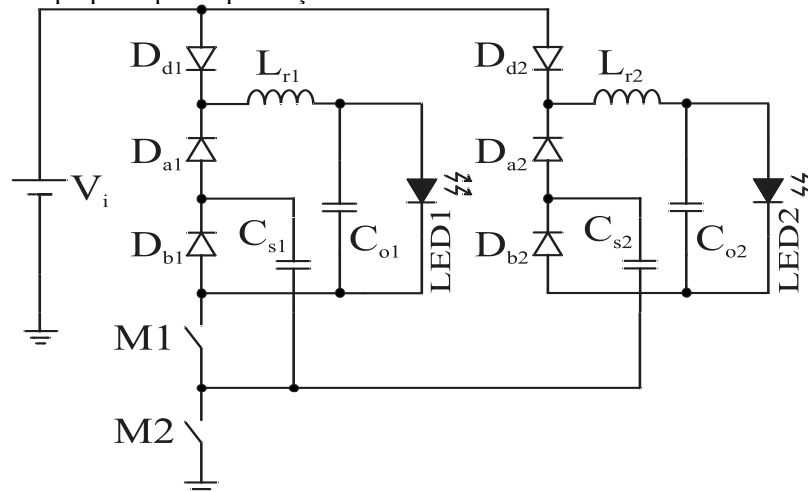
Fonte: Adaptado de (SANTOS FILHO et al., 2014).

Esta característica de manter um vetor de LEDs ligado, mesmo com a danificação do outro vetor é atrativa, visto que em sistemas de iluminação é interessante garantir a intensidade dos pontos de luz de maneira a respeitar os níveis mínimos de iluminamento desejado.

## 2.6 Conversor CC-CC abaixador RSC para equalização de potência em LEDs

Uma variação da estrutura básica do conversor proposto neste trabalho, projetada para equalizar a corrente em vetores diferentes de LEDs é mostrada na Figura 2.22. Os diodos  $D_{d1}$  e  $D_{d2}$  são adicionados para fazer o desacoplamento das saídas. O conversor mantém as mesmas características do conversor básico: a tensão direta do LED não influencia a potência média transferida para a carga, esta potência é distribuída igualmente entre os LEDs, comutação em ZCS no ligar e desligar, comutação em ZVS no desligar e estabilização da corrente sem necessidade de controle. Esta topologia apresenta a redução de dois diodos em relação ao apresentado por (WILKINS et al., 1989; WILKINS; VEITCH; LEHMAN, 2010), o que pode reduzir volume, custo e aumentar o rendimento.

Figura 2.22 – Circuito proposto para equalização de corrente nos LEDs.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Nesta configuração, devido a ação de  $D_{d1}$  e  $D_{d2}$ , não há a possibilidade de conexão paralela. Portanto, os circuitos operam de maneira independente e o equilíbrio das correntes está garantido. Como são do mesmo modelo e sua tensão não difere muito, a corrente entre os LEDs também não será muito diferente sem a necessidade de uma malha de controle. Além disso, cada circuito de saída possui um capacitor comutado independente, o qual permite que, caso um circuito de saída seja danificado, o outro funcione normalmente, e a corrente em cada saída continue constante em todo período de comutação.

## 2.7 Conclusão

Nesta seção, foram apresentadas as principais topologias utilizadas para acionamento de LEDs sem capacitores eletrolíticos e com baixa ondulação de corrente. Depois foi proposto um conversor *RSC* básico. O conversor proposto permite a comutação suave em *ZCS* no ligar e desligar dos interruptores e em *ZVS* apenas no desligar, além de conseguirem estabilizar a corrente em malha aberta.

Uma revisão de literatura sobre circuitos para equalização de corrente nos LEDs foi realizada, mostrando algumas das soluções atuais para resolver os problemas decorrentes da configuração de LEDs em paralelo. Ao final do capítulo foi proposta uma variação do circuito básico para proporcionar a equalização da potência dos LEDs sem a necessidade de um circuito de controle.

### 3 CONVERSOR RSC PARA LEDs DE POTÊNCIA

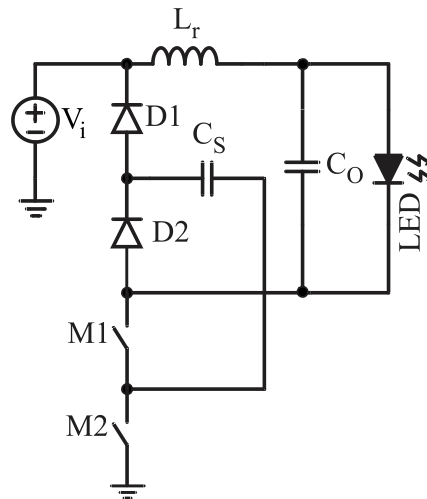
#### 3.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentadas as análises qualitativas e quantitativas dos conversores *RSC* propostos nesta dissertação. O capítulo apresenta o princípio de funcionamento do conversor, suas etapas de operação e formas de onda, as principais equações do conversor.

#### 3.2 Funcionamento do conversor *RSC* básico

O circuito básico do conversor proposto é mostrado na Figura 3.1. O circuito é composto por dois interruptores *M1* e *M2*, dois diodos de alta frequência, um indutor ressonante de saída  $L_r$  e um capacitor de filtro  $C_o$ . A alimentação é feita com uma fonte  $V_{in}$ . O indutor  $L_r$  possibilita a carga e a descarga completa do capacitor comutado.

Figura 3.1 – Circuito básico do conversor proposto.

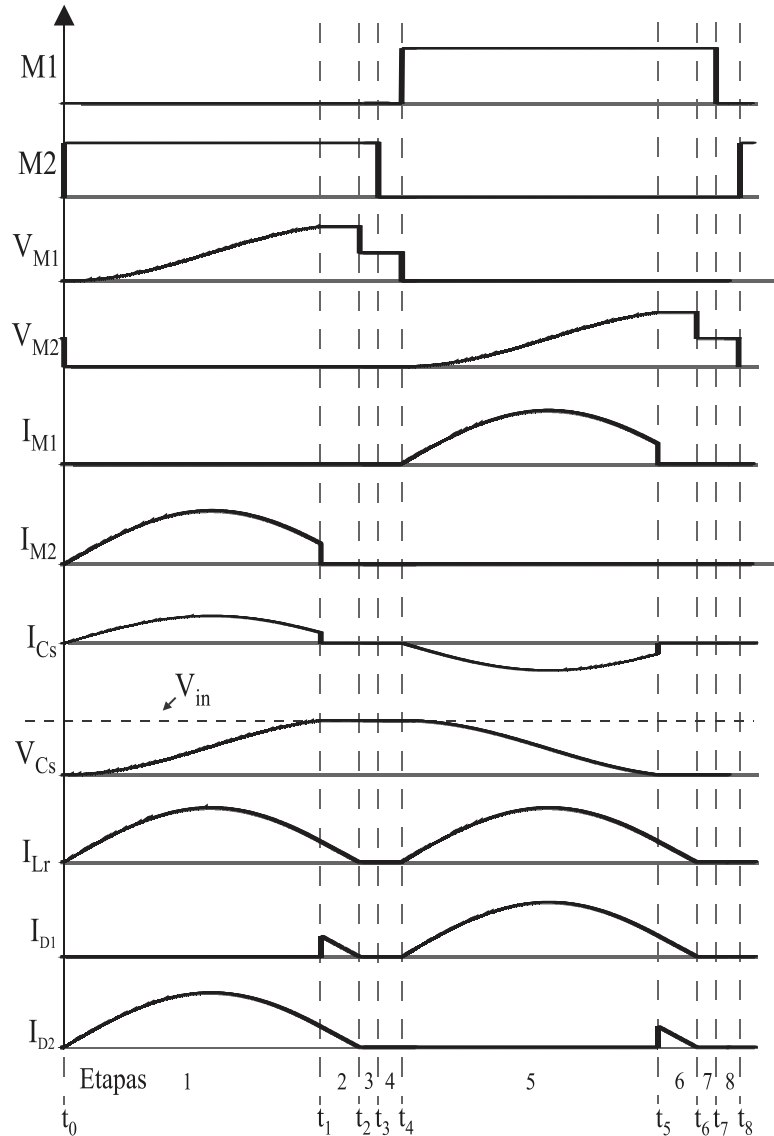


Fonte: Elaborado pelo autor.

Os interruptores funcionam de forma complementar com uma razão cíclica fixa de 0,5. O seu acionamento pode ser realizado com *drivers* específicos facilmente encontrados no mercado. As principais formas de onda dos componentes, para o conversor proposto são mostradas na Figura 3.2. Os sinais de gatilho dos interruptores são representados por  $M1$  e  $M2$ . As formas de onda de tensão e corrente nos interruptores são representadas por  $v_{M1}$ ,  $i_{M1}$ ,  $v_{M2}$  e  $i_{M2}$ , respectivamente. A corrente no indutor é mostrada como  $i_{Lr}$ . A tensão e a corrente do

capacitor comutado são dadas respectivamente por  $v_{Cs}$  e  $i_{Cs}$ . A corrente nos diodos  $D1$  e  $D2$  são representadas por  $i_{D1}$  e  $i_{D2}$ , respectivamente. O conversor operando em modo de condução descontínua apresenta 8 etapas de operação.

Figura 3.2 – Principais formas de onda do conversor.



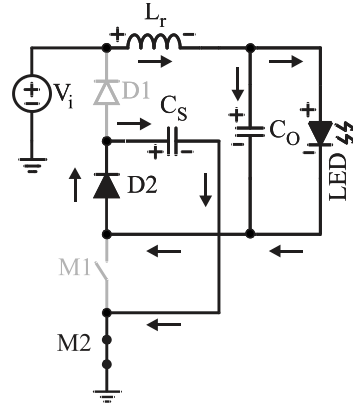
Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.2.1 Etapa 1 ( $t_0$ - $t_1$ )

A Figura 3.3 mostra o circuito equivalente da Etapa 1 do conversor. No instante  $t_0$ , o capacitor  $C_S$  está totalmente descarregado. O interruptor  $M1$  está desligado, já  $M2$  é comandado a conduzir e liga em ZCS, já que não há corrente em nenhum dos elementos do circuito. O capacitor  $C_S$  é carregado por  $V_{in}$  através do indutor  $L_r$  e de  $M2$ , até sua tensão atingir o seu valor máximo em  $t_1$ . A corrente em  $L_r$  no início da etapa é zero, cresce até atingir seu pico

e, em seguida, decresce até o instante  $t_1$ . A etapa é finalizada quando a corrente em  $M2$  atinge o zero.

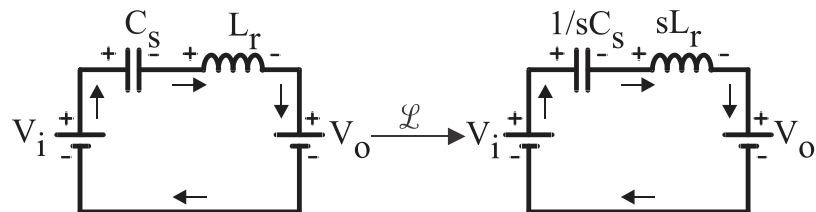
Figura 3.3 – Etapa 1 do conversor proposto.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Sabendo que o LED tem uma fonte de tensão em seu modelo e considerando  $C_o$  tem um valor elevado suficiente para garantir esta característica de fonte de tensão, a primeira etapa de operação do conversor pode ser representada pelo circuito equivalente da Figura 3.4. Neste circuito  $LC$ , o interruptor  $M1$  está ligado no instante  $t_0$ , o capacitor  $C_s$  é carregado com uma tensão igual a  $V_i$  e a corrente através do indutor  $L_r$  é nula.

Figura 3.4 – Circuito simplificado da Etapa 1.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para a análise serão consideradas as condições iniciais definidas em (3.1) e (3.2), que são respectivamente os valores iniciais de tensão em  $C_s$  e de corrente em  $L_r$ .

$$v_{C_s}(0) = 0 \quad (3.1)$$

$$i_{L_r}(0) = 0 \quad (3.2)$$

Analisando a primeira etapa, no domínio da frequência, a expressão que relaciona as tensões do circuito pode ser definida por (3.3).

$$V_i - V_o = i_r \cdot \left( \frac{s^2 \cdot L_r \cdot C_s + 1}{s \cdot C_s} \right) \quad (3.3)$$

Reorganizando (3.3), pode ser encontrado o valor da corrente da Etapa 1, definida por (3.4).

$$i_r = \frac{V_i - V_o}{\left( \frac{s^2 \cdot L_r \cdot C_s + 1}{s \cdot C_s} \right)} \quad (3.4)$$

A tensão no capacitor  $C_s$ , no domínio da frequência, pode ser definida por (3.5).

$$v_{C_s01} = \frac{1}{s \cdot C_s} \cdot i_r \quad (3.5)$$

Substituindo-se (3.4) em (3.5) e rearranjando, a tensão capacitor  $C_s$  durante a primeira Etapa pode ser definida por (3.6).

$$v_{C_s01} = \frac{(v_i - v_o)}{s} \cdot \left[ \frac{\omega_o^2}{s^2 + \omega_o^2} \right] \quad (3.6)$$

Onde  $\omega_o$  é a frequência de ressonância do circuito e pode ser definida por (3.7).

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{L_r \cdot C_s}} \quad (3.7)$$

Aplicando a transformada inversa de Laplace em (3.6), a expressão que define a tensão no capacitor  $C_s$  na Etapa 1 pode ser definida por (3.8).

$$v_{C_s01} = (V_i - V_o) [1 - \cos(\omega_o \cdot t)] \quad (3.8)$$

A corrente no indutor  $L_o$  durante a Etapa 1, no domínio da frequência, é a mesma corrente do capacitor  $C_s$ , que pode ser definida por (3.9).

$$i_{L_r01}(t) = i_{C_s01}(t) = \frac{v_{C_s01}}{\frac{1}{s \cdot C_s}} \quad (3.9)$$

Aplicando-se (3.6) em (3.9) a corrente em  $L_r$  pode ser definida por (3.10).

$$i_{L_r01}(t) = C_s \cdot (v_i - v_o) \cdot \frac{\omega_o^2}{s^2 + \omega_o^2} \quad (3.10)$$

Da mesma forma que a tensão, aplicando-se a transformada inversa de Laplace, a corrente no indutor na primeira etapa pode ser dada por (3.11).

$$i_{L_r01}(t) = C_s \cdot \omega_o \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) \cdot (V_i - V_o) \quad (3.11)$$

No instante de tempo  $t_1$ , a corrente em  $L_r$  pode ser determinada por (3.12).

$$i_L(\Delta t_1) = (V_i - V_o) \cdot C_s \cdot \omega_o \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t_1) \quad (3.12)$$

Após manipulações algébricas, pode ser encontrado o valor de  $t_1$ , dado por (3.13)

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_o} \cdot \arccos\left(\frac{G}{G-1}\right) \quad (3.13)$$

Onde  $G$  é o ganho estático do conversor e pode ser definido por (3.14):

$$G = \frac{V_o}{V_i} \quad (3.14)$$

Substituindo (3.13) em (3.12) pode ser definida a expressão (3.15), a qual determina o valor da corrente em  $L_r$ , dada por (3.16).

$$\text{sen}(\arccos(x)) = \sqrt{1-x^2} \quad (3.15)$$

$$i_{L_r} = C_s \cdot \omega_o \cdot \sqrt{V_i^2 - 2 \cdot V_i \cdot V_o} \quad (3.16)$$

Para que haja a carga completa do capacitor comutado  $C_s$ , é necessário que a corrente em  $L_r$  no final da primeira etapa não seja nula. Assim, a condição estabelecida em (3.17) deve ser satisfeita.

$$C_s \cdot \omega_o \cdot \sqrt{V_i^2 - 2 \cdot V_i \cdot V_o} > 0 \quad (3.17)$$

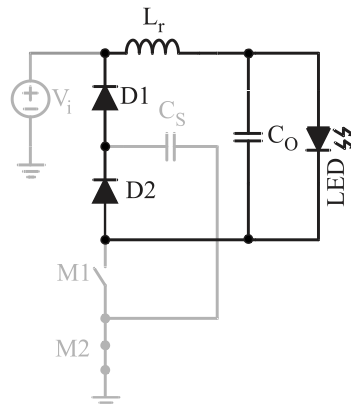
A partir de (3.17), pode ser obtida (3.18) que deve ser seguida para que o circuito funcione nas condições projetadas.

$$V_o < \frac{V_i}{2} \quad (3.18)$$

### 3.2.2 Etapa 2 ( $t_1-t_2$ )

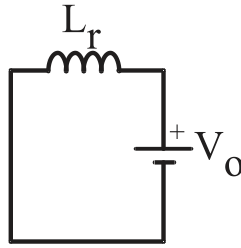
Na Etapa 2, com  $C_s$  totalmente carregado, a energia restante armazenada em  $L_r$ , no instante  $t_1$ , é transferida para o LED através dos diodos  $D1$  e  $D2$  em roda livre. A corrente no indutor diminui de forma praticamente linear até atingir zero em  $t_2$ . A Figura 3.5 ilustra o circuito equivalente para esta etapa.

Figura 3.5 – Etapa 2 do conversor proposto.



O circuito da Etapa 2 pode ser simplificado pelo mostrado na Figura 3.6.

Figura 3.6 – Circuito simplificado da Etapa 2.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Considerando que a corrente no indutor decresce linearmente durante a Etapa 2, devido a característica de fonte de tensão da saída, então pode ser obtida (3.19).

$$-V_o = L_r \cdot \frac{di_{L_r}}{dt} \approx L_r \cdot \frac{\Delta i_{L_r}}{\Delta t_2} \quad (3.19)$$

Onde:

$$\Delta i_{L_r} = i_{L_r}(t) - I_{L_r}(t_1)$$

$$\Delta t_2 = t_2 - t_1$$

Isolando o intervalo da Etapa 2 em (3.19), seu valor pode ser obtido por (3.20).

$$\Delta t_2 = L_r \cdot \frac{I_1}{V_o} \quad (3.20)$$

Aplicando (3.16) em (3.20) e colocando a expressão em função de  $G$  pode ser obtido o intervalo da Etapa 2 por (3.21).

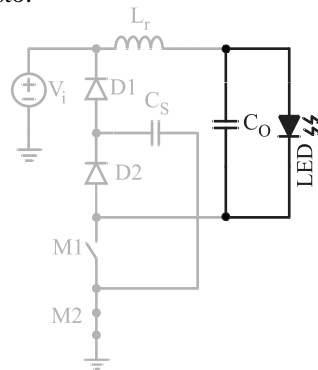
$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_o} \cdot \sqrt{\frac{1-G}{G}} \quad (3.21)$$

### 3.2.3 Etapa 3 ( $t_2-t_3$ )

Durante a Etapa 3, o LED é alimentado apenas pelo capacitor  $C_o$ . A corrente no indutor permanece em zero durante toda a etapa. Quando há variação da frequência de comutação, esta etapa varia e garante que o funcionamento do circuito seja o mesmo em frequências diferentes da nominal. A Figura 3.7 mostra o circuito equivalente da Etapa 3.



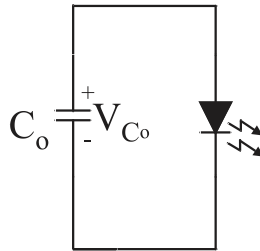
Figura 3.7 – Etapa 3 do conversor proposto.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 3.8 mostra o circuito simplificado da Etapa 3, onde o LED é alimentado apenas pelo capacitor de saída.

Figura 3.8 – Circuito simplificado da Etapa 3.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O tempo morto dos circuitos integrados comerciais (CIs) que acionam os interruptores deve ser maior que o tempo de recuperação reversa dos diodos para garantir a segurança no acionamento de meia ponte. Desta forma, o tempo morto deve respeitar a condição dada em (3.22).

$$T_{td} < t_4 - t_1 \quad (3.22)$$

Após algumas manipulações algébricas o tempo morto pode ser definido como (3.23):

$$T_{td} < \Delta t_4 + \Delta t_3 + \Delta t_2 \quad (3.23)$$

Analisando o intervalo das etapas, meio período de comutação pode ser definido por (3.24).

$$\frac{T_s}{2} = \Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 \quad (3.24)$$

Aplicando (3.23) em (3.24) e apresentando a equação em função da frequência de comutação, pode ser obtido (3.25).

$$\frac{1}{2 \cdot f_s} < T_{td} + t_1 \quad (3.25)$$

Substituindo (3.13) em (3.25), pode ser obtida a expressão que determina o valor de  $L_r$ , definido em (3.26):

$$L_r < \frac{\left( \frac{1}{2 \cdot f_s} - T_{td} \right)^2}{C_s \cdot \arccos \left( \frac{V_o}{V_o - V_{in}} \right)^2} \quad (3.26)$$

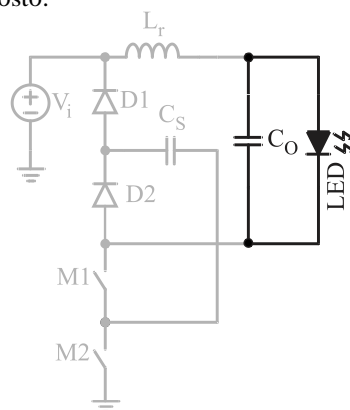
Considerando uma tolerância de 10% para manter o MCD no indutor, (3.26) pode ser reescrita por (3.27).

$$L_r < \frac{\left( \frac{1}{2 \cdot f_s} - T_{td} \right)^2}{1,1 \cdot C_s \cdot \arccos \left( \frac{V_o}{V_o - V_{in}} \right)^2} \quad (3.27)$$

### 3.2.4 Etapa 4 ( $t_3-t_4$ )

Esta etapa é decorrente do tempo morto que existe entre os interruptores. Na Figura 3.9 é mostrado o circuito equivalente da Etapa 4. No instante  $t = t_3$ , o interruptor  $M1$  desliga com corrente nula e tensão nula. Assim, ambos os interruptores permanecem desligados.

Figura 3.9 – Etapa 4 do conversor proposto.



Fonte: Elaborado pelo autor.

No início da Etapa 4, a energia armazenada em  $C_s$  pode ser obtida (3.28).

$$E_{Cst4} = \frac{1}{2} \cdot C_s \cdot V_{in}^2 \quad (3.28)$$

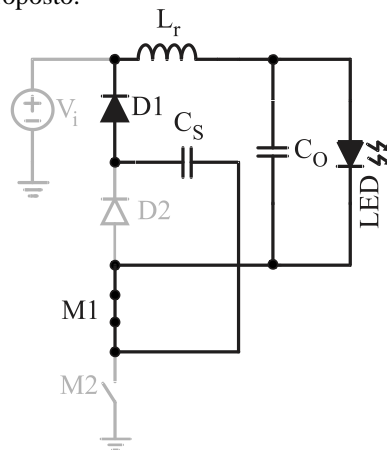
A energia armazenada no capacitor em  $t = t_4$  é transferida totalmente para os LEDs, durante um ciclo de comutação. Consequentemente, a potência média transferida para os LEDs na Etapa 4 pode ser definida por (3.29), onde  $\eta$  é o rendimento teórico do conversor.

$$P_{o34} = \frac{\frac{E_{Cst4}}{T_s}}{2} = \frac{C_s \cdot V_{in}^2 \cdot \eta}{2 \cdot T_s} = \frac{C_s \cdot V_{in}^2 \cdot \eta \cdot f_s}{2} \quad (3.29)$$

### 3.2.5 Etapa 5 ( $t_4$ - $t_5$ )

Na Etapa 5, que inicia no instante  $t_4$ ,  $C_S$  está completamente carregado. O interruptor  $M1$  comuta em ZCS, pois não há corrente através da  $L_r$ , o diodo  $D1$  começa a conduzir e descarrega  $C_S$  completamente no instante  $t_5$ . A Figura 3.3 mostra o circuito equivalente da Etapa 5.

Figura 3.10 – Etapa 5 do conversor proposto.

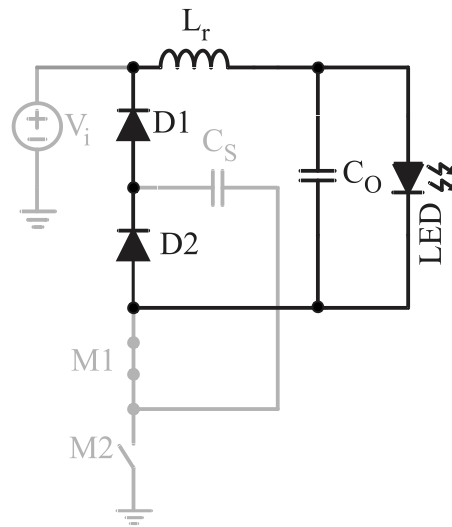


Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.2.6 Etapa 6 ( $t_5$ - $t_6$ )

A Etapa 6 é semelhante à Etapa 2, entretanto, neste caso  $C_S$  está totalmente descarregado, a energia restante armazenada em  $L_r$  é transferida para a saída através dos diodos  $D1$  e  $D2$ . A corrente no indutor diminui de forma praticamente linear até atingir zero em  $t_6$ . A Figura 3.11 ilustra o circuito equivalente desta Etapa 6.

Figura 3.11 – Etapa 6 do conversor proposto.

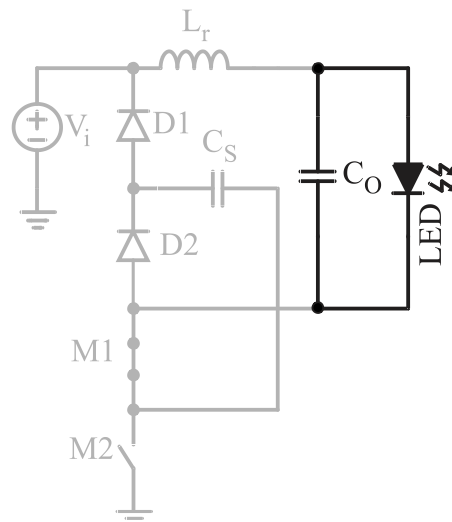


Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.2.7 Etapas 7 e 8 ( $t_6-t_7$ ; $t_7-t_8$ )

A Figura 3.12 mostra o circuito equivalente da Etapa 7. Esta é semelhante à Etapa 3, em que os LEDs são alimentados apenas por  $C_o$ . A corrente no indutor é zero e ao final da etapa, o interruptor M2 comuta em ZCS e ZVS.

Figura 3.12 – Etapa 7 do conversor proposto.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Da mesma forma que na Etapa 4, a potência transferida do capacitor é transferida totalmente para a carga, então a potência média nesta etapa pode ser definida como (3.30)

$$P_{o78} = \frac{E_{CSr8}}{T_S} = \frac{C_S \cdot V_{in}^2 \cdot \eta}{2 \cdot T_S} = \frac{C_S \cdot V_{in}^2 \cdot \eta \cdot f_s}{2} \quad (3.30)$$

Assim, durante um ciclo de comutação completo a potência média transferida para a carga é dada por (3.31),

$$P_o = P_{o34} + P_{o78} = \frac{C_S \cdot V_{in}^2 \cdot \eta}{T_S} = C_S \cdot V_{in}^2 \cdot \eta \cdot f_s \quad (3.31)$$

Reorganizando (3.31), a expressão que define  $C_S$  pode ser dada por (3.32).

$$C_S = \frac{P_o}{V_{in}^2 \cdot f_s \cdot \eta} \quad (3.32)$$

A tensão aplicada aos LEDs, que é igual ao conversor de tensão de saída, pode ser determinada por (3.33), onde  $n$  representa o número de LEDs conectados em série:

$$V_o = n \cdot (V_{LED} + R_{LED} \cdot I_o) \quad (3.33)$$

Assim, a potência de saída do conversor pode ser determinada por.

$$P_o = V_o \cdot I_o \quad (3.34)$$

A Etapa 8 é idêntica à Etapa 4 e as mesmas considerações são aplicáveis. O conversor foi projetado para possibilitar o ajuste da intensidade luminosa, ou dimerização, dos LEDs. Os intervalos das etapas 4 e 8 são modificados conforme a mudança da frequência de comutação que permite a dimerização, sendo preservadas as características de comutação suave em toda a faixa de operação, o que difere das topologias tradicionais de conversores para LEDs que necessitam operar num ponto ótimo para funcionar (WU et al., 2011; YANG; DO, 2014; ZHANG; WANG; WU, 2012). Após o desenvolvimento das equações, foi observado que há uma semelhança com o apresentado por Miranda (2012), devido ao mesmo princípio utilizado.

### 3.2.8 Esforços nos Interruptores

Analisando as etapas de operação, percebe-se que os interruptores  $M1$  e  $M2$  estão submetidos à tensão máxima da entrada, como demonstrado em (3.35).

$$V_{M1(\max)} = V_{M2(\max)} = V_{in} \quad (3.35)$$

A corrente máxima dos interruptores terá o valor de pico da corrente do indutor de saída, como mostrado em (3.36).

$$I_{M1(\max)} = I_{M2(\max)} = I_{Lr(pk)} \quad (3.36)$$

A corrente do interruptor  $M2$  tem a mesma forma de onda da corrente  $I_{Lr}$  durante a Etapa 1 ( $t_0-t_1$ ). Desta forma, pode-se calcular a corrente média no interruptor a partir de (3.37).

$$I_{M2(avg)} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_1} (I_{Lr}) dt \quad (3.37)$$

Aplicando a definição do valor eficaz na forma de onda da corrente pode-se encontrar o valor para a corrente no interruptor, através de (3.38).

$$I_{M2(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_1} (I_{Lr})^2 \cdot dt} \quad (3.38)$$

### 3.2.9 Esforços nos Diodos

Os esforços de tensão e corrente nos diodos  $D_1$  e  $D_2$ , são os mesmos na Etapa 1 e na Etapa 6 de operação. Portanto os esforços serão equacionados apenas para o diodo  $D_1$ .

A tensão máxima sobre os diodos possui o mesmo módulo da tensão nos capacitores comutados. Desta forma, obtém-se (3.39).

$$V_{D1(max)} = V_{Cs(max)} = V_{in} \quad (3.39)$$

O diodo  $D_{a1}$  tem a mesma forma de onda da corrente no indutor  $L_{r1}$  nos intervalos  $t_0-t_2$  e  $t_5-t_6$ , portanto, (3.40), (3.41) e (3.42) podem ser definidas.

$$I_{D1(max)} = I_{Lr(max)} \quad (3.40)$$

$$I_{D1(avg)} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_2} I_{Lr}(t) \cdot dt + \frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_5}^{t_6} I_{Lr}(t) \cdot dt \quad (3.41)$$

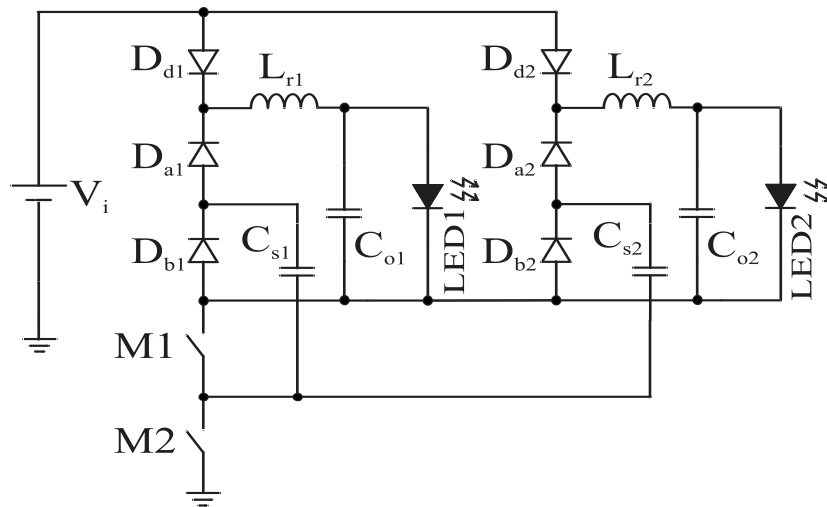
$$I_{D1(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_2} [I_{Lr}(t)]^2 \cdot dt + \frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_5}^{t_6} [I_{Lr}(t)]^2 \cdot dt} \quad (3.42)$$

### 3.3 Conversor RSC para LEDs de Potência com Equalização de Corrente

Após a apresentação do circuito RSC básico para nanorredes CC de 24 V, um novo conversor foi definido, baseado no anterior, para utilização em nanorredes CC de 48 V. Este circuito, além de ser projetado para um outro padrão de tensão, possibilita a equalização de potência em LEDs conectados em paralelo.

O circuito proposto, mostrado na Figura 3.13, apresenta as mesmas características presentes no conversor apresentado anteriormente.

Figura 3.13 – Circuito proposto para equalização de corrente nos LEDs.

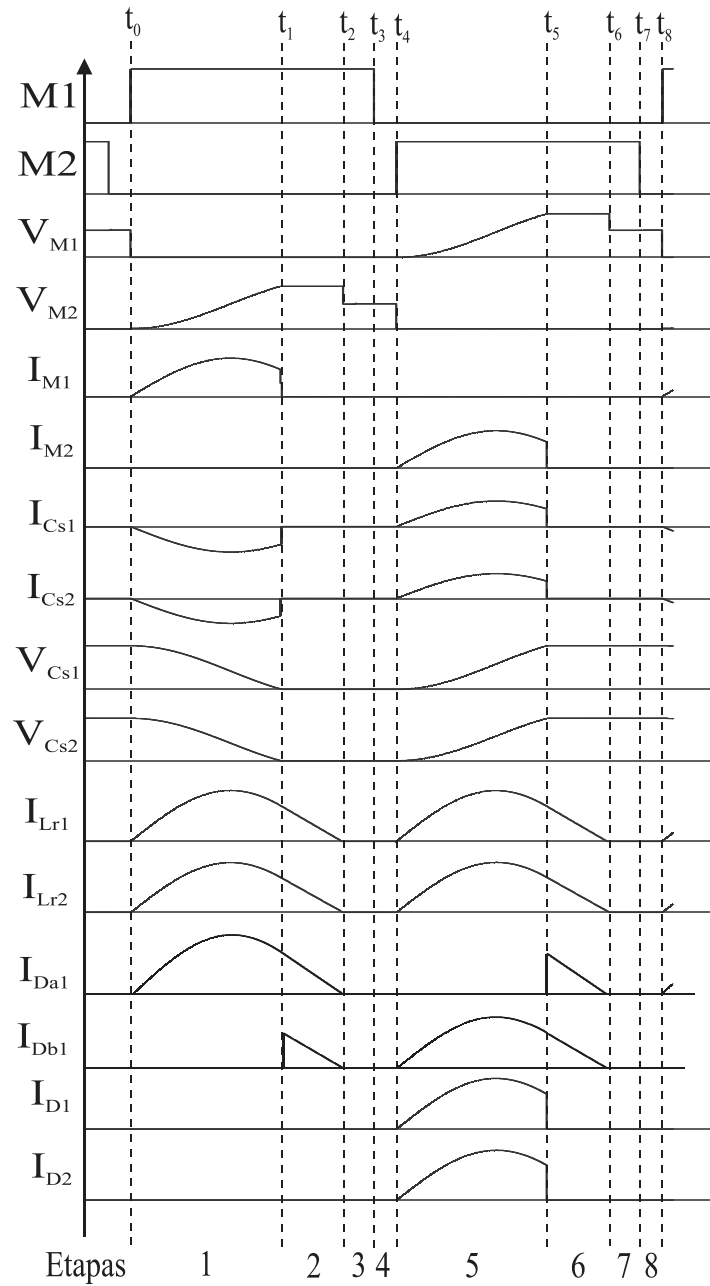


Fonte: Elaborado pelo autor.

No circuito proposto, a potência no LED depende diretamente da frequência de comutação. Desta forma, este conversor pode ser utilizado para proporcionar a equalização de potência, uma vez que a tensão no capacitor de saída não influencia a potência média transferida para a carga. Assim, a potência é distribuída igualmente entre os LEDs. O fluxo luminoso do LED pode ser considerado proporcional ao valor da sua corrente direta, para temperatura de junção praticamente constante.

O conversor apresenta 8 etapas de operação, no entanto, praticamente idênticas às do conversor básico, por isso não serão mostradas novamente. As mesmas considerações do circuito anterior devem ser feitas para a análise deste conversor: Os interruptores funcionam de forma complementar com uma razão cíclica fixa de 0,5, a tensão de saída é assumida como constante, principalmente devido à presença do capacitor de saída  $C_o$  e da característica inerente de fonte de tensão do LED e o tempo morto entre os interruptores foi considerado pois o circuito funciona em alta frequência. As principais formas de onda dos componentes, para o conversor proposto são mostradas na Figura 3.14.

Figura 3.14 – Principais formas de onda do conversor.



Fonte: Elaborado pelo autor.



## 4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DAS PROPOSTAS

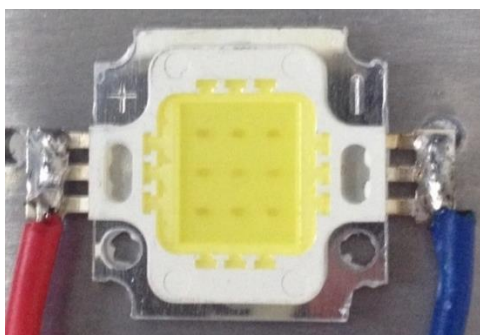
### 4.1 Conversor Básico

#### 4.1.1 Extração do Modelo Elétrico do LED utilizado

Para o conversor básico, um LED do tipo COB de 10 W foi utilizado, como é mostrado na Figura 4.1. A extração dos parâmetros do LED de 10 W utilizado neste trabalho foi realizada baseado na proposta de (KEMET, 2015). Para realizar esta extração foram seguidos os seguintes passos:

- Obter experimentalmente a curva  $I$ - $V$  para a temperatura de operação desejada.
- Isolar os valores obtidos para correntes próximas às nominais;
- Realizar uma regressão linear para  $V_F(I_F)$ . O coeficiente angular obtido é a resistência série intrínseca do LED ( $R_{LED}$ ), e o coeficiente linear obtido é a tensão direta do LED ( $V_{LED}$ ).

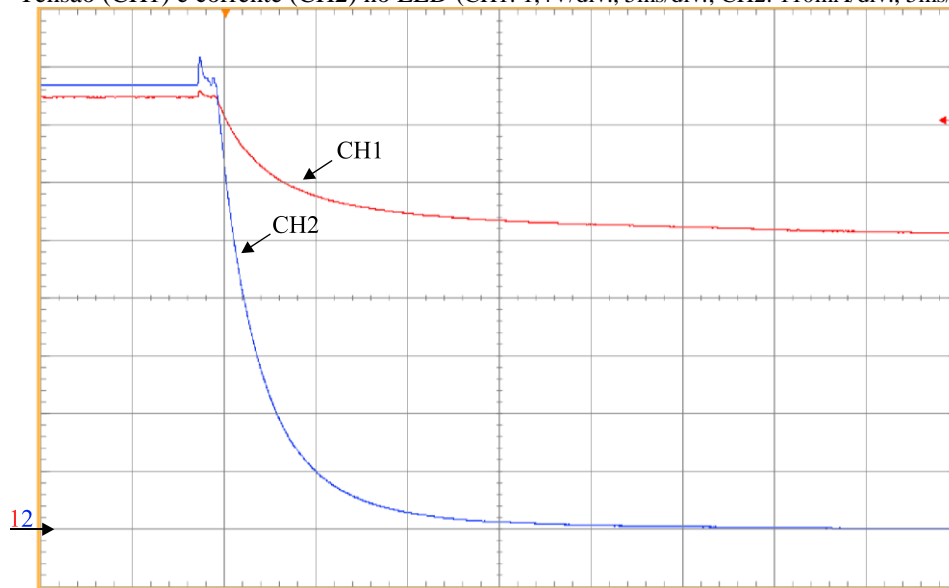
Figura 4.1 – LED COB de 10 W utilizado.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para garantir que os valores obtidos sejam úteis em condições nominais de funcionamento, o LED permaneceu ligado por 15 min, para garantir uma estabilidade térmica do LED e do dissipador. O LED foi alimentado com valores de corrente e tensão 800 mA e 11,7 V, respectivamente. Para garantir que a temperatura na junção não sofra grandes variações o LED COB permaneceu ligado até atingir a temperatura desejada. A Figura 4.2 mostra as curvas de tensão e corrente do LED em função do tempo.

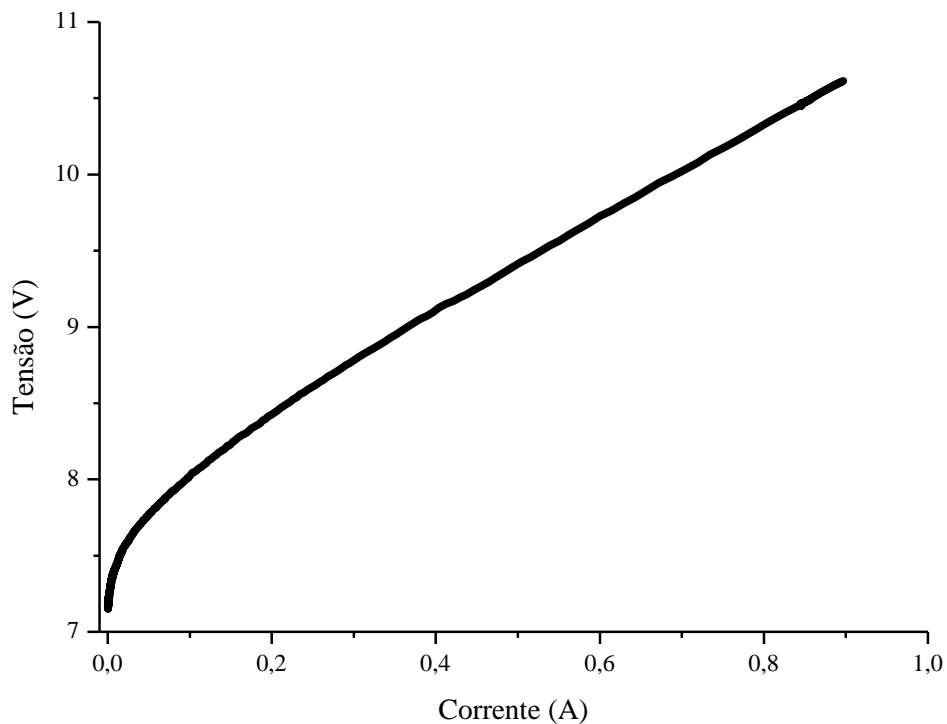
Figura 4.2 – Tensão (CH1) e corrente (CH2) no LED (CH1: 1,4V/div., 5ms/div.; CH2: 110mA/div., 5ms/div.).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Os pontos referentes a tensão e corrente em função do tempo desta captura foram exportados e uma curva  $V-I$  foi gerada em um *software* de análise de dados, mostrada na Figura 4.3.

Figura 4.3 – Curva  $I-V$  do LED COB 10 W.

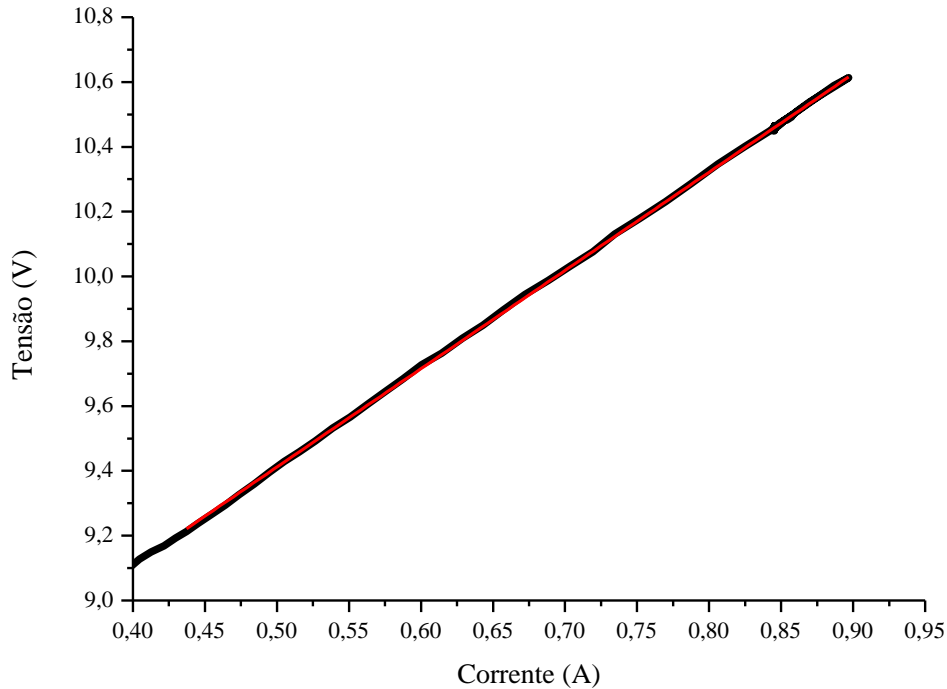


Fonte: Elaborado pelo autor.

Em seguida, isolou-se os valores obtidos para correntes próximas à nominal, a partir de 400 mA, por ser uma faixa onde o LED pode operar normalmente. Por fim, foi aplicada

uma regressão linear (*fit linear*) para a curva  $V-I$  nesta faixa, como é mostrado na Figura 4.4. Esta regressão permite a minimização dos erros e faz uma aproximação mais fiel do comportamento das variáveis do LED.

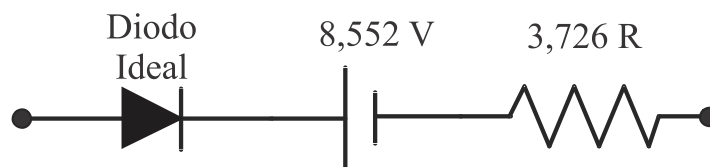
Figura 4.4 – Regressão linear da curva  $V-I$  do LED.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A regressão linear realizada na curva  $V-I$  obteve um coeficiente angular de 8,552 e um coeficiente linear de 3,726. A Figura 4.5 mostra o circuito simplificado do LED com os parâmetros obtidos pela regressão linear. O valor de resistência obtido é devido á soma dos vários LEDs que compõem o conjunto do LED COB, que individualmente apresentam uma resistência de aproximadamente 0,414  $\Omega$ .

Figura 4.5 – Modelo simplificado do LED COB.



Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 4.1.2 Formas de ondas obtidas através do equacionamento

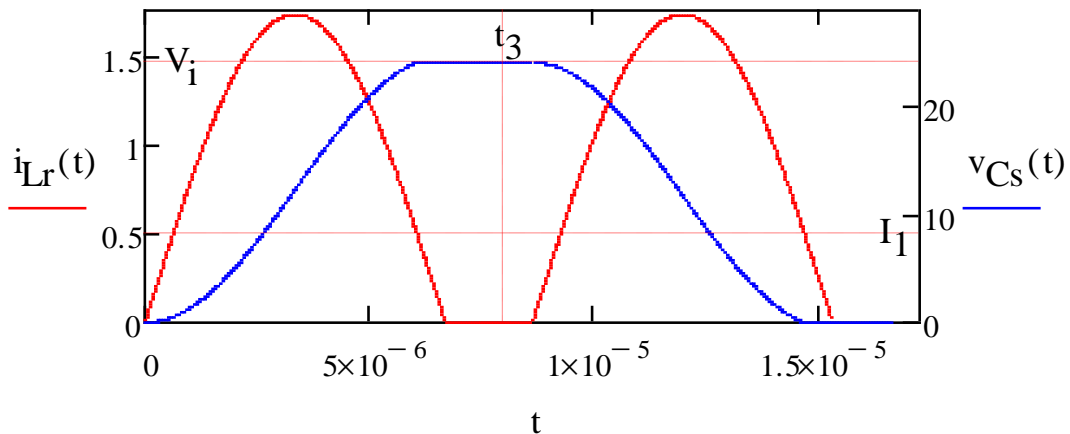
Para o projeto do conversor, foram considerados os seguintes parâmetros de entrada, mostrados na Tabela 1.

Tabela 1 – Principais parâmetros do projeto.

Parâmetros	Valor
Tensão de entrada	24 V
Tensão de saída	11,7 V
Corrente de entrada	855 mA
Potência de saída	10 W
Frequência de comutação	58 kHz
Razão cíclica	0,5

Fonte: Elaborado pelo autor.

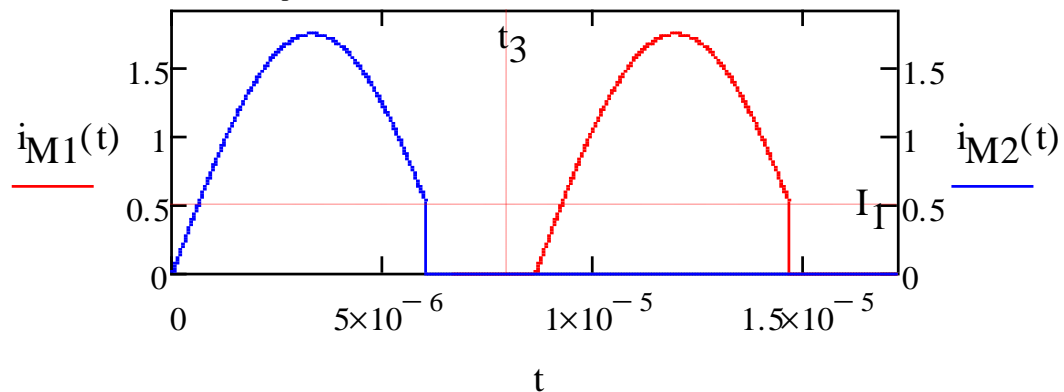
Os gráficos da tensão e corrente nos principais componentes do conversor em estudo foram obtidos através de um software de análise de dados. Na Figura 4.6 é mostrado a corrente no indutor de saída para um período de operação completo e tensão no capacitor comutado, obtidos através das equações do conversor.

Figura 4.6 – Corrente em  $L_r$  e tensão  $C_s$ .

Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 4.7 mostra a corrente nos interruptores que têm como valor máximo a soma das correntes de pico dos indutores de saída. O intervalo  $t_3$  indica o momento em que o interruptor desliga, mostrando que a comutação acontece com corrente nula.

Figura 4.7 – Corrente nos interruptores.



Fonte: Elaborado pelo autor

### 4.1.3 Validação do equacionamento por simulação

A partir dos valores calculados no dimensionamento foi realizada a simulação do conversor utilizando-se um *software* de simulação. O conversor *RSC* foi projetado para acionar um LED *COB* (*Chips on-board*), que possui uma resistência intrínseca em série ( $R_{LED}$ ) de  $3,726 \Omega$ , uma tensão direta ( $V_{LED}$ ) de  $8,552 \text{ V}$  e opera com corrente nominal de  $855 \text{ mA}$ . Portanto, de acordo com (3.43), a tensão de saída da matriz de LED, onde  $n = 1$ , é:

$$V_o = V_{LED} + R_{LED} \cdot I_o = 8,552 + 3,726 \cdot 0,855 = 11,736 \text{ V} \quad (3.43)$$

A potência de saída é então calculada usando, como (3.44):

$$P_o = V_o \cdot I_o = 11,736 \cdot 0,855 = 10,03 \text{ W} \quad (3.44)$$

Para acionar o IR21531, é utilizado um resistor que limita a corrente através do *CI*. Um resistor  $R_2$  e um capacitor  $C_3$  são responsáveis pela configuração da frequência de comutação.

O valor do capacitor comutado ( $C_s$ ) foi calculado a partir de (3.45), considerando um rendimento teoricamente de 95%:

$$C_s = \frac{P_o}{V_{in}^2 \cdot f_s \cdot \eta} = \frac{10}{24^2 \times 58 \times 10^3 \times 0,95} = 315,08 \text{ nF}. \quad (3.45)$$

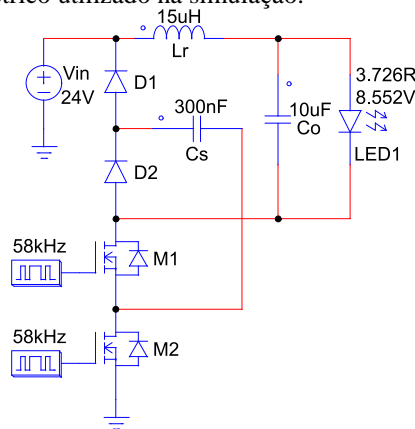
O valor da indutância  $L_r$  é determinado como um valor menor que (3.46):

$$L_r < \frac{\left( \frac{1}{2 \cdot f_s} - T_{td} \right)^2}{1,1 \cdot C_s \cdot \arccos\left( \frac{V_o}{V_o - V_{in}} \right)^2} \rightarrow L_r < 24,16 \mu\text{H}. \quad (3.46)$$

O capacitor de saída foi calculado com um valor aproximado de  $9.937 \mu\text{F}$ , sendo utilizado um valor comercial de  $10 \mu\text{F}$ . O dimensionamento deste componente é mostrado no **Apêndice A**.

A tensão de entrada utilizada foi de  $24 \text{ V}$  e a frequência de comutação projetada foi de  $58 \text{ kHz}$ . Desta forma o valor da capacitância utilizado na simulação um foi de  $300 \text{ nF}$ . Para a indutância de saída foi utilizado um valor comercial de  $15 \mu\text{H}$ . Este valor foi escolhido por ser um valor menor que o máximo calculado e ter maior disponibilidade. A Figura 4.8 mostra o esquema do circuito elétrico utilizado para simulação.

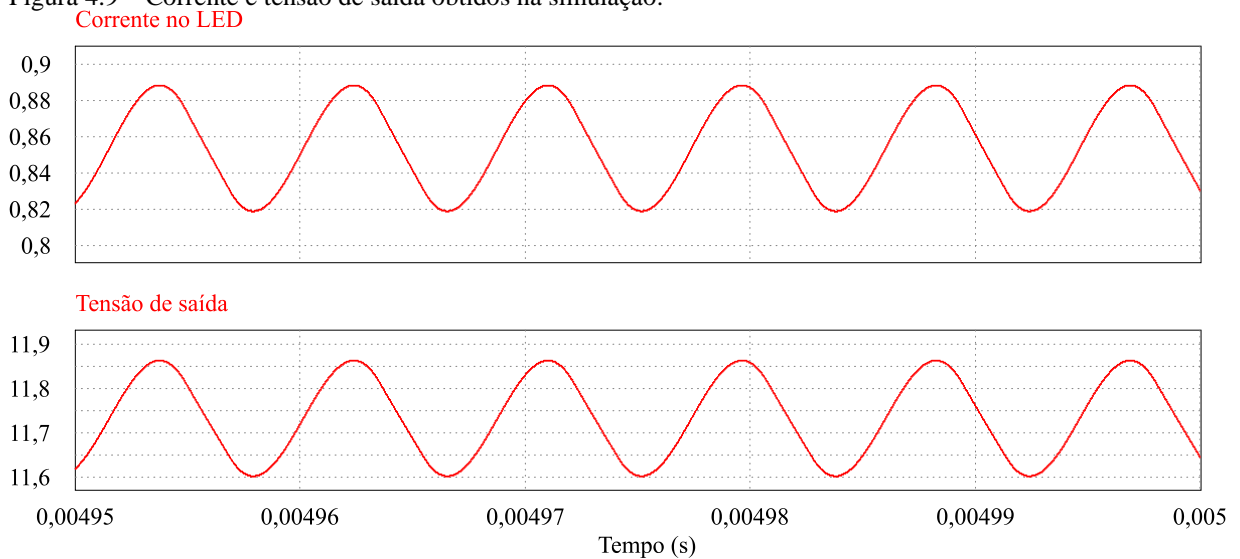
Figura 4.8 – Esquema do circuito elétrico utilizado na simulação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 4.9 a corrente e a tensão no LED de saída. A corrente apresentou valor médio de  $855 \text{ mA}$  e ondulação de  $8,1\%$ . O valor médio de tensão de saída foi de  $11,73 \text{ V}$  com ondulação de  $2,2\%$ .

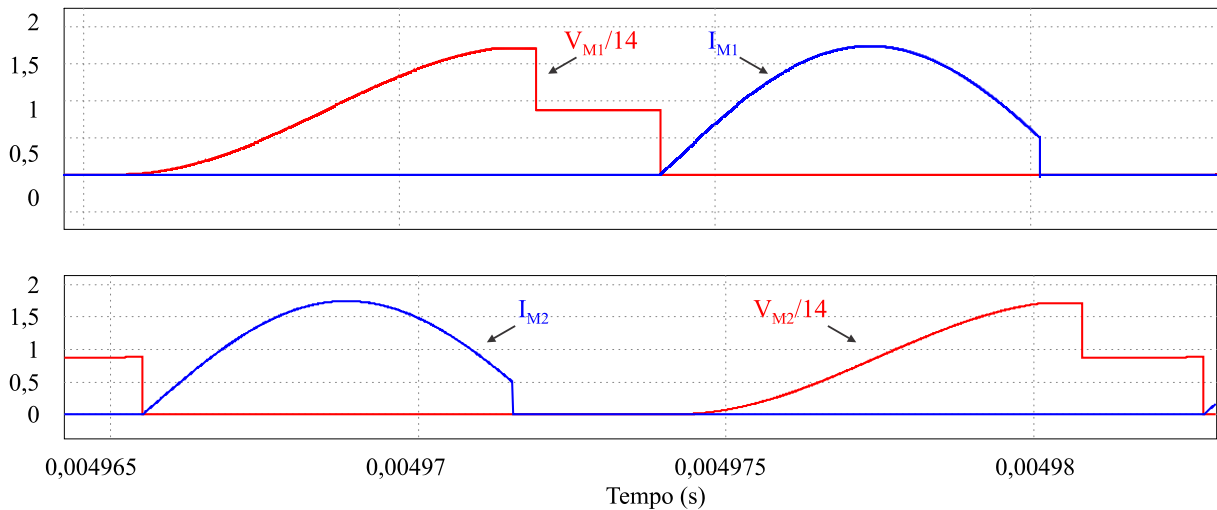
Figura 4.9 – Corrente e tensão de saída obtidos na simulação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 4.10 mostra a tensão e a corrente nos interruptores M1 e M2. Pode ser observado a comutação suave do conversor em ZCS no ligar e no desligar. Além disso, o desligamento dos interruptores ocorre em ZVS. A tensão está dividida por 14 para as formas de onda serem plotadas no mesmo gráfico.

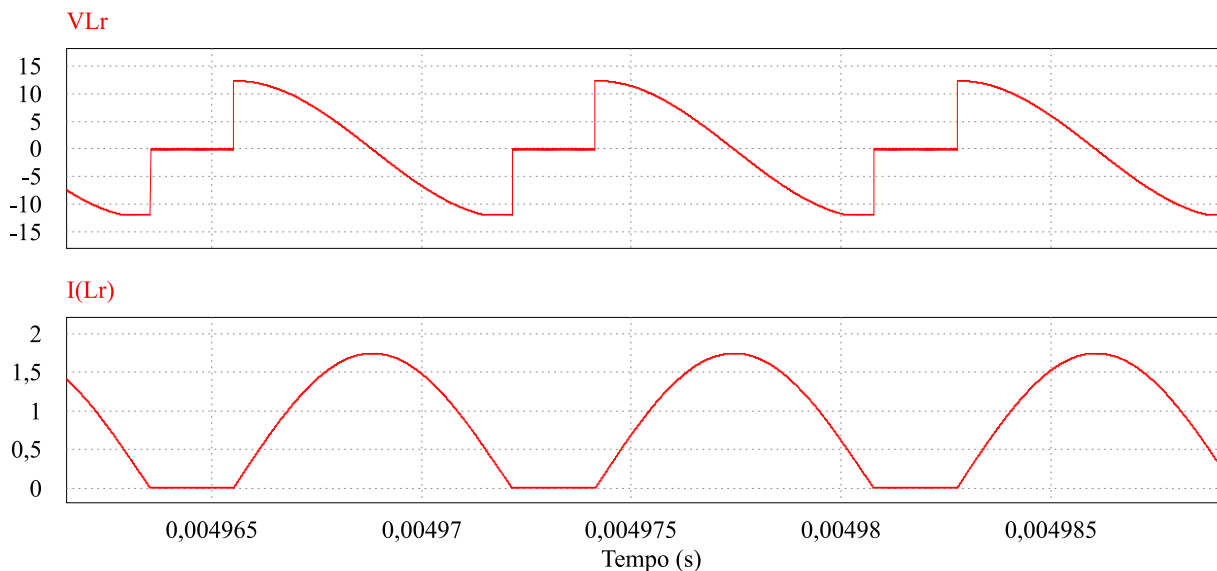
Figura 4.10 – Corrente e Tensão nos interruptores M1 e M2 obtidos na simulação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 4.11 mostra a tensão e a corrente no indutor ressonante. Pode ser visto o funcionamento em MCD e um valor de corrente de pico de 1,745 A.

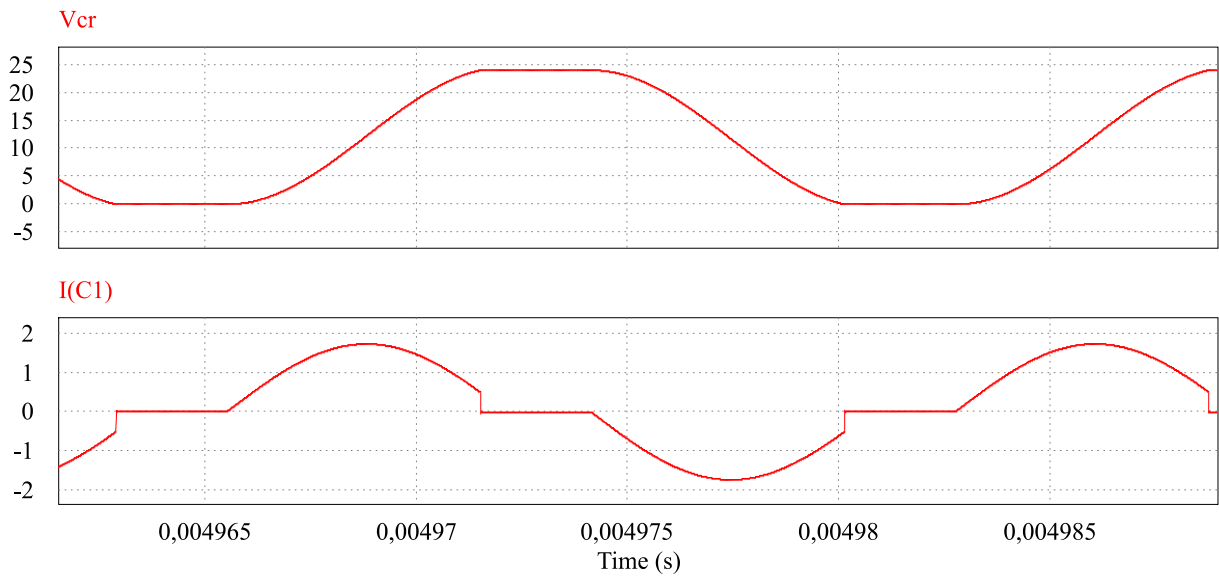
Figura 4.11 – Tensão e corrente no indutor de saída obtidos na simulação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 4.12 mostra a forma de onda da tensão e da corrente no capacitor comutado. A forma de onda mostra que o capacitor carrega e descarrega completamente.

Figura 4.12 – Tensão e corrente no capacitor comutado obtidos na simulação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Tabela 2 apresenta a comparação entre os valores teóricos, conseguidos através do dimensionamento, e os valores de simulação. Os valores mostrados na tabela mostram que os resultados dimensionados se aproximam dos simulados, validando o dimensionamento.

Tabela 2 – Comparação entre valor teórico e simulação.

	VALOR TEÓRICO	SIMULAÇÃO
<b>Tensão de Saída</b>	11,736 V	11,738 V
<b>Potência de Saída</b>	10,03 W	10,04 W
<b>Corrente de pico no indutor</b>	1,735 A	1,745 A
<b>Corrente média no indutor</b>	0,855 A	0,860 A
<b>Corrente média no interruptor M2</b>	0,418 A	0,408 A
<b>Corrente eficaz no interruptor M2</b>	0,761 A	0,762 A
<b>Corrente média no Diodo D1</b>	0,427 A	0,451 A
<b>Corrente eficaz no Diodo D1</b>	0,763 A	0,779 A

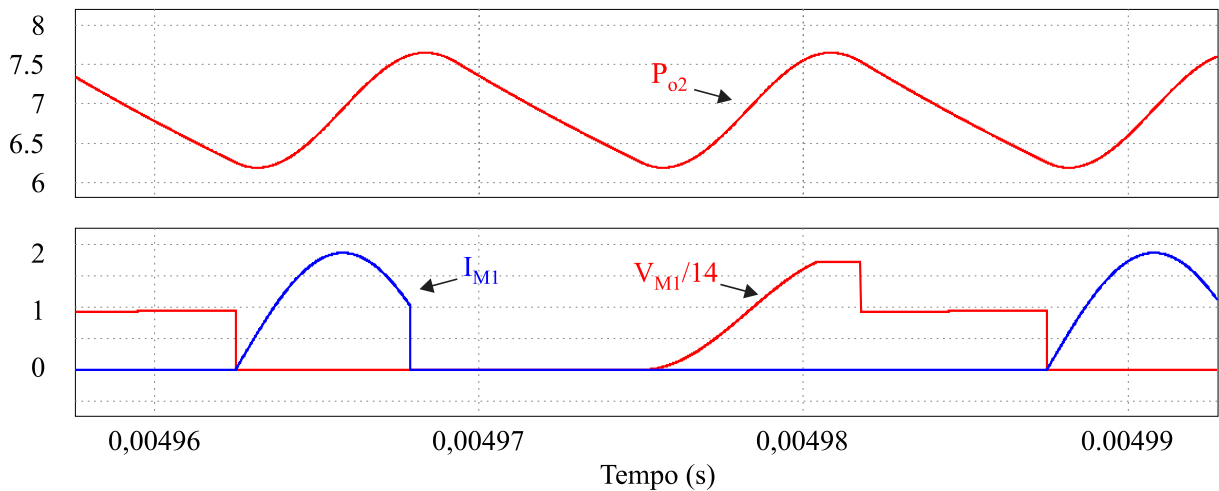
Fonte: Elaborado pelo autor.

A simulação da dimerização do LED foi realizada por modulação de frequência (*Frequency Modulation – FM*), visto que a potência de saída do conversor é diretamente proporcional à sua frequência de operação.

A Figura 4.13 mostra a potência de saída e as formas de onda de tensão e corrente do interruptor *M1* na frequência de 40 kHz. A potência média foi de 6,87 W e o *M1* continua com a comutação ZCS e comutando em ZVS no desligar.



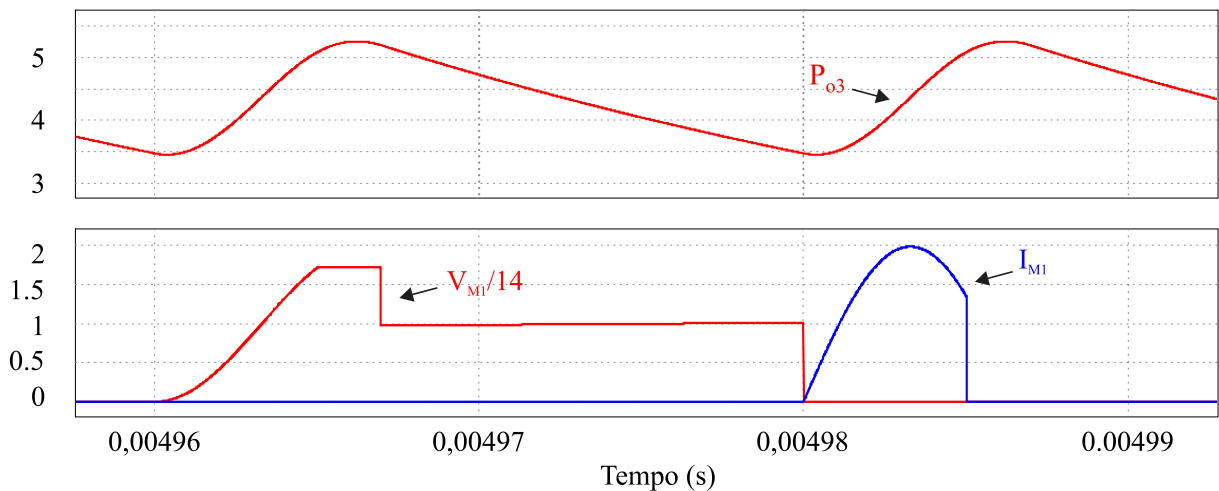
Figura 4.13 – Potência de saída e comutação de M1 na frequência de 40 kHz.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 4.14 mostra a potência de saída e as formas de onda de tensão e corrente do interruptor  $M1$  na frequência de 25 kHz. A potência média foi de 6,87 W e a comutação suave permanece acontecendo no interruptor.

Figura 4.14 – Potência de saída e comutação de M1 na frequência de 25 kHz.



Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 4.1.4 Resultados Experimentais do Conversor Básico

O conversor básico apresentado foi projetado para ser utilizado em nanoredes CC de 24 V. O conversor foi alimentado usando uma fonte de tensão regulada de 24 V. Um circuito integrado (IC) IR21531S é usado para acionar os interruptores  $M1$  e  $M2$ . O oscilador interno do IR21531 foi ajustado para uma frequência de comutação de 58 kHz. Para  $C_s$ , utilizou-se o capacitor de cerâmica multicamada COG C1812C104J1GACTU. Este modelo de capacitor tem características desejáveis para a aplicação, tais como: nenhuma mudança de capacitância em

relação à tensão CC nominal aplicada, mudança de capacitância insignificante em relação à variação de temperatura e sem diminuição da capacitância com o tempo (CHOI; KIM, 2012). O circuito foi montado em uma placa com núcleo de alumínio que também tem a função de dissipar o calor gerado pelos componentes, evitando o uso de dissipadores de calor externos.

A Tabela 3 mostra os componentes especificados para o projeto.

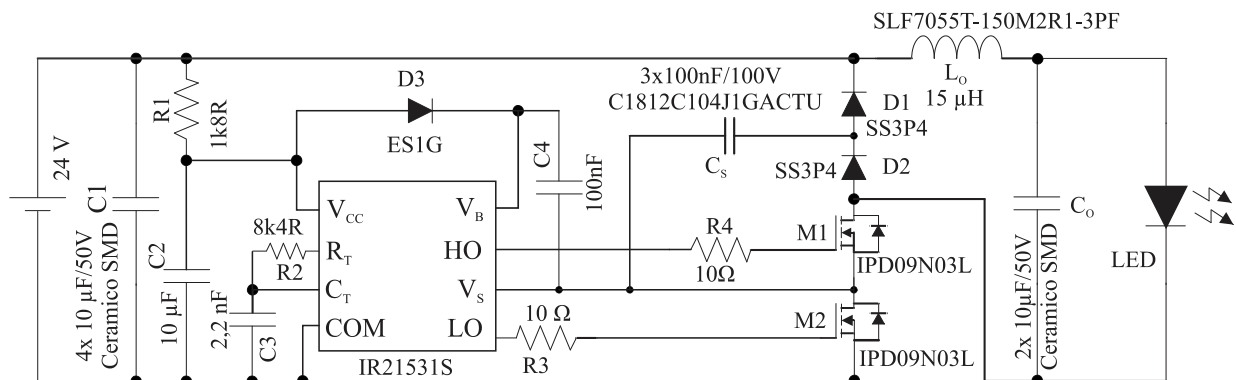
Tabela 3 – Componentes utilizados no conversor proposto.

Componente	Valor	Modelo
Capacitor Comutado ( $C_s$ )	3x100nF/100 V	C0G C1812C104J1GACTU <i>KEMET</i>
Indutor ( $L_o$ )	15 $\mu$ H/30 V	SLF7055T-150M2R1-3PF <i>TDK</i>
Capacitor de filtro da saída ( $C_o$ )	2x10 $\mu$ F/100 V	22201C106MAT2A
MOSFETs ( $M1, M2$ )	-	IPD09N03L <i>INFINEON</i>
Diodos ( $D1, D2$ )	-	SS3P4 <i>VISHAY</i>

Fonte: Elaborado pelo autor.

O circuito completo utilizado na para montagem é mostrado na Figura 4.15.

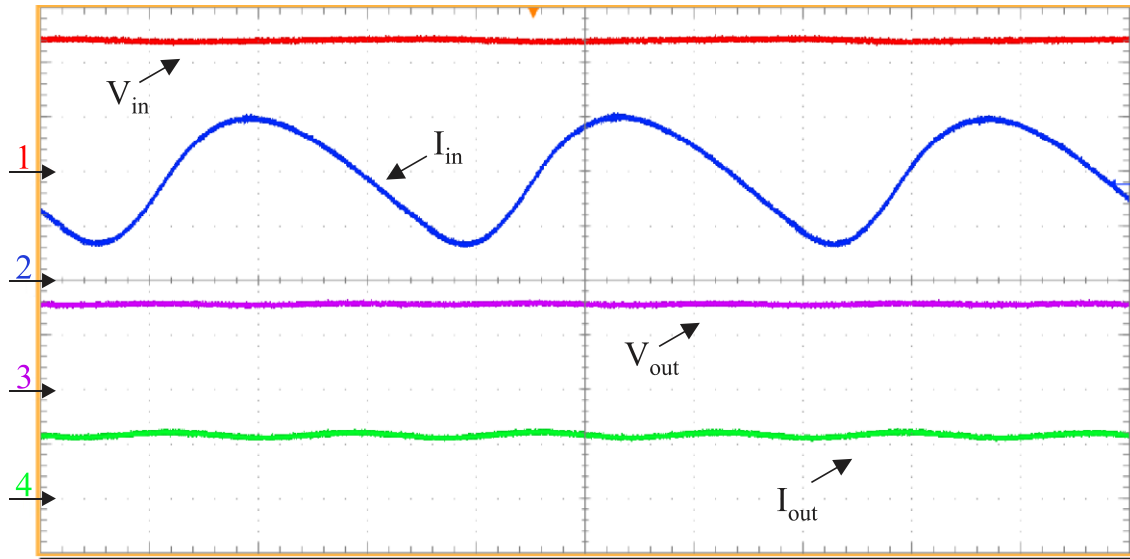
Figura 4.15 – Circuito implementado.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 4.16 mostra as formas de onda de tensão e corrente na entrada e saída do conversor. A corrente média no LED foi de aproximadamente 922 mA e a tensão média da saída do conversor foi cerca de 10,88 V, resultando em uma potência de saída de 9,98 W.

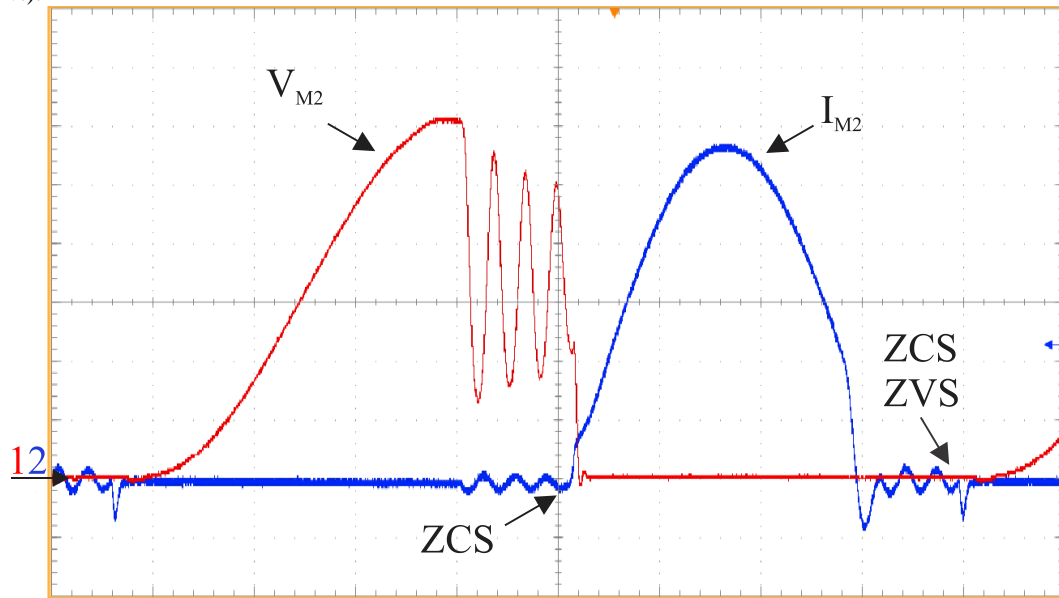
Figura 4.16 – Tensão de entrada (CH1) e Corrente de entrada (CH2), Tensão de saída (CH3) e Corrente de saída (CH4). (CH1: 20 V/div.; CH2: 200 mA/div.; CH3: 8 V/div.; CH4: 2 A/div.; Base de tempo: 10  $\mu$ s/div.).



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 4.17 mostra a tensão e a corrente no interruptor M2. A corrente foi medida com através de uma sonda de corrente. Pode-se notar o funcionamento do circuito sendo praticamente ZCS e o desligamento do interruptor em ZVS. O valor máximo da corrente no interruptor foi de 1,98 A.

Figura 4.17 – Tensão em M2 (CH1) e Corrente em M2 (CH2). (CH1: 5 V/div.; CH2: 300 mA/div.; Base de tempo: 5  $\mu$ s/div.).

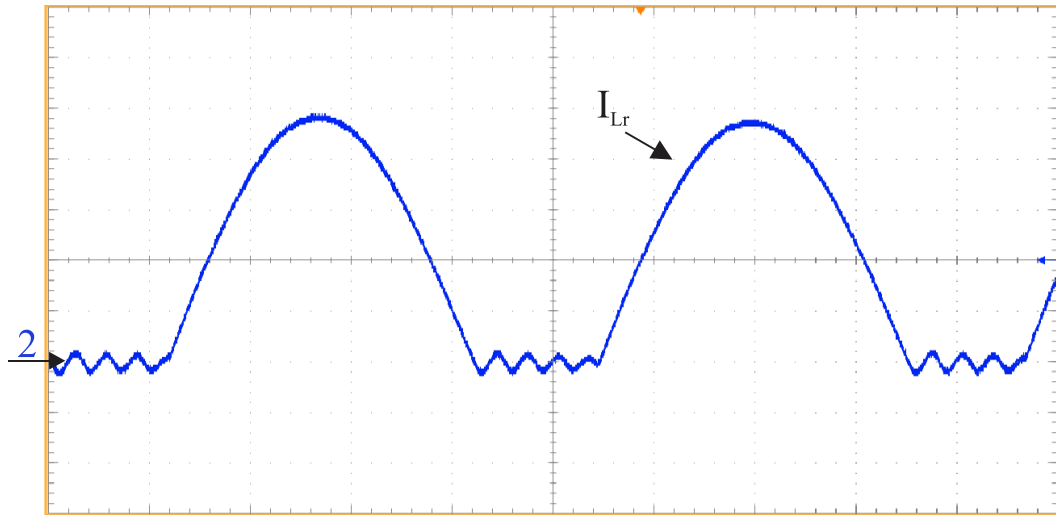


Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 4.18 mostra a corrente através do indutor de ressonância  $L_r$ . O funcionamento do componente no MCD é comprovado, o que permite a operação ZCS dos interruptores. O valor máximo de corrente obtido foi de 1,95 A. A ondulação que apresentada

pela corrente é proveniente das capacitâncias intrínsecas dos diodos e dos MOSFETs que entram em ressonância com o indutor.

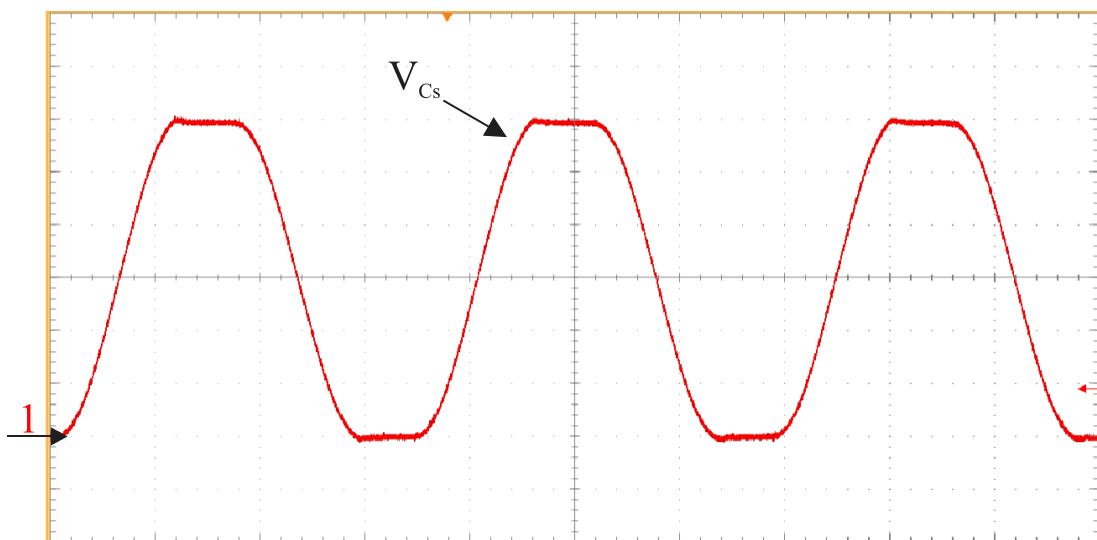
Figura 4.18 – Corrente no indutor (CH2: 200 mA/div.; Base de tempo: 2  $\mu$ s/div.).



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 4.19 mostra a tensão em toda a  $C_S$ . A carga e a descarga de  $C_S$  são demonstradas, conforme apresentado na análise teórica. Conforme previsto, o valor máximo de tensão alcançado pelo capacitor foi de 24,16 V, próximo ao valor de tensão de entrada e seu valor mínimo foi de -480 mV, mostrando que o capacitor descarregou completamente.

Figura 4.19 – Tensão em  $C_S$ . (CH1: 4 V/div.; Base de tempo: 5  $\mu$ s/div.).

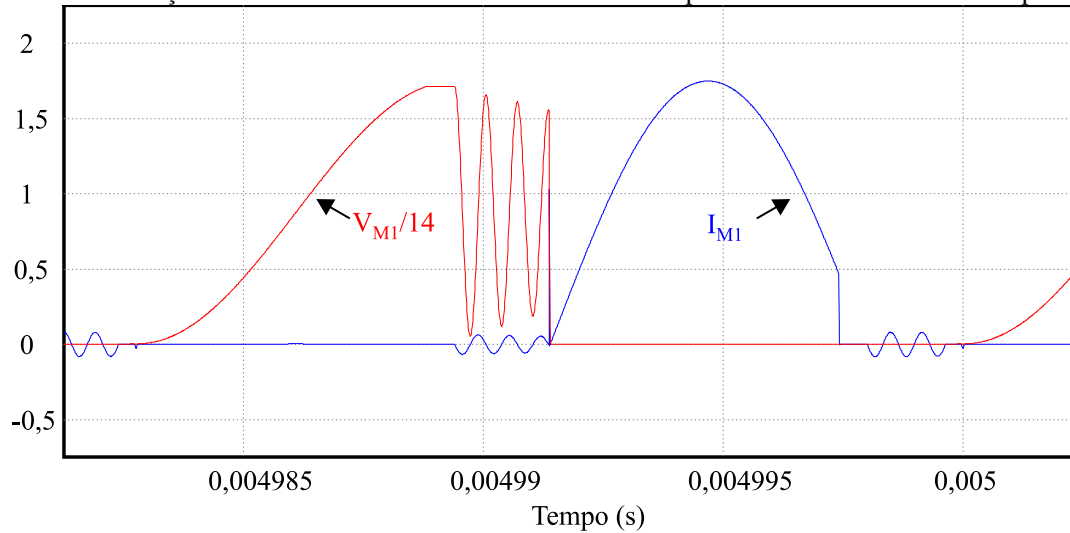


Fonte: Elaborado pelo autor.

A oscilação nas formas de onda é resultante das capacitâncias intrínsecas dos MOSFETs e dos diodos que geram uma ressonância com o indutor. Esta ondulação pode ser

vista na simulação com a adição das capacitâncias intrínsecas retiradas das folhas de dados dos componentes, mostrada na Figura 4.20.

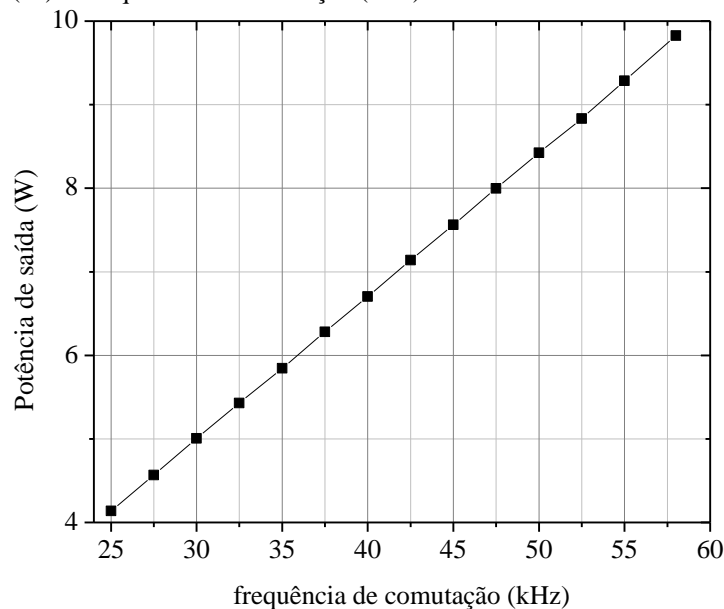
Figura 4.20 – Simulação de Tensão em M2 e Corrente em M2 com capacitâncias intrínsecas dos componentes.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para demonstrar a possibilidade dimerização do LED por modulação de frequência foi medida a potência de saída do conversor em diferentes frequências de comutação. A Figura 4.21 mostra o gráfico de potência em função da frequência de comutação.

Figura 4.21 – Potência (W) x Frequência de comutação (kHz).

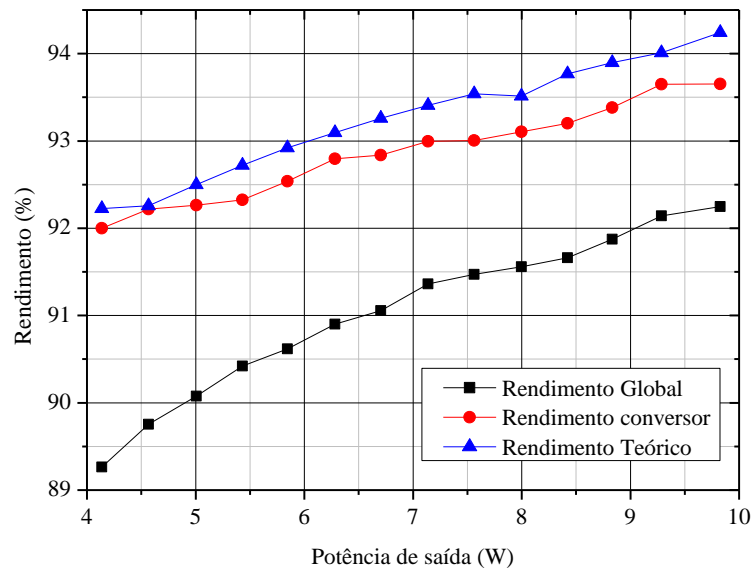


Fonte: Elaborado pelo autor.

O rendimento experimental do conversor foi medido utilizando-se um analisador de potência *Tektronix* modelo *PA4000*. A análise foi realizada em diferentes valores de potência. O rendimento global foi medido incluindo as perdas do circuito de acionamento do IR12531S e variou entre 89,264% e 92,25%. O rendimento do conversor sem o acionamento

foi medido e apresentou valor mínimo de 92% e valor máximo de 93,653%. O rendimento teórico foi estimado considerando-se apenas o circuito do conversor *RSC*, sendo ignoradas as perdas do circuito de acionamento dos MOSFETs, apresentando valor máximo de 94,243%. As curvas de rendimento do conversor são mostradas na Figura 4.22.

Figura 4.22 – Rendimento do conversor.

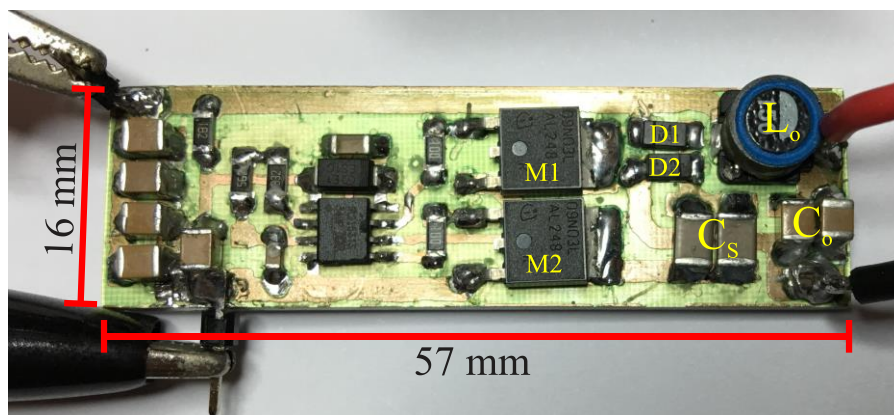


Fonte: Elaborado pelo autor.

As maiores perdas encontrados no circuito ocorrem nos diodos, sendo as perdas por condução as mais consideráveis, como é demonstrado no **Apêndice B**. Uma das formas de se aumentar o rendimento do circuito seria a substituição de diodos por outros com tensão direta menor. Além disto, a curva de rendimento ainda está em ascendência, sendo que, encontrando-se um LED compatível, o projeto pode ser otimizado para aumentar o ponto de máximo rendimento.

A Figura 4.23 mostra o protótipo do conversor proposto implementado.

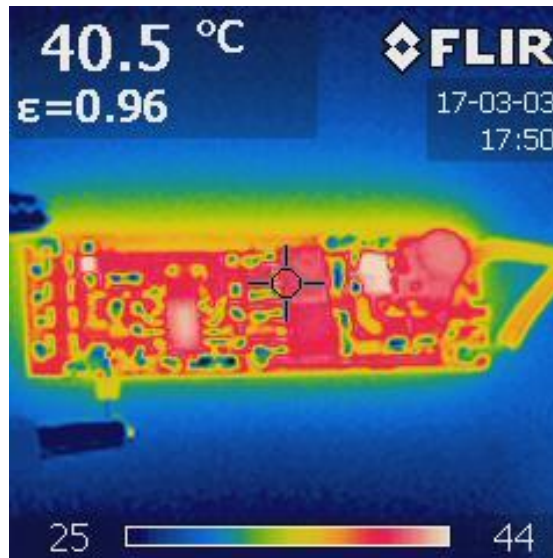
Figura 4.23 -Foto do protótipo de 10 W.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 4.24 mostra a imagem térmica do conversor em operação nominal. Como pode ser observado, o circuito apresenta valores baixos de temperatura, dispensando o uso de dissipadores de calor adicionais e a dissipação feita apenas pela placa com núcleo de alumínio

Figura 4.24 – Imagem térmica do conversor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

## 4.2 Conversor RSC para Equalização de Potência

### 4.2.1 Simulação do conversor para equalização

Para o projeto do conversor de 54 W, foram considerados os seguintes parâmetros de entrada, mostrados na Tabela 4:

Tabela 4 – Parâmetros utilizados no conversor de 54 W.

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada	48 V
Tensão de saída	2x 19 V
Corrente de saída	2x 1,4A
Potência de saída	54 W
Frequência de comutação	120 kHz

Fonte: Elaborado pelo autor.

A partir dos valores calculados no dimensionamento foi realizada a simulação do conversor utilizando-se o *software* PSIM<sup>®</sup>. Para a simulação, foram utilizadas as características

uma luminária de LEDs que apresenta uma resistência em série intrínseca ( $R_{LED}$ ) de  $2,18 \Omega$ , uma tensão direta ( $V_{LED}$ ) de  $16,18 \text{ V}$  e opera na corrente nominal de  $1,4 \text{ A}$ . Portanto, de acordo com (3.47), tensão de saída da matriz LED é:

$$V_o = V_{LED} + R_{LED} \cdot I_o = 16,18 + 2,18 \cdot 1,4 = 19,2 \text{ V} \quad (3.47)$$

A potência de saída é então calculada usando (3.48). Como há duas matrizes de LEDs em paralelo, as correntes de ambas são somadas para se conseguir a potência nominal.

$$P_o = V_o \cdot 2 \cdot I_o = 38,4 \cdot 2 \cdot 1,4 \approx 53,8 \text{ W} \quad (3.48)$$

Para conduzir o IR21531 é utilizado um resistor que limita a corrente através do CI. Os R2 e C3 são responsáveis pela configuração da frequência de comutação.

O valor do capacitor comutado ( $C_s$ ) foi calculado a partir de (3.49), considerando uma eficiência teórica de 95%:

$$C_s = \frac{P_o}{V_{in}^2 \cdot f_s \cdot \eta} = \frac{54}{48^2 \times 125 \times 10^3 \times 0,95} = 205,59 \text{ nF}. \quad (3.49)$$

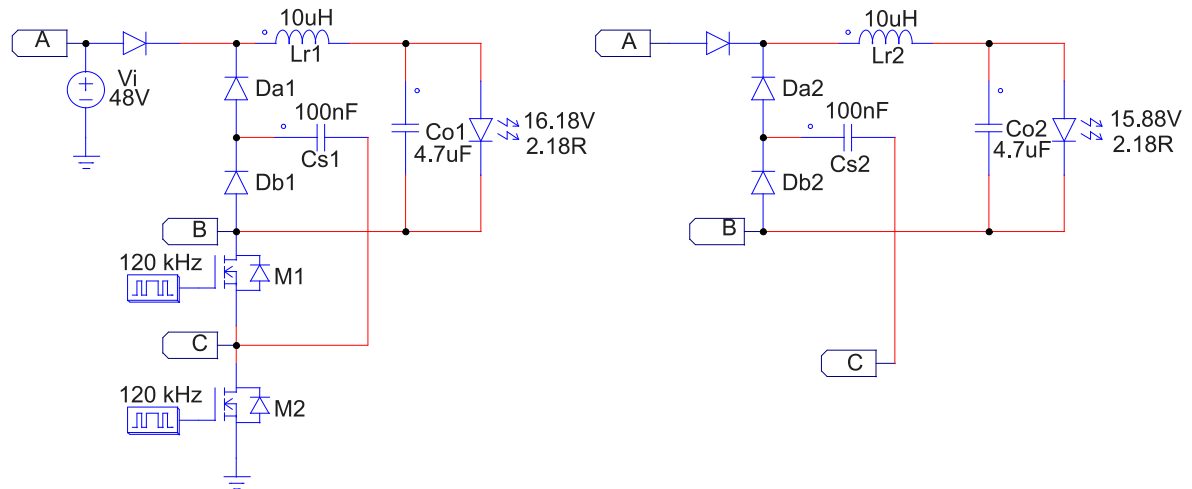
O indutor  $L_o$  foi determinado a partir de (3.50) como:

$$L_r = \frac{\left( \frac{1}{2 \cdot f_s} = T_{td} \right)^2}{1,1 \cdot C_s \cdot \arccos \left( \frac{V_o}{V_o - V_{in}} \right)^2} \cong 9,615 \mu\text{H} \quad (3.50)$$

A tensão de entrada utilizada foi de  $48 \text{ V}$  e a frequência de comutação projetada foi de  $120 \text{ kHz}$ . O valor de capacitância obtido é para a potência máxima, ou seja, para as duas saídas do conversor. Para cada saída individual é utilizado metade deste valor calculado. Desta forma, são utilizados capacitores com valores comerciais de  $100 \text{ nF}$ . Para a indutância de saída foi utilizado um valor comercial de  $10 \mu\text{H}$ . Para o capacitor de saída  $C_o$  foi utilizado um valor comercial de  $4,7 \mu\text{F}$ . A Figura 4.25 mostra o esquema do circuito elétrico utilizado para simulação.



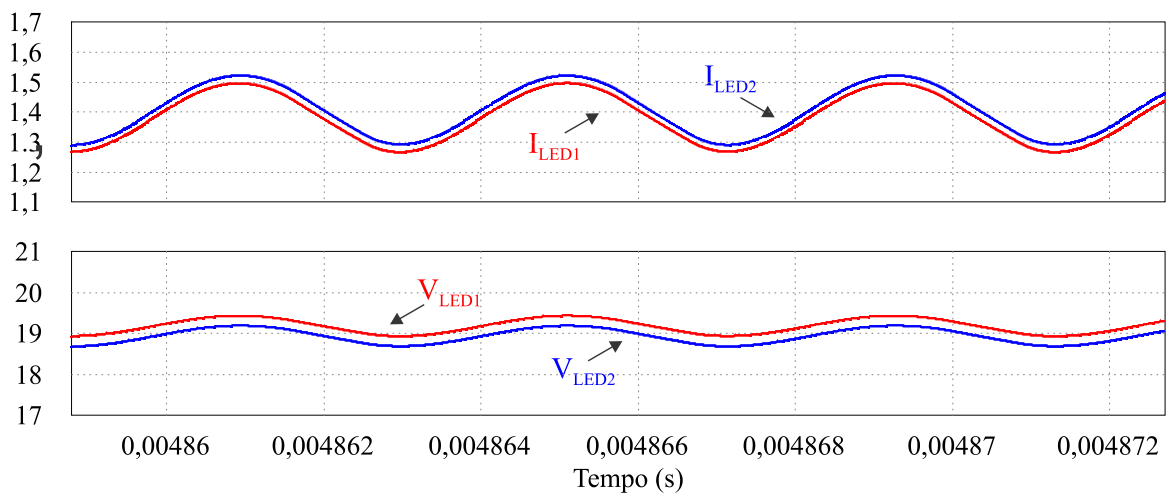
Figura 4.25 – Esquema do circuito elétrico utilizado na simulação do circuito equalizador de corrente.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 4.26 mostra a ondulação de corrente e tensão nos LEDs. As correntes apresentaram valores médios de 1,39 A e 1,37 A e variações de 16,7% e 16,5%, para o LED1 e o LED2, respectivamente. As tensões médias sobre os LEDs foram de 19,1 V e 18,9 V.

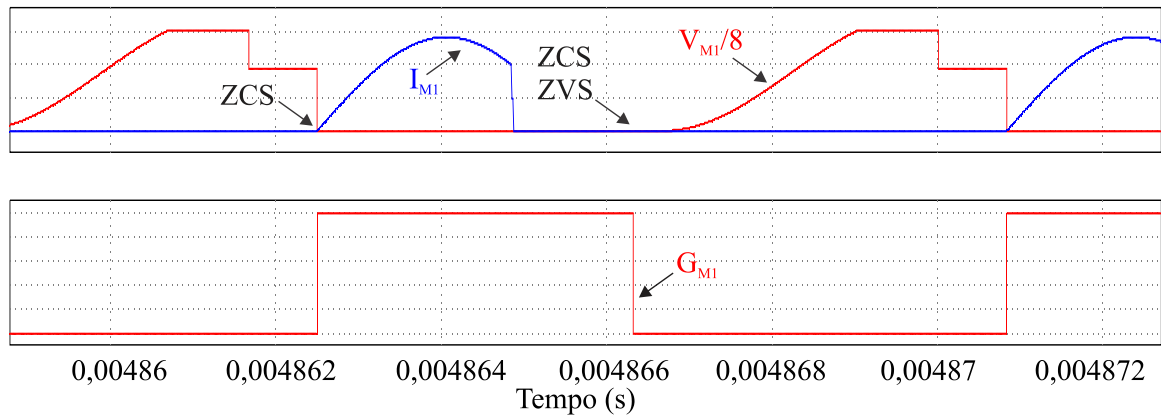
Figura 4.26 – Corrente e tensão sobre os LEDs obtidos por simulação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 4.27 mostra a tensão e a corrente nos interruptores M1 e M2. Pode ser observado que a comutação suave em ZCS no ligar e no desligar. Além disso, o desligamento dos interruptores ocorre em ZVS.

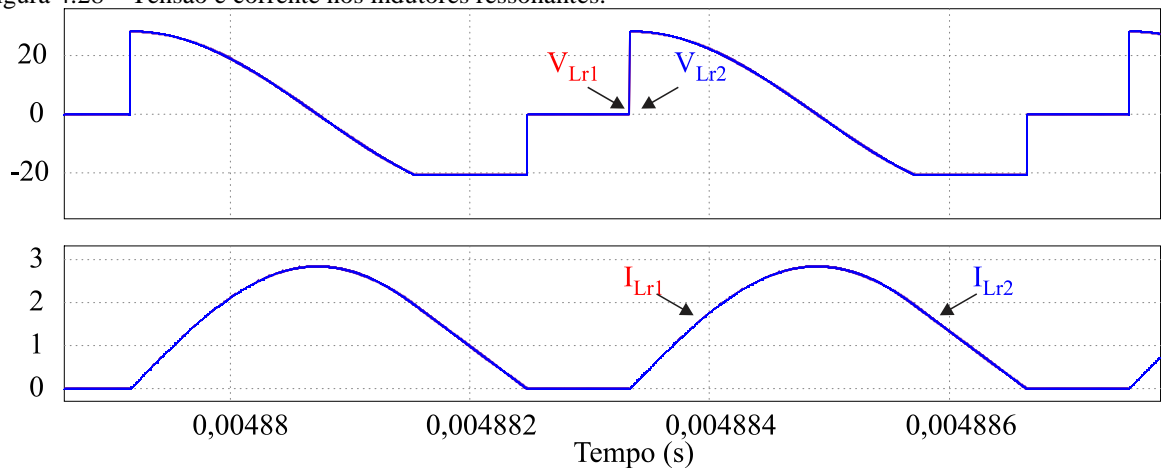
Figura 4.27 – Tensão e corrente sobre os interruptores obtidos por simulação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 4.28 mostra a tensão e a corrente nos indutores ressonantes. Pode ser observada que as formas de onda estão sobrepostas e o funcionamento dos indutores é em MCD.

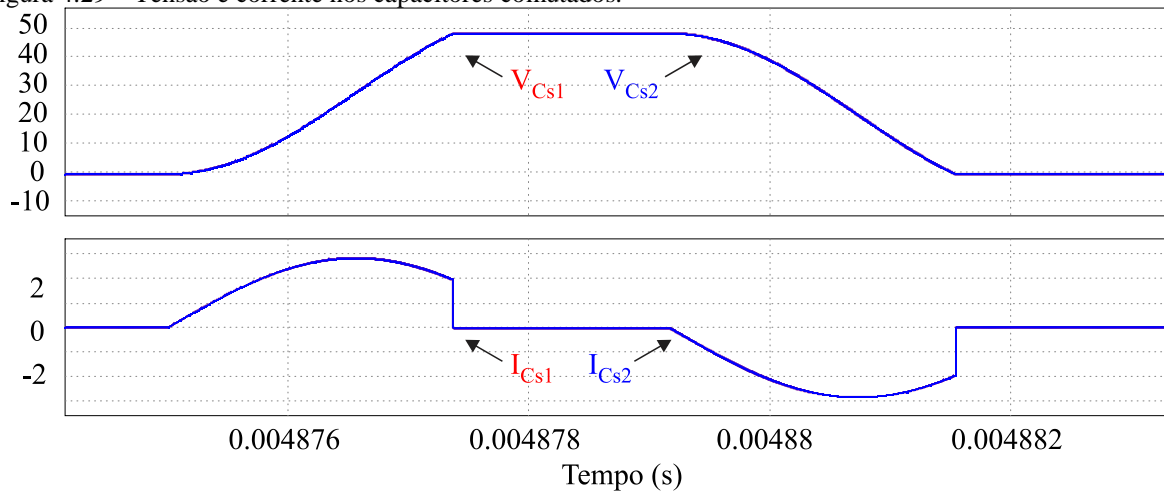
Figura 4.28 – Tensão e corrente nos indutores ressonantes.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 4.29 mostra a forma de onda da tensão e da corrente no capacitor comutado.

Figura 4.29 – Tensão e corrente nos capacitores comutados.



Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 4.2.2 Resultados experimentais do Conversor para equalização

O conversor foi alimentado com uma fonte de tensão regulada em 48 V. Um circuito integrado (CI) IR21531(S) é utilizado para acionar os interruptores  $M1$  e  $M2$ . O circuito oscilador do IR21531(S) foi ajustado a uma frequência de comutação de 120 kHz. Da mesma forma que o conversor básico, este foi montado em uma placa de núcleo metálico que tem a função de dissipar o calor gerado pelos componentes, evitando o uso de dissipadores externos.

A Tabela 5 mostra os componentes especificados para o projeto.

Tabela 5 – Componentes utilizados no protótipo.

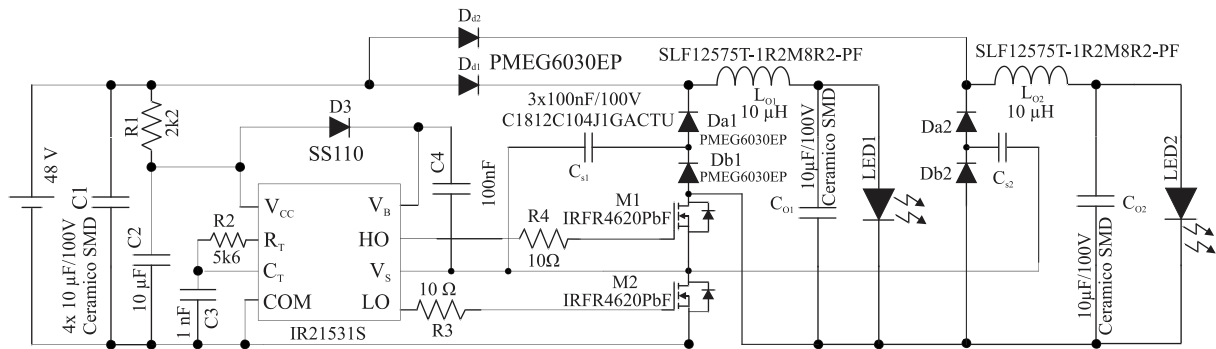
Componente	Valor	Modelo
Capacitores comutados ( $C_s$ )	2x100nF/100 V	NP0
Indutor ( $L_o$ )	10 $\mu$ H/30 V	SLF12575T-1R2M8R2-PF
Capacitores de saída ( $C_o$ )	2x10 $\mu$ F/100 V	22201C106MAT2A
MOSFETs ( $M1$ , $M2$ )	-	IRFR4620PBF
Diodos ( $Da1$ , $Db1$ , $Da2$ , $Db2$ )	-	PMEG6030EP

Fonte: Elaborado pelo autor.

O capacitor dimensionado para a saída foi de 4,7  $\mu$ F, porém no protótipo foi utilizado um capacitor de 10  $\mu$ F, que, devido suas características, tem uma redução da capacitância conforme o aumento da frequência de operação.

A Figura 4.30 mostra o circuito completo utilizado para a montagem do conversor com equalização de corrente nos LEDs.

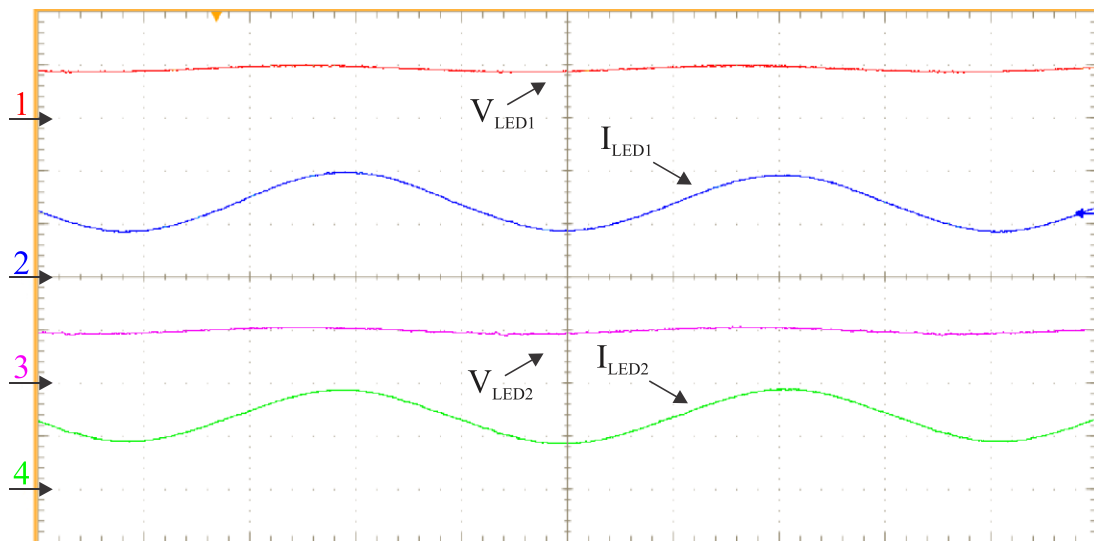
Figura 4.30 – Circuito completo do conversor com equalização.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 4.31 mostra as formas de onda de tensão e corrente nas saídas do conversor. A corrente média foram de 1,392 A e 1,344 A e as tensões médias da saída do foram de aproximadamente 19,2 V e 19,48 V, para os LEDs 1 e 2, respectivamente. Isto resulta em uma potência de saída de 52,9 W.

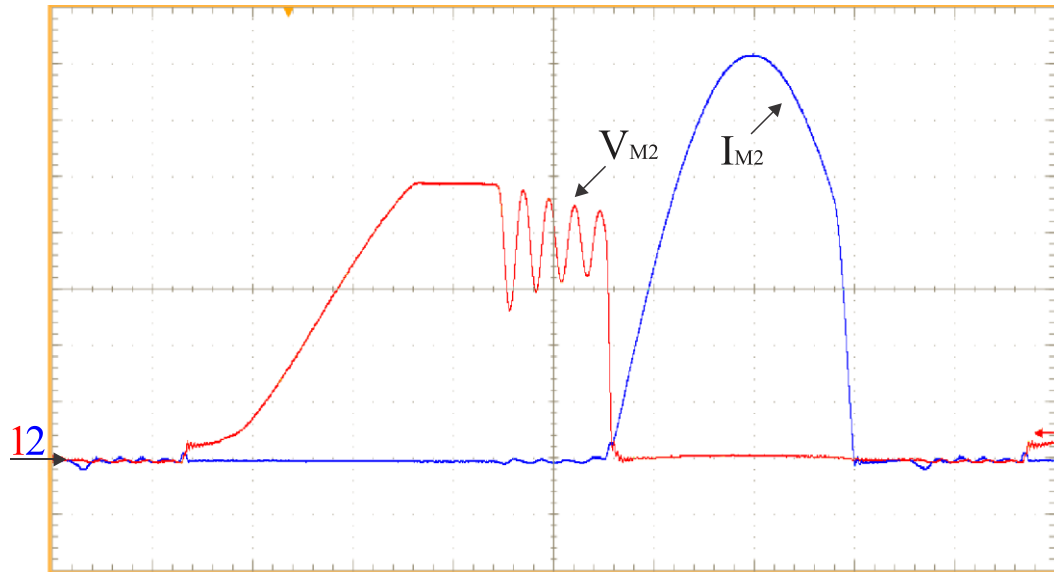
Figura 4.31 – Tensão no LED1 (CH1) e Corrente no LED1 (CH2), Tensão no LED2 (CH3) e Corrente no LED2 (CH4). (CH1: 20 V/div.; CH2: 1 A/div.; CH3:20 V/div.; CH4: 1 A/div.; Base de tempo: 1 µs/div.).



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 4.32 mostra a tensão e a corrente no interruptor M2. A corrente máxima apresentada foi de 5,72 A. Pode-se notar o ZCS e o desligamento do interruptor no ZVS. Há uma ondulação na forma de onda da tensão que pode ser proveniente das capacitâncias intrínsecas do componente.

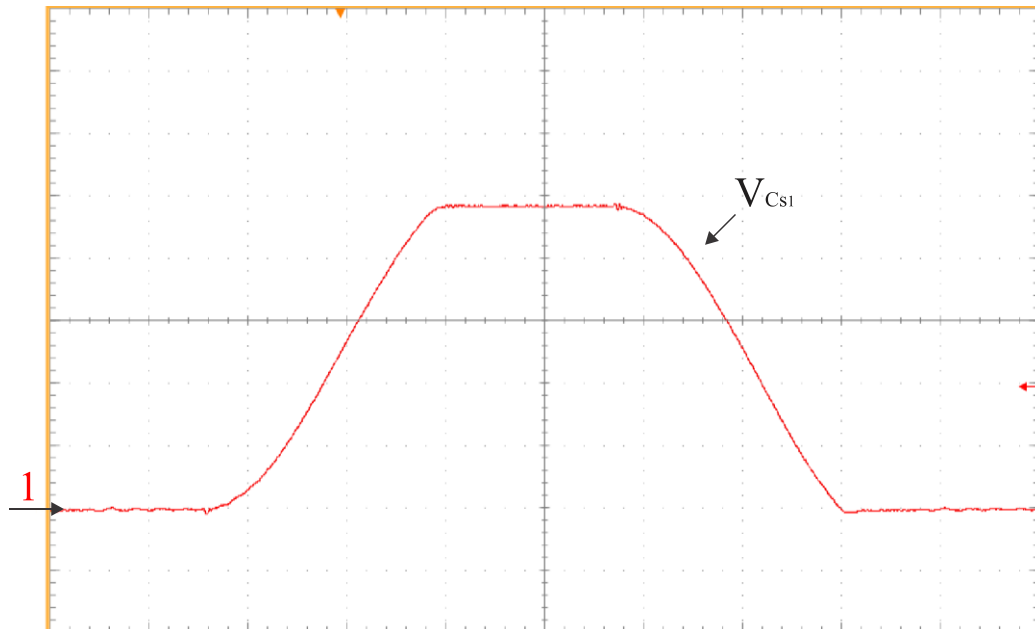
Figura 4.32 – Tensão em M2 (CH1) e Corrente em M2 (CH2). (CH1: 10 V/div.; CH2: 800 mA/div.; Base de tempo: 1  $\mu$ s/div.).



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 4.33 mostra a tensão sobre o capacitor comutado  $C_S$ . A carga e a descarga completas são demonstradas, conforme apresentado na análise teórica. O capacitor quando totalmente carregado apresentou uma tensão de 48,6 V.

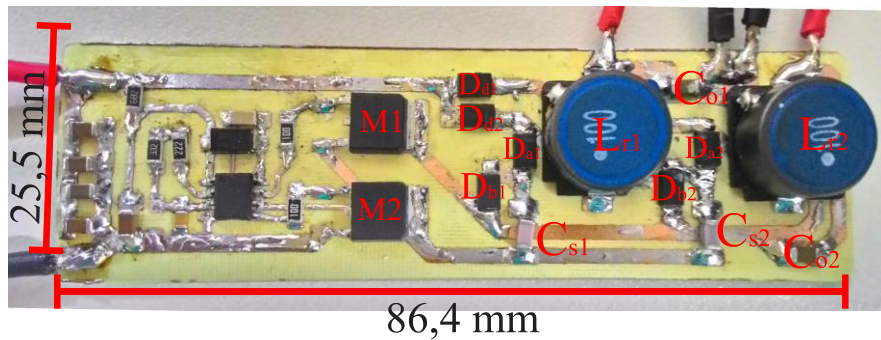
Figura 4.33 – Tensão em  $C_{S1}$ . (CH1: 10 V/div.; Base de tempo: 1  $\mu$ s/div.).



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 4.34 mostra o protótipo do conversor proposto implementado.

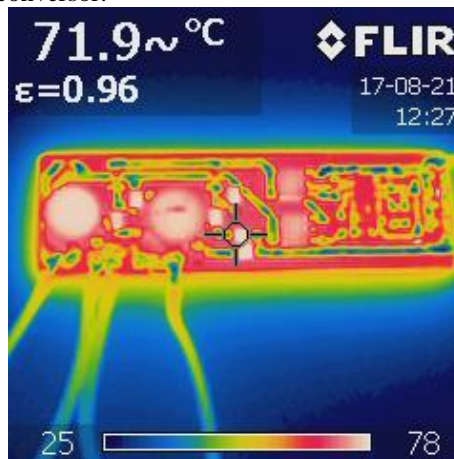
Figura 4.34 -Foto do protótipo de 54 W.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 4.35 mostra a imagem térmica do conversor em operação nominal. Como pode ser observado, o circuito apresenta valores de temperatura dentro do especificado pelos componentes, dispensando o uso de dissipadores de calor adicionais e a dissipação feita apenas pela placa de núcleo metálico. O rendimento máximo do conversor foi de 90,1%

Figura 4.35 – Imagem térmica do conversor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

### 4.3 Conclusão

Este capítulo realizou a análise de conversor *RSC* para acionamento de LEDs projetado para utilização em nanoredes CC de 24 V e 48 V. A topologia básica se mostrou interessante pois apresentou baixas perdas nos MOSFETs devido à comutação em ZCS tanto no seu ligamento como no desligamento, além disso, a proposta apresentou comutação em ZVS no desligamento. O conversor possibilita a estabilização de energia fornecida aos LEDs, que difere dos conversores convencionais *RSC*. A corrente através do indutor ressonante apresentou uma oscilação devido à capacitância intrínseca dos MOSFETs e dos diodos.

O protótipo de laboratório de 10 W fornecido em 24 V demonstrou o desempenho da topologia proposta. A operação do conversor com uma matriz de LEDs leva à potência de

saída de 9,82 W e rendimento global de 92,25%. Os resultados sugerem que o uso deste conversor simplificará a estrutura de iluminação e contribuirá para um alto desempenho do sistema de nanorrede de 24 V, visto que a conexão pode ser feita de forma direta, sem necessidade de adequação dos níveis de tensão e sem a conversão de energia que pode aumentar as perdas.

O conversor possibilita a equalização das potências dos LEDs sem a necessidade de um circuito de controle, que difere dos conversores convencionais utilizados para esta finalidade. O rendimento da estrutura diminuiu em relação ao circuito básico, provavelmente devido a adição de mais diodos.

## 5 CONCLUSÃO FINAL

Este trabalho tratou do projeto e desenvolvimento de conversores para acionamento de LEDs utilizados em nanorredes CC, com o objetivo de fornecer um sistema de iluminação para esta estrutura de rede com alto rendimento e confiabilidade. Além disso também foram obtidos conversores com princípios simples e compactos.

No Capítulo 1 foi apresentada um breve resumo da evolução do sistema elétrico desde o seu princípio até o desenvolvimento dos conceitos de microrredes e nanorredes, justificando a sua utilização. Também é apresentado um panorama resumido da iluminação com LEDs e as condições necessárias para adequar o circuito de acionamento às características do LED.

No Capítulo 2 foi demonstrado o modelo elétrico simplificado do LED que foi utilizado mais adiante para o dimensionamento do circuito. Algumas topologias de conversores para LEDs presentes na literatura foram apresentadas, incluindo os conversores *RSC*. Além disto também foram apresentadas algumas topologias de equalização de corrente nos LEDs.

A topologia de conversor com capacitor comutado ressonante foi escolhida para ser utilizada no projeto, visto que não necessita de um controle para manter a corrente de saída estabilizada, reduzindo o número de componentes do sistema e, conseqüentemente reduzindo os custos. Outra vantagem desta topologia é a redução das perdas por comutação nos interruptores, já que opera com comutação suave em *ZCS* no ligar e desligar e, diferente de outras propostas com o mesmo princípio, opera em *ZVS* no desligar dos interruptores. Esta característica é bem proveitosa, pois no circuito foram utilizados MOSFETs que concentram a maior parte de suas perdas no desligamento.

No Capítulo 3 foram mostrados os estudos sobre os conversores *RSC* propostos, mostrando as análises qualitativa e quantitativa e a aplicação do conversor aos LEDs de potência. O modelo elétrico simplificado do LED utilizado foi obtido para, em seguida, ser utilizado na análise e dimensionamento do circuito proposto. Os resultados experimentais da topologia proposta apresentaram grande aproximação dos resultados simulados, validando as equações levantadas no capítulo.

O rendimento global do conversor de 10 W foi de 92,25%. Entretanto, o comportamento da curva de rendimento obtida indica que este valor poderia ter sido maior. Isto não foi possível devido à dificuldade de se encontrar um LED com as características de potência e tensão compatíveis com as condições do projeto. O rendimento da estrutura aumentou quando foi medido apenas o circuito do conversor. Ao se utilizar esta estrutura com um LED de potência



maior, como as perdas no circuito de acionamento são praticamente constantes, o rendimento global consequentemente irá aumentar.

Os resultados experimentais do conversor de 54 W são mostrados para validar o dimensionamento e a simulação. O rendimento global deste conversor teve um valor máximo de 90,1% em condições nominais. Este valor menor de rendimento pode ter sido causado pelo aumento dos semicondutores em relação ao primeiro conversor. Diferente de outras propostas, este conversor foi projetado para estabilizar a potência fornecida aos LEDs. Isto é interessante para manter o nível de iluminância constante no ambiente a ser iluminado.

Para trabalhos futuros serão avaliadas as perdas do conversor para tentar aumentar seu rendimento. Os Diodos podem ser substituídos por outros com tensão de polarização reduzida, o que pode promover um aumento do rendimento da estrutura, além do estudo da substituição dos LEDs de saída por outros com melhores características para este projeto.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ALMEIDA, P. S. et al. **Off-line soft-switched LED driver based on an integrated bridgeless boost - half-bridge converter**. 2013 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. **Anais...IEEE**, out. 2013. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6682539/>>
- ALMEIDA, P. S. **Síntese de conversores ressonantes com alto fator de potência e alta eficiência para o acionamento de diodos emissores de luz**. Juiz de Fora: Universidade Federal de Juiz de Fora, 2014.
- ALMEIDA, P. S. et al. Offline Soft-Switched LED Driver Based on an Integrated Bridgeless Boost–Asymmetrical Half-Bridge Converter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 51, n. 1, p. 761–769, jan. 2015.
- ALONSO, J. M. et al. **Analysis and design of the integrated double buck-boost converter operating in full DCM for LED lighting applications**. IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. **Anais...IEEE**, nov. 2011. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6119611/>>
- ALONSO, J. M. et al. A Study on LED Retrofit Solutions for Low-Voltage Halogen Cycle Lamps. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 48, n. 5, p. 1673–1682, set. 2012.
- ANAND, S.; FERNANDES, B. G. **Optimal voltage level for DC microgrids**. IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. **Anais...Glendale: IEEE**, nov. 2010. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5674947/>>
- ARIAS, M. et al. Design of a Soft-Switching Asymmetrical Half-Bridge Converter as Second Stage of an LED Driver for Street Lighting Application. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 3, p. 1608–1621, mar. 2012.
- ARIAS, M.; VAZQUEZ, A.; SEBASTIÁN, J. An Overview of the AC-DC and DC-DC Converters for LED Lighting Applications. **Automatika – Journal for Control, Measurement, Electronics, Computing and Communications**, v. 53, n. 2, 23 maio 2012.
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DA INDÚSTRIA DE ILUMINAÇÃO - ABILUX. **Medidas para reduzir o consumo de energia**. Disponível em: <[http://www.abilux.com.br/portal/pdf/destaques/destaque\\_2015-02-12.pdf](http://www.abilux.com.br/portal/pdf/destaques/destaque_2015-02-12.pdf)>. Acesso em: 30 jun. 2017.
- BEIRANVAND, R. Analysis of a Switched-Capacitor Converter Above its Resonant Frequency to Overcome Voltage Regulation Issue of Resonant SCCs. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 9, p. 5315–5325, 2016.
- CECATI, C. et al. DC nanogrid for renewable sources with modular DC/DC LLC converter building block. **IET Power Electronics**, v. 10, n. 5, p. 536–544, 21 abr. 2017.

- CHEN, X. et al. Multichannel LED Driver With CLL Resonant Converter. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 3, n. 3, p. 589–598, set. 2015.
- CHENG, K. W. E. New generation of switched capacitor converters. **PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No.98CH36196)**, v. 2, n. 98, p. 1529–1535, 1998.
- CHENG, K. W. E.; YE, Y. **Switched-capacitor power converter and its applications to future power net**. TENCON 2015 - 2015 IEEE Region 10 Conference. **Anais...IEEE**, nov. 2015. Disponível em:  
<<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7373177>>
- CHOI, S.; KIM, T. Symmetric Current-Balancing Circuit for LED Backlight With Dimming. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 4, p. 1698–1707, abr. 2012.
- CIRRUS LOGIC. **Application Note Effect on Load Current in an LED Driver** Cirrus Logic, , 2013.
- CUK, S. **Storageless step-down switching DC-DC converter** United States 12/807,664, , 2011.
- DRAGICEVIC, T. et al. Advanced LVDC Electrical Power Architectures and Microgrids. **IEEE Electrification Magazine**, v. 2, n. 1, p. 54–65, 2014.
- DRAGIČEVIĆ, T. et al. DC Microgrids - Part II: A Review of Power Architectures, Applications, and Standardization Issues. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 5, p. 3528–3549, 2016.
- EMRANI, A.; FARZANEHFARD, H. A new zero current switching resonant Buck converter. **Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering**, p. 000656–000659, 2011.
- FERREIRA, J. S. et al. **A step-down converter with Resonant Switching Capacitor applied in nanogrids to drive power LEDs**. 2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG). **Anais...IEEE**, abr. 2017. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7972537/>>
- HWU, K. I.; CHOU, S. C. A simple current-Balancing converter for LED lighting. **Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC**, p. 587–590, 2009.
- HWU, K. I.; JIANG, W. Z.; HSIAO, C. W. Dimmable LED Driver Based on Twin-Bus Converter and Differential-Mode Transformer. **Journal of Display Technology**, v. 12, n. 10, p. 1122–1129, out. 2016.
- HWU, K.; JIANG, W. Non-Isolated Two-Channel LED Driver with Automatic Current Balance and Zero Voltage Switching. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. PP, n. 99, p. 1, 2016.

IEC. **IEC 60038 - Standard Voltages**. International Electrotechnical Commission, , 2009.

IOINOVICI, A. Switched-capacitor power electronics circuits. **IEEE Circuits and Systems Magazine**, v. 1, n. 3, p. 37–42, 2001.

JABBARI, M. Unified analysis of switched-resonator converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 5, p. 1364–1376, 2011.

KATHIRESAN, R. et al. Novel High-Power Nonresonant Multichannel LED Driver. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 7, p. 5851–5864, jul. 2017.

KEMET. **Surface Mount Multilayer Ceramic Chip Capacitors**. Disponível em:  
<[http://www.kemet.com/Lists/ProductCatalog/Attachments/46/KEM\\_C1003\\_C0G\\_SMD.pdf](http://www.kemet.com/Lists/ProductCatalog/Attachments/46/KEM_C1003_C0G_SMD.pdf)>.

KIM, H.-C. et al. A Single-Inductor, Multiple-Channel Current-Balancing LED Driver for Display Backlight Applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 50, n. 6, p. 4077–4081, nov. 2014.

LEE, B.; KIM, H.; RIM, C. Robust Passive LED Driver Compatible With Conventional Rapid-Start Ballast. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 12, p. 3694–3706, dez. 2011.

LEE, E. S. et al. Temperature-Robust LC<sup>3</sup> Passive LED Drivers With Low THD, High Efficiency and PF, and Long Life. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 3, n. 3, p. 829–840, set. 2015.

LI, S. et al. **A review and classification of LED ballasts**. 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. **Anais...IEEE**, set. 2013. Disponível em:  
<<http://ieeexplore.ieee.org/document/6647106/>>

LI, S. et al. A Survey, Classification, and Critical Review of Light-Emitting Diode Drivers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 2, p. 1503–1516, fev. 2016.

LIN, S. et al. **Implementation of a Single-Stage Forward-Flyback Driver with High Efficiency and High Power Factor for LED Streetlight II . Circuit Design of the LED Driver I . Introduction**. 2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia. **Anais...Kaohsiung, Taiwan: IEEE**, 2017. Disponível em:  
<<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7992191&isnumber=7992033>>

LIN, Y.-L. et al. LED Backlight Driver Circuit With Dual-Mode Dimming Control and Current-Balancing Design. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 9, p. 4632–4639, set. 2014.

LING GU; KE JIN. An isolated switching capacitor regulator. **2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)**, p. 21–25, 2012.

- LIU, X. et al. Single-Stage Single-Switch Four-Output Resonant LED Driver With High Power Factor and Passive Current Balancing. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 6, p. 4566–4576, jun. 2017.
- LUO, Q. et al. An LED Driver With Dynamic High-Frequency Sinusoidal Bus Voltage Regulation for Multistring Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 1, p. 491–500, jan. 2014.
- MACKAY, L. et al. From DC nano- and microgrids towards the universal DC distribution system - A plea to think further into the future. **IEEE Power and Energy Society General Meeting**, v. 2015–Septe, p. 1–5, 2015.
- MALKAWI, A.; LOPES, L. A. C. **Control of the power electronics interface of a PV source in a smart residential DC nanogrid**. 2016 IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE). **Anais...IEEE**, maio 2016. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7726735/>>
- MARTÍNEZ, G.; ALONSO, J. M. A review on switched capacitor converters with high power density for OLED lamp driving. **IEEE Industry Application Society - 51st Annual Meeting, IAS 2015, Conference Record**, p. 1–8, 2015.
- MARTINS, M. et al. Dimmable LED driver with variable inductor based on a resonant switched-capacitor topology. **2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2015**, p. 5329–5336, 2015.
- MARTINS, M. et al. Analysis, Design, and Experimentation of a Dimmable Resonant-Switched-Capacitor LED Driver With Variable Inductor Control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 4, p. 3051–3062, abr. 2017.
- MIRANDA, P. H. A. **Conversor CA/CC Com Capacitor Chaveado Para LEDs**. Fortaleza: Universidade Federal do Ceará, 2012.
- MORAIS, A. S.; LOPES, L. A. C. **Interlink Converters in DC nanogrids and its effect in power sharing using distributed control**. 2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG). **Anais...IEEE**, jun. 2016. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7527077>>
- NATIONAL FIRE PROTECTION ASSOCIATION. NFPA 70 2017 Edition - National Electrical Code. **National Electrical Code**, p. 1–922, 2017.
- NOGUEIRA, F. J. **AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL DE LUMINÁRIAS EMPREGANDO LEDs ORIENTADAS À ILUMINAÇÃO PÚBLICA**. Juiz de Fora: Universidade Federal de Juiz de Fora. UFJF, 2013.
- PENG WANG et al. Harmonizing AC and DC: A Hybrid AC/DC Future Grid Solution. **IEEE Power and Energy Magazine**, v. 11, n. 3, p. 76–83, maio 2013.

PINTO, R. A. **Sistemas Eletrônicos para Iluminação de Exteriores Empregando Diodos Emissores De Luz ( LEDs ) Alimentados pela Rede Elétrica e por Baterias**. Santa Maria: Universidade Federal de Santa Maria, 2012.

PRABHAKARAN, P.; AGARWAL, V. **Mitigation of voltage unbalance in a low voltage bipolar DC microgrid using a boost-SEPIC type interleaved dc-dc compensator**. 2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC). **Anais...**Auckland: IEEE, dez. 2016. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7846222/>>

REDFERN, M. A. Smart DC micro-grids. **Proceedings of the 2014 15th International Scientific Conference on Electric Power Engineering, EPE 2014**, p. 173–178, 2014.

ROCABERT, J. et al. Control of power converters in AC microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 11, p. 4734–4749, 2012.

ROCHA, A. F. **Estudo de um Conversor CC-CC Elevador com Capacitor Comutado Para LEDs Aplicado a Sistemas Fotovoltaicos**. Sobral: Universidade Federal do Ceará, 2015.

RODRIGUES, C. R. B. S. **Contribuições ao uso de diodos emissores de luz em iluminação pública**. Juiz de Fora: Universidade Federal de Juiz de Fora, 2012.

SÁ JR., E. M. **Estudo de Estruturas de Reatores Eletrônicos para LEDs de Iluminação**. Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, 2010.

SANCHEZ, S.; SOLOOT, A. H.; MOLINAS, M. **Stability influence of renewable energy systems: Connection to DC nanogrids**. 2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL). **Anais...**IEEE, jun. 2016. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7556682/>>

SANO, K.; FUJITA, H. Performance of a High-Efficiency Switched-Capacitor-Based Resonant Converter With Phase-Shift Control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 2, p. 344–354, fev. 2011.

SANTOS FILHO, E. E. DOS et al. A LED Driver With Switched Capacitor. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 50, n. 5, p. 3046–3054, set. 2014.

SHUAI, P. et al. **A non-insulated resonant boost converter**. 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). **Anais...**IEEE, fev. 2010. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5433618/>>

TURHAN, M.; HENDRIX, M. A. M.; DUARTE, J. L. **Step-down switched-capacitor quasi-resonant PWM converter with continuous conversion ratio**. 2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe). **Anais...**IEEE, set. 2015. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7309473>>

U.S. DEPARTMENT OF ENERGY - DOE. Life-Cycle Assessment of Energy and Environmental Impacts of LED Lighting Products. p. 54, 2012.

WANG, Y.; ALONSO, J. M.; RUAN, X. High-Performance LED Drivers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 7, p. 5751–5753, jul. 2017.

WEIXING LI et al. **On voltage standards for DC home microgrids energized by distributed sources**. Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference. **Anais...Harbin: IEEE**, jun. 2012. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6259203/>>

WILKINS, A. J. et al. Fluorescent lighting, headaches and eyestrain. **Lighting Research & Technology**, v. 21, n. 1, p. 11–18, 18 mar. 1989.

WILKINS, A.; VEITCH, J.; LEHMAN, B. **LED lighting flicker and potential health concerns: IEEE standard PAR1789 update**. 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. **Anais...IEEE**, set. 2010. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5618050/>>

WU, B. et al. Analysis of High-Power Switched-Capacitor Converter Regulation Based on Charge-Balance Transient-Calculation Method. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 5, p. 3482–3494, maio 2016.

WU, H. et al. **Multi-channel constant current (MC3) LLC resonant LED driver**. 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. **Anais...IEEE**, set. 2011. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6064111/>>

YANG, J.-W.; DO, H.-L. High-Efficiency ZVS AC-DC LED Driver Using a Self-Driven Synchronous Rectifier. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, v. 61, n. 8, p. 2505–2512, ago. 2014.

YE, Y. et al. Single-Switch Multichannel Current-Balancing LED Drive Circuits Based on Optimized SC Techniques. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 8, p. 4761–4768, ago. 2015.

YEUNG, Y. P. B. et al. Zero-current switching switched-capacitor quasiresonant step-down converter. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, v. 149, n. 2, p. 111, 2002.

YEUNG, Y. P. B. et al. Unified analysis of switched-capacitor resonant converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 51, n. 4, p. 864–873, 2004.

ZAPATA, J. W.; MEYNARD, T. A.; KOURO, S. **Multi-channel partial power DC-DC converter for current balancing of LED strings**. 2017 IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). **Anais...IEEE**, jun. 2017. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/8001344/>>

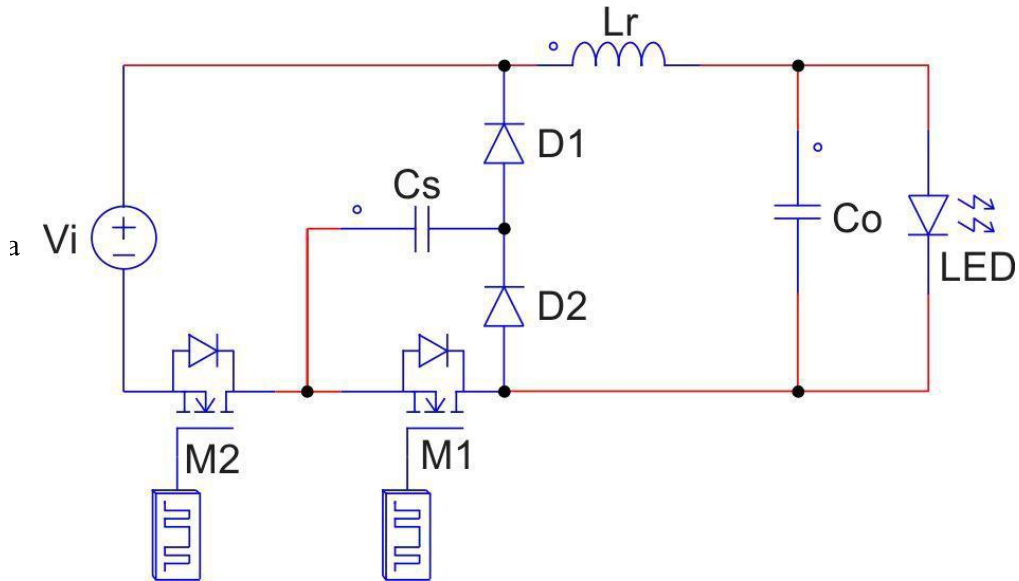
ZHANG, J. et al. A precise passive current balancing method for multioutput LED drivers.

**IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 8, p. 2149–2159, 2011.

ZHANG, J.; WANG, J.; WU, X. A Capacitor-Isolated LED Driver With Inherent Current Balance Capability. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 4, p. 1708–1716, abr. 2012.



## APÊNDICE A – EQUACIONAMENTO DO CONVERSOR



### Dados do LED COB

$I_{LED} := 0.855$	[A]	[corrente nominal do LED]
$V_t := 8.552$	[V]	[tensão direta do LED]
$r_d := 3.726$	[ $\Omega$ ]	[resistência intrínseca do LED]
$n := 1$		[número de LEDs em série]
$V_{LED} := n \cdot (V_t + r_d \cdot I_{LED}) = 11.738$	[V]	[tensão do LED]

### Dados de entrada

$f_s := 58 \cdot 10^3$	[Hz]	[frequência de comutação]
$T_s := \frac{1}{f_s} = 17.241 \times 10^{-6}$	[s]	[período de comutação]
$V_i := 24$	[V]	[tensão de entrada]
$L_r := 15 \cdot 10^{-6}$	[H]	[indutor de saída utilizado]
$C_r := 300 \cdot 10^{-9}$	[F]	[capacitor comutado utilizado]
$\omega_o := \sqrt{\frac{1}{L_r \cdot C_r}} = 471.405 \times 10^3$	[rad/s]	[frequência de ressonância]

$$R_o := \frac{V_{LED}}{I_{LED}} = 13.728 \quad [\Omega] \quad [\text{resist\^encia de sa\^ıda do circuito}]$$

$$G := \sqrt{\frac{R_o \cdot f_s}{L_r \cdot \omega_o^2}} = 0.489 \quad [\text{ganho est\^atico do conversor}]$$

$$V_o := G \cdot V_i = 11.73 \quad [V] \quad [\text{tens\~ao de sa\^ıda do conversor}]$$

### Etapa 1:

A tens\~ao sobre o capacitor comutado durante a etapa 1 \u00e9 dada por [1]

$$v_{Cr\_01}(t) := (V_i - V_o) \cdot (1 - \cos(\omega_o \cdot t)) \quad [1]$$

A corrente no indutor de sa\^ıda durante a etapa 1 \u00e9 dada por [2]

$$i_{Lr\_01}(t) := C_r \cdot \omega_o \cdot \sin(\omega_o \cdot t) \cdot (V_i - V_o) \quad [2]$$

O intervalo de tempo da etapa 1 \u00e9 dado por [3]

$$t_1 := \frac{1}{\omega_o} \arccos\left(\frac{G}{G-1}\right) = 6.033 \times 10^{-6} \quad [3]$$

Derivando-se a express\~ao [2] que define a corrente no indutor, obt\u00eam-se

$$D(t) := \frac{d}{dt} i_{Lr\_01}(t) \quad [4]$$

$$D(t) \rightarrow 818005.66466806942725 \cdot \cos(471404.52079103171 \cdot t) \quad [5]$$

O instante em que a corrente em Lr \u00e9 m\~axima \u00e9 dado por [6]

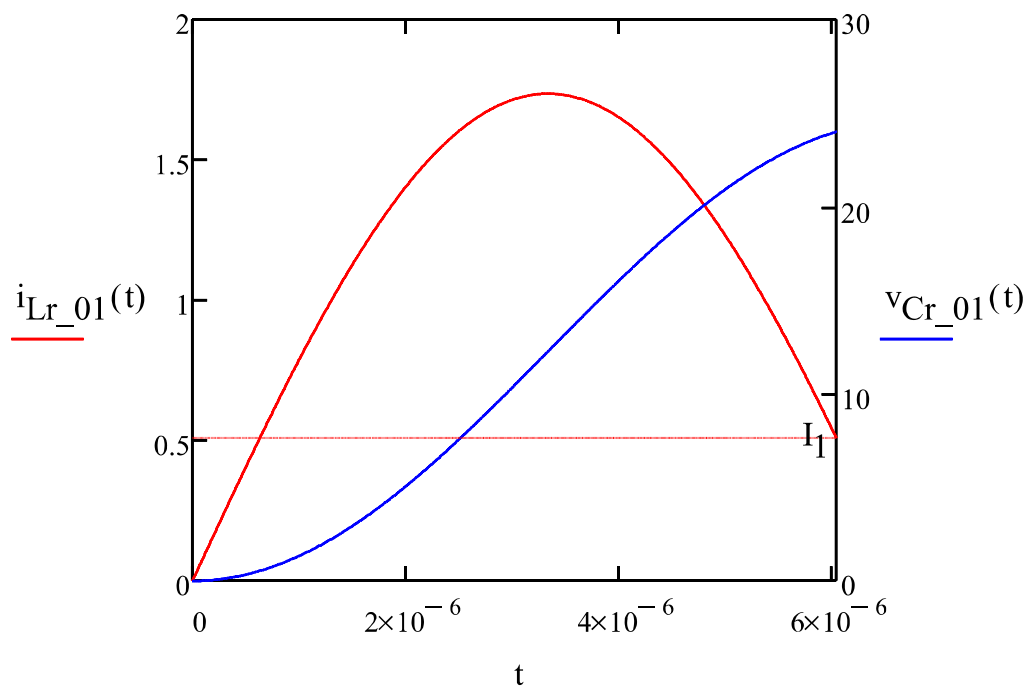
$$t_{\max} := \frac{\arccos(0)}{471405} = 3.332 \times 10^{-6} \quad [6]$$

A corrente m\~axima no indutor \u00e9 calculada por [7]

$$i_{Lr\_max} := i_{Lr\_01}(3.332 \times 10^{-6}) = 1.735 \quad [7]$$

A corrente no instante  $t_1$ , ao final da primeira etapa \u00e9 dada por [8]

$$I_1 := i_{Lr\_01}(t_1) = 0.509 \quad [8]$$



## Etapa 2:

A tensão sobre o capacitor comutado durante a etapa 2 é dada por [9]

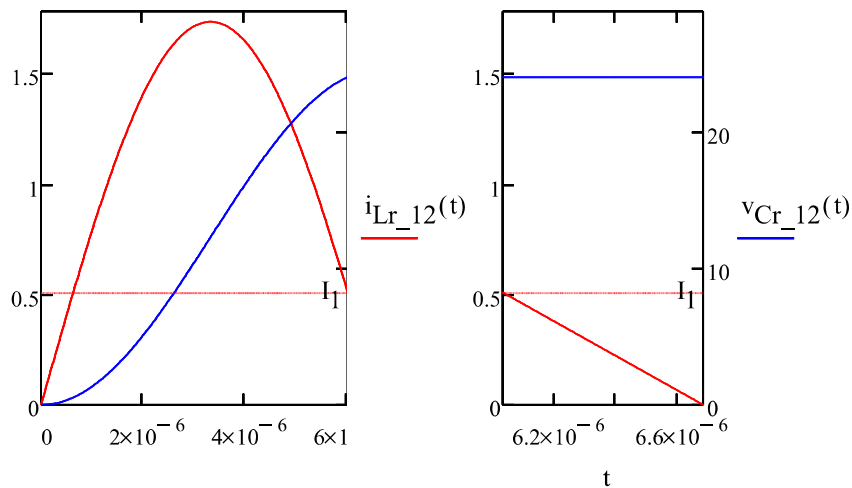
$$v_{Cr\_12}(t) := V_i \quad [9]$$

A corrente no indutor de saída durante a etapa 2 é dada por [10]

$$i_{Lr\_12}(t) := I_1 - \frac{V_o}{L_r} \cdot (t - t_1) \quad [10]$$

O intervalo de tempo da etapa 1 é definido por [11]

$$t_2 := \frac{1}{\omega_o} \cdot \sqrt{\left(\frac{1-G}{G}\right)^2 - 1} + t_1 = 6.684 \times 10^{-6} \quad [11]$$



### Etapas 3 e 4

A etapa 4 se inicia em aproximadamente metade do período de comutação, e é definida por [12]

$$t_4 := \frac{T_s}{2} = 8.621 \times 10^{-6} \quad [12]$$

O tempo morto do driver utilizado no projeto do conversor, retirado da folha de dados do fabricante é dado por [13]

$$T_{dt} := 0.6 \cdot 10^{-6} \quad [13]$$

O tempo  $t_3$  é conseguido pela diferença entre o início da etapa 4 e o tempo morto do driver, dado em [14]

$$t_3 := t_4 - T_{dt} \quad [14]$$

A tensão no capacitor comutado durante as etapas 3 e 4 permanece com o valor da tensão de entrada, dada por [15]

$$v_{Cr\_23}(t) := V_i \quad [15]$$

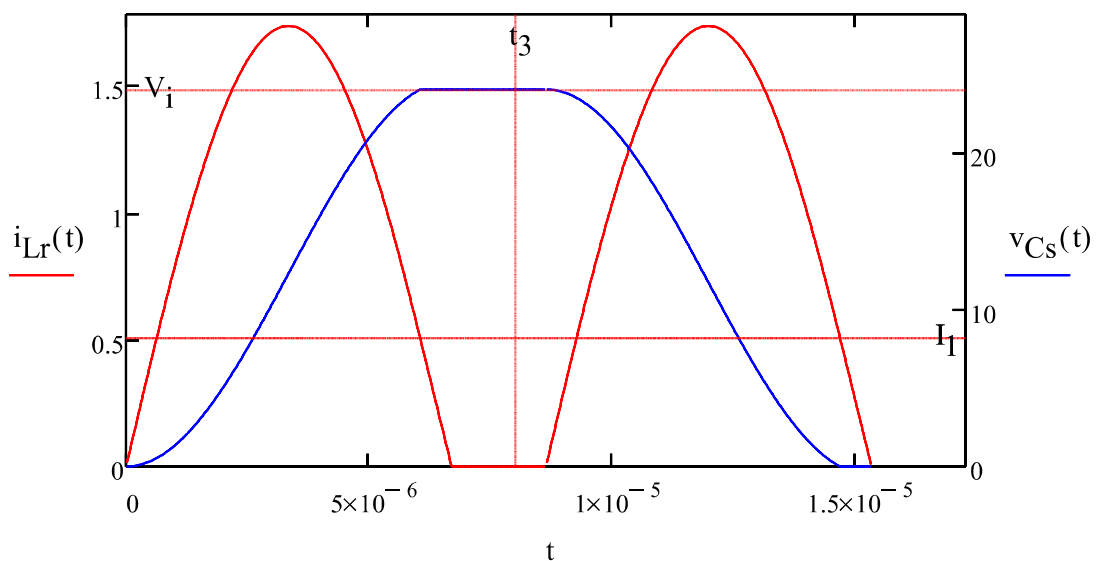
Nestas etapas a corrente no indutor de saída permanece nula, como mostra [16]

$$i_{Lr\_23}(t) := 0 \quad [16]$$

### Formas de onda do capacitor comutado e do indutor de saída

$$v_{Cs}(t) := \begin{cases} v_{Cr\_01}(t) & \text{if } 0 < t < t_1 \\ v_{Cr\_12}(t) & \text{if } t_1 < t < t_2 \\ v_{Cr\_23}(t) & \text{if } t_2 < t < t_3 \\ v_{Cr\_23}(t) & \text{if } t_3 < t < t_4 \\ (V_i - v_{Cr\_01}(t - t_4)) & \text{if } t_4 < t < t_4 + t_1 \\ 0 & \text{if } t_4 + t_1 < t < t_4 + t_2 \\ 0 & \text{if } t_4 + t_1 < t < t_4 + t_2 \\ 0 & \text{if } t_4 + t_1 < t < t_4 + t_2 \end{cases}$$

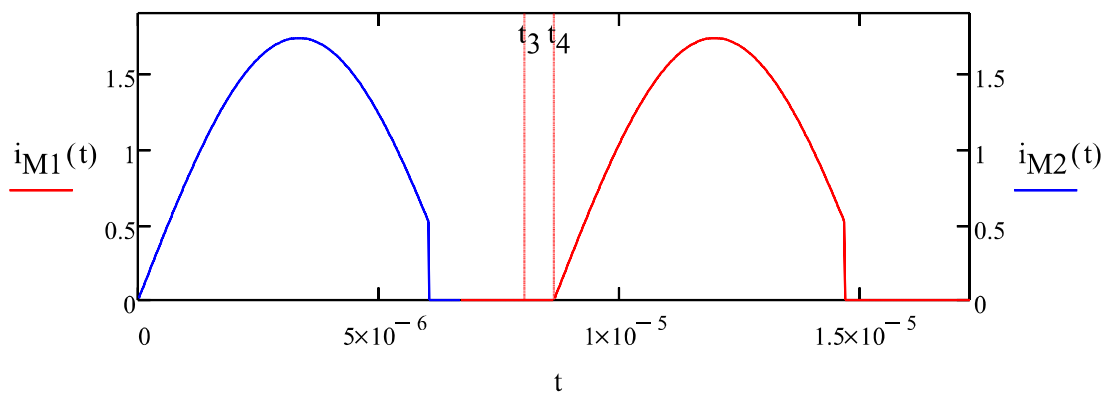
$$i_{Lr}(t) := \begin{cases} i_{Lr\_01}(t) & \text{if } 0 < t < t_1 \\ i_{Lr\_12}(t) & \text{if } t_1 < t < t_2 \\ i_{Lr\_23}(t) & \text{if } t_2 < t < t_3 \\ i_{Lr\_23}(t) & \text{if } t_3 < t < t_4 \\ i_{Lr\_01}(t - t_4) & \text{if } t_4 < t < t_4 + t_1 \\ i_{Lr\_12}(t - t_4) & \text{if } t_4 + t_1 < t < t_4 + t_2 \\ i_{Lr\_23}(t - t_4) & \text{if } t_2 < (t_4 + t_1 < t < t_4 + t_2) < t_4 + t_3 \end{cases}$$



**Formas de onda dos interruptores M1 e M2**

$$i_{M1}(t) := \begin{cases} i_{Lr\_23}(t) & \text{if } t_2 < t < t_3 \\ i_{Lr\_23}(t) & \text{if } t_3 < t < t_4 \\ i_{Lr\_01}(t-t_4) & \text{if } (t_4 < t < t_4 + t_1) \\ 0 & \text{if } t > t_4 + t_1 \end{cases}$$

$$i_{M2}(t) := \begin{cases} i_{Lr\_01}(t) & \text{if } 0 < t < t_1 \\ 0 & \text{if } t_1 < t < t_2 \end{cases}$$



## Esforços nos componentes

- Corrente nos interruptores

A corrente média no interruptor M2 é a mesma da primeira etapa do indutor, o que pode ser definido por [17]

$$I_{M2med} := \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_1} i_{Lr\_01}(t) dt = 0.418 \quad [17]$$

A corrente do interruptor M1 tem a mesma forma de onda da corrente do indutor de saída na primeira etapa. Desta forma, o seu valor pode ser calculado por [18]

$$I_{M1rms} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_1} (i_{Lr\_01}(t))^2 dt} = 0.761 \quad [18]$$

As correntes no interruptor M1 têm o mesmo valor do interruptor M2.

- Corrente nos diodos

A corrente média nos diodo D1 pode ser definido por [19]

$$I_{Dmed} := \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_1} i_{Lr\_01}(t) dt + \frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_1}^{t_2} i_{Lr\_12}(t) dt = 0.427 \quad [19]$$

A corrente do interruptor M1 tem a mesma forma de onda da corrente do indutor de saída na primeira etapa. Desta forma, o seu valor pode ser calculado por [20]

$$I_{D1rms} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_2} i_{Lr\_01}(t)^2 dt + \frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_4+t_1}^{t_4+t_2} i_{Lr\_23}(t)^2 dt} = 0.763 \quad [20]$$

### Cálculo do capacitor de saída

A corrente  $I_{OUT}$  contém duas componentes, uma DC e outra AC. A amplitude de  $I_{DC}$  é igual o valor de pico de senoide  $I_{PK}$ .

$$\Delta I_{LED} := 15\% \quad [\text{Variação da Corrente no LED}]$$

Considerando uma ondulação de corrente admissível especificada no projeto da corrente RMS de saída

$$I_{ripple} := \Delta I_{LED} \cdot I_{LED} = 0.128 \quad [A]$$

O fator necessário para o filtro RC reduzir a ondulação de corrente da saída para a ondulação especificada é dado por:

$$\text{Factor} := \frac{I_{ripple}}{i_{Lr\_max}} = 0.074$$

A capacitância de saída é conhecida por:

$$C_{OUT} := \frac{\sqrt{\left[ \frac{1}{(\text{Factor})^2} \right] - 1}}{2\pi \cdot f_s \cdot r_d} = 9.937 \times 10^{-6} \quad [F] \quad \text{Capacitância de Saída}$$

O capacitor de saída é selecionado com um valor comercial mais próximo do calculado:

$$C_{out} := 10 \cdot 10^{-6} \quad [F]$$

## APÊNDICE B – CÁLCULO DE PERDAS DO CONVERSOR

### Dados do Conversor

Os parâmetros abaixo foram obtidos a partir do projeto do conversor.

$V_{in} := 24$	[V] Tensão que o MOSFET foi submetido no circuito
$D := 0.5$	Razão Cíclica
$f_s := 50 \cdot 10^3$	[Hz] Frequência de saída
$T := \frac{1}{f_s} = 2 \times 10^{-5}$	[s] Período
$I_{Lmed} := 0.854$	[A] Corrente no LED, valor obtido nos resultados experimentais
$V_F := 0.6$	[V] Tensão de polarização do diodo
$V_{out} := 11.73$	[V] Tensão de saída
$R_L := 50.8 \cdot 10^{-3}$	[Ω] Resistencia intrinseca no indutor

### Dados do MOSFET

O MOSFET utilizado foi o IPD09N03L. Os dados abaixo podem ser obtidos na folha de dados do componente

$V_b := 1.2$	[V] Tensão de polarização do diodo intrínseco (body diode voltage)
$V_{ds1} := 30$	[V] Tensão dreno-source do datasheet
$C_{iss} := 1600 \cdot 10^{-12}$	[F] capacitância de entrada
$C_{oss} := 590 \cdot 10^{-12}$	[F] Capacitância de saída
$C_{rss} := 88 \cdot 10^{-12}$	[F] Capacitância de transferência reversa
$r_{ds} := 9.1 \cdot 10^{-3}$	[Ω] Resistência Dreno Source

---

A capacitância dreno source para a tensão apresentada na folha de dados:

$$C_{ds} := C_{oss} - C_{rss} = 502 \times 10^{-12} \quad [F]$$

A capacitância dreno-source para  $V_{ds}$  próximo a zero (zero-bias):

$$C_{j0} := C_{ds} \cdot \sqrt{1 + \frac{V_{ds1}}{V_b}} = 2.56 \times 10^{-9} \quad [F]$$



A capacitância dreno-source com tensão  $V_{in}$ :

$$C_{ds\_Vin} := \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 + \frac{V_{in}}{V_b}}} = 5.586 \times 10^{-10} \quad [F]$$

A carga transferida para  $C_{ds}$  no desligar do MOSFET:

$$Q_{Vin} := 2 \cdot (V_{in} + V_b) \cdot C_{ds\_Vin} = 2.815 \times 10^{-8} \quad [C]$$

A energia perdida devido a capacitância do MOSFET na comutação:

$$W_{sw} := 2 \cdot V_{in}^2 \cdot C_{ds\_Vin} = 6.435 \times 10^{-7} \quad [J]$$

As perdas por chaveamento (turn-on + turn-off) decorrentes da capacitância:

$$P_{sw} := 2 \cdot f_s \cdot V_{in}^2 \cdot C_{ds\_Vin} = 0.032 \quad [W]$$

A capacitância linear equivalente do chaveamento:

$$C_{eq\_sw} := 2 \cdot C_{ds\_Vin} = 1.117 \times 10^{-9} \quad [F]$$

---

## **Perdas ao bloquear e ao entrar em condução**

A energia perdida ao ligar do MOSFET pode ser determinada por:

$$W_{turn\_on} := \frac{2}{3} \cdot V_{in}^2 \cdot C_{ds\_Vin} = 2.145 \times 10^{-7} \quad [J]$$

A perda de potência ao entrar em condução o MOSFET é dada por:

$$P_{turn\_on} := \frac{2}{3} \cdot f_s \cdot V_{in}^2 \cdot C_{ds\_Vin} = 0.011 \quad [W]$$

A capacitância linear equivalente na entrada em condução do MOSFET:

$$C_{eq\_turn\_on} := \frac{4}{3} \cdot C_{ds\_Vin} = 7.448 \times 10^{-10} \quad [F]$$

A energia perdida na resistencia do MOSFET durante a carga de  $C_{ds}$  durante o bloqueio é:

$$W_{turn\_off} := \frac{4}{3} \cdot V_{in}^2 \cdot C_{ds\_Vin} = 4.29 \times 10^{-7} \quad [J]$$

A perda por comutação no  $T_{off}$  é

$$P_{\text{turn\_off}} := \frac{4}{3} \cdot f_s \cdot V_{\text{in}}^2 \cdot C_{\text{ds\_Vin}} = 0.021 \quad [\text{W}]$$

A capacitância linear equivalente no bloqueio do MOSFET é:

$$C_{\text{eq\_turn\_off}} := \frac{8}{3} \cdot C_{\text{ds\_Vin}} = 1.49 \times 10^{-9} \quad [\text{F}]$$

---

### **Perda no gatilho-fonte do MOSFET**

As perdas no gate do MOSFET é dada abaixo:

$$Q_{\text{gs}} := 4.5 \cdot 10^{-9} \quad [\text{nC}]$$

$$Q_{\text{gd}} := 12 \cdot 10^{-9} \quad [\text{nC}]$$

$$V_{\text{GS}} := 6.8 \quad [\text{V}]$$

$$Q_{\text{g}} := Q_{\text{gs}} + Q_{\text{gd}} = 1.65 \times 10^{-8} \quad [\text{nC}]$$

$$P_{\text{G}} := f_s \cdot Q_{\text{g}} \cdot V_{\text{GS}} = 5.61 \times 10^{-3} \quad [\text{W}]$$

### **Perda por condução no MOSFET**

A perda por condução é decorrente do produto da resistência do MOSFET pelo valor eficaz da corrente ao quadrado. A corrente média do interruptor, conforme o equacionamento é:

$$I_{\text{M2med}} := 0.418$$

$$P_{\text{rds}} := D \cdot r_{\text{ds}} \cdot I_{\text{M2med}}^2 = 7.95 \times 10^{-4} \quad [\text{W}]$$

### **Perdas totais no MOSFET**

Incluindo a potência dissipada no gate do MOSFET, a potencia total dissipada no MOSFET é

$$P_{\text{FET}} := P_{\text{G}} + \frac{P_{\text{sw}}}{2} + P_{\text{rds}} = 0.022 \quad [\text{W}]$$

Como são utilizados 2 MOSFETs no circuito, a perdas totais são duplicadas

$$P_{\text{MOS}} := 2 \cdot P_{\text{FET}} = 0.045$$

---

### **Perda por condução no indutor**

As perdas no indutor consideradas foram apenas as perdas no cobre, desta forma podem ser obtidas através da seguinte equação

$$P_{rL} := R_L \cdot I_{Lmed}^2 = 0.037 \quad [W]$$

---

## Perda por condução no diodo

O valor eficaz da corrente no diodo obtido no equacionamento é

$$I_{Drms} := 0.763 \quad [A] \text{ Corrente eficaz no diodo}$$

A corrente média no diodo obtida pelo equacionamento é dado abaixo

$$I_D := 0.427 \quad [A] \text{ Corrente média no diodo}$$

As perdas no diodo podem ser calculadas através da equação abaixo, considerando que a resistência do diodo é praticamente nula;

$$R_F := 0.015 \quad [\Omega] \text{ Resistencia interna do diodo, obtida no datasheet}$$

$$P_{RF} := R_F \cdot I_{Drms}^2 = 8.733 \times 10^{-3} \quad [W] \text{ Perdas em } R_F$$

A perda de energia relacionada a tensão de polarização  $V_F$  do diodo é dada abaixo:

$$P_{VF} := V_F \cdot I_D = 0.256 \quad [W] \text{ Perdas na polarização do diodo}$$

Assim a perda total por condução no diodo é:

$$P_{D1} := P_{VF} + P_{RF} = 0.265 \quad [W] \text{ Perdas totais por condução no diodo}$$

As perdas em um dos diodos é praticamente igual a do outro, portanto no circuito a perda total devido aos diodos é:

$$P_D := 2 \cdot P_{D1} = 0.53$$

## Rendimento do circuito

Considerando uma potência de saída  $P_{out}$  ideal, esta deve ser igual a potência de entrada  $P_{in}$ . Então, a potência de entrada real pode ser aproximada pela potência de saída acrescida das perdas no circuito. A equação abaixo estima as perdas totais no circuito.

$$P_T := P_D + P_{rL} + P_{MOS} = 0.612 \quad [W] \text{ Perdas totais no circuito}$$

A potência de saída pode ser definida pela equação abaixo, então;

$$P_{\text{out}} := V_{\text{out}} \cdot I_{\text{Lmed}} = 10.017 \quad [\text{W}] \text{ Potência de saída}$$

A potência de entrada pode ser aproximada através da potência de saída acrescida das perdas no circuito, então;

$$P_{\text{in}} := P_{\text{out}} + P_{\text{T}} = 10.629 \quad [\text{W}] \text{ Potência de entrada}$$

Assim, o rendimento no circuito pode ser dado pela equação abaixo.

$$\eta := \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = 94.243\% \quad [\%] \text{ Rendimento do circuito}$$