

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
CÂMPUS PONTA GROSSA
DEPARTAMENTO DE ELETRÔNICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

ISMAEL BURGARDT

**CONVERSOR SEPIC EMPREGANDO UM SNUBBER REGENERATIVO
ASSOCIADO A UM REGULADOR LINEAR DE CORRENTE PARA ACIONAR
E CONTROLAR LEDS DE POTÊNCIA**

DISSERTAÇÃO

**PONTA GROSSA
2015**

ISMAEL BURGARDT

**CONVERSOR SEPIC EMPREGANDO UM SNUBBER REGENERATIVO
ASSOCIADO A UM REGULADOR LINEAR DE CORRENTE PARA ACIONAR
E CONTROLAR LEDS DE POTÊNCIA**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Eletrônica do Câmpus Ponta Grossa da UTFPR como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Claudinor Bittencourt Nascimento

Coorientador: Prof. Dr. Eloi Agostini Júnior

**PONTA GROSSA
2015**

Ficha catalográfica elaborada pelo Departamento de Biblioteca
da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Campus Ponta Grossa
n.28/15

B954 Burgardt, Ismael

Conversor SEPIC empregando um snubber regenerativo associado a um regulador linear de corrente para acionar e controlar LEDs de potência. / Ismael Burgardt. – Ponta Grossa, 2015
106 f. : il. ; 30 cm.

Orientador: Prof. Dr. Claudinor Bittencourt Nascimento

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Ponta Grossa, 2015.

1. Iluminação. 2. Conversores de corrente elétrica. 3. Reguladores de voltagem. 5. Diodo emissores de luz I. Nascimento, Claudinor Bittencourt. II. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. III. Título.

CDD: 621.38



Ministério da Educação
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Câmpus Ponta Grossa
Diretoria de Pesquisa e Pós-Graduação
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Mestrado em Engenharia Elétrica



TERMO DE APROVAÇÃO

Conversor SEPIC empregando um snubber regenerativo associado a um regulador linear de corrente para acionar e controlar LEDs de potência

por

[Ismael Burgardt]

Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de "Mestre em Engenharia Elétrica" e aprovado em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

Ponta Grossa, 27/03/2015.

Prof. Dr. [Claudinor Bittencourt Nascimento]
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Dr. [Claudinor Bittencourt Nascimento]
Orientador

Prof. Dr. [Eloi Agostini Júnior]
Co-orientador

Prof. Dr. (João Americo Vilela) - (UFPR)

Prof. Dr. (Carlos H. Illa Font) - (UTFPR)

Prof. Dr. (Márcio Mendes Casaro) - (UTFPR)

"A folha de aprovação assinada encontra-se na Coordenação do Curso do Programa"

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao apoio integral que meus pais, Lauro e Marilene, me forneceram durante esta jornada, e graças a isso consegui superar todos os desafios que surgiram.

Agradeço também ao meu orientador Dr. Claudinor B. Nascimento por sua dedicação e auxílio que foram fundamentais para o desenvolvimento deste trabalho e ao meu coorientador Dr. Eloi Agostini Jr. por todas as suas contribuições que foram de suma importância.

Agradeço aos meus amigos, Ricardo, Marcelo, Paulo, Marcos, Jeferson que sempre estiveram presentes, fosse às horas dedicadas ao trabalho ou nos momentos de descontração. Agradeço também aos colegas de mestrado e aos demais professores da instituição que sempre estiveram dispostos a tentar contribuir de alguma forma para este trabalho.

Agradeço à CAPES pela bolsa concedida.

Também agradeço à Universidade Tecnológica Federal do Paraná, pela disponibilização dos seus laboratórios e ambientes de ensino.

RESUMO

BURGARDT, Ismael. **Conversor SEPIC empregando um snubber regenerativo associado a um regulador linear de corrente para acionar e controlar LEDs de Potência.** 2015. 106 f. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Ponta Grossa, 2015.

Este trabalho apresenta um sistema eletrônico com entrada universal utilizando um retificador SEPIC não isolado para fornecer e controlar a corrente de LEDs de potência. Um Snubber regenerativo que reduz as perdas de comutação e melhora a eficiência do sistema é proposto. Para realizar a dimerização, bem como reduzir a ondulação da corrente nos LEDs, um regulador linear de corrente é conectado na saída do conversor SEPIC. A utilização do regulador linear também permite que o conversor opere com entrada universal sem a utilização de circuitos adicionais. Para evitar perdas excessivas, o regulador é configurado para operar na região limiar da regulação. O ponto de perda mínimo do regulador é ajustado através de um circuito detector de mínimo com o sistema operando em malha fechada. As etapas de operação, as formas de onda e as principais equações do snubber regenerativo aplicado ao SEPIC são descritas no trabalho. Para verificar e validar a análise teórica são apresentados dois protótipos com potências de saída de 42 W e 145 W, variando de 15% a 100%, para o conversor operando com tensão de entrada de 90 a 240 V e alimentado 35 LEDs conectados em série.

Palavras-chave: Sistema de iluminação eletrônico; SEPIC não isolado, Snubber regenerativo, Regulador linear de corrente, LEDs de potência.

ABSTRACT

BURGARDT, Ismael. **SEPIC employing a regenerative snubber associated with a linear current to drive and control power LEDs.** 2015. 106 s. Masters Thesis – Post-Graduation Program in Electrical Engineering, Federal University of Technology, Paraná. Ponta Grossa, 2015.

This paper presents a universal-input AC electronic lighting system using a non-isolated SEPIC PFC rectifier to drive and control power LEDs currents. One energy regenerative snubber for reducing the converter switching losses and improve the system efficiency is proposed. The dimmable flicker-free current in the LEDs array is obtained through a linear current regulator placed in the SEPIC's output terminals. In order to reduce the efficiency impairment, the conditions for achieving minimum energy loss in the current regulator are also detailed. Point of minimum energy loss in the linear regulator is adjusted through valley detector circuit in closed loop system operation. The operation stages as well as the theoretical waveforms and main equations at steady state of the proposed SEPIC rectifier using the regenerative snubber are described. To verify the theoretical analysis carried out, experimental results of two prototypes (42 W and 145 W) operating from 90 to 240 V and output power from 15 to 100% for 35 LEDs are also presented.

Keywords: Electronic lighting system; non-isolated SEPIC, energy regenerative snubber, linear current regulator, power LEDs.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – LED indicativo (a), LED de alto brilho (b), LED de potência (c), Módulo de LED de alta potência(d)	18
Figura 2 – Processo de emissão de luz de um LED	23
Figura 3 – Estrutura de um LED de potência.....	24
Figura 4 – Modelo elétrico do LED	24
Figura 5 – Associação em Paralelo	25
Figura 6 – Associação em série	26
Figura 7 – Associação mista	26
Figura 8 – Circuito de proteção para circuito aberto	27
Figura 9 – Regulador linear de tensão.....	28
Figura 10 – Regulador linear de corrente	28
Figura 11 – Regulador linear de corrente utilizado neste trabalho	28
Figura 12 – Etapas do SEPIC MCD	30
Figura 13 – Principais formas de onda do SEPIC MCD	30
Figura 14 – Circuito proposto.....	31
Figura 15 – SEPIC com <i>snubber</i> ativo.....	32
Figura 16 – SEPIC com <i>snubber</i> passivo	33
Figura 17 – Etapas de operação do conversor SEPIC associado ao <i>snubber</i> regenerativo em MCD	34
Figura 18 – Circuito equivalente da primeira etapa de operação do conversor.....	35
Figura 19 – Circuito Equivalente da segunda etapa de operação do conversor.....	39
Figura 20 – Circuito equivalente da terceira etapa de operação do conversor	41
Figura 21 – Circuito Equivalente da quarta etapa de operação do conversor	42
Figura 22 – Circuito equivalente da quinta etapa de operação do conversor	43
Figura 23 – Circuito equivalente da sexta etapa de operação do conversor	46
Figura 24 – Circuito equivalente da sétima etapa de operação do conversor	49
Figura 25 – Circuito equivalente da oitava etapa de operação do conversor.....	50
Figura 26 – Circuito equivalente da nona etapa de operação do conversor.....	53
Figura 27 – Principais formas de ondas do <i>snubber</i>	54
Figura 28 – Circuito equivalente para a determinação do modelo dinâmico do conversor ..	57
Figura 29 – Forma de onda da tensão V_{reg} para a condição de mínima perda no regulador	59
Figura 30 – Circuito detector de mínimo	60
Figura 31 – Tensão V_{reg} para valores distintos de ζ_{det}	60
Figura 32 – Circuito equivalente para a análise do detector de mínimo	61
Figura 33 – Região contendo as possíveis trajetórias da tensão V_{reg}	63
Figura 34 – Resposta do circuito e da função de transferência de V_o	64
Figura 35 – Resposta do circuito e da função de transferência de V_{reg}	64
Figura 36 – Trajetórias da tensão V_{det}	64
Figura 37 – Detector de mínimo acoplado ao regulador linear de corrente	71
Figura 38 – Detalhe da tensão no interruptor, utilizando o <i>snubber</i> (preto) e sem utilizar o <i>snubber</i> (cinza)	73
Figura 39 – Detalhe da tensão no capacitor C_{sn}	74
Figura 40 – Corrente do indutor <i>snubber</i>	74
Figura 41 – Forma de onda da tensão no interruptor utilizando o <i>snubber</i> (V_{s1}) e sem utilizar o <i>snubber</i> (V_{s2})	74
Figura 42 – Circuito completo Simulado no Orcad	75

Figura 43 – Tensão (V_{in}) e corrente de entrada (I_{in}), tensão (V_{LED}) e corrente (I_{LED}) dos LEDs em 127 V (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W	76
Figura 44 – Tensão (V_{in}) e corrente de entrada (I_{in}), tensão (V_{LED}) e corrente (I_{LED}) dos LEDs em 220 V (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W	77
Figura 45 – Tensão (V_{in}) e corrente de entrada (I_{in}), tensão (V_{LED}) e corrente (I_{LED}) dos LEDs em 127 V (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W	77
Figura 46 – Tensão (V_{in}) e corrente de entrada (I_{in}), tensão (V_{LED}) e corrente (I_{LED}) dos LEDs em 220 V (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W	77
Figura 47 – Tensão (V_{in}) e corrente de entrada (I_{in}), tensão (V_{LED}) e corrente (I_{LED}) dos LEDs em 127 V (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W	78
Figura 48 – Tensão (V_{in}) e corrente de entrada (I_{in}), tensão (V_{LED}) e corrente (I_{LED}) dos LEDs em 220 V (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W	78
Figura 49 – Corrente dos LEDs (I_{LED}) e tensão no detector de mínimo (V_{det}) e no regulador (V_{reg}) (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W.....	79
Figura 50 – Tensão de barramento (V_{C2}), tensão no regulador (V_{reg}) e no detector de mínimo (V_{det}) (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W	79
Figura 51 – Corrente no indutor L2 em alta e baixa frequência (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W	80
Figura 52 – Tensão e corrente do interruptor (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W	80
Figura 53 – Circuito implementado	81
Figura 54 – Tensão (V_{in}) e corrente (I_{in}) de entrada , tensão (V_{LED}) e corrente (I_{LED}) dos LEDs com tensão de entrada eficaz de 127 V (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W	83
Figura 55 – Tensão (V_{in}) e corrente (I_{in}) de entrada , tensão (V_{LED}) e corrente (I_{LED}) dos LEDs com tensão de entrada eficaz de 220 V (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W	83
Figura 56 – Tensão (V_{in}) e corrente (I_{in}) de entrada , tensão (V_{LED}) e corrente (I_{LED}) dos LEDs com tensão de entrada eficaz de 127 V (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W	84
Figura 57 – Tensão (V_{in}) e corrente (I_{in}) de entrada , tensão (V_{LED}) e corrente (I_{LED}) dos LEDs com tensão de entrada eficaz de 220 V (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W	84
Figura 58 – Tensão (V_{in}) e corrente (I_{in}) de entrada , tensão (V_{LED}) e corrente (I_{LED}) dos LEDs com tensão de entrada eficaz de 127 V (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W	84
Figura 59 – Tensão (V_{in}) e corrente (I_{in}) de entrada , tensão (V_{LED}) e corrente (I_{LED}) dos LEDs com tensão de entrada eficaz de 220 V (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W	85
Figura 60 – (a): Corrente nos LEDs (I_{LED} : 90 mA/div), tensão do detector de mínimo (V_{det} : 2 V/div) e regulador (V_{reg} : 2 V/div) para o conversor de 42 W; (b): Corrente nos LEDs (I_{LED} : 200 mA/div) e tensão do detector (V_{det} : 2 V/div) e no regulador (V_{reg} : 2 V/div) para o conversor de 145 W	85
Figura 61 – (a): Tensão de barramento (30 V/div), tensão no regulador (2 V/div) e no detector de mínimo (3 V/div) para o conversor de 42 W; (b): Tensão de barramento (30 V/div), tensão no regulador (2 V/div) e no detector de mínimo (3 V/div) para o conversor de 145 W	86

Figura 62 – (a): Corrente no indutor L2 em alta e baixa frequência (800 mA/div) para o conversor de 42 W; (b): Corrente no indutor L2 em alta e baixa frequência (2 A/div) para o conversor de 145 W	86
Figura 63 – (a): Corrente no interruptor (1 A div) e tensão máxima sobre o interruptor (100 V/div) para o conversor de 42 W; (b): Corrente no interruptor (2 A div) e tensão máxima sobre o interruptor (100V/div) para o conversor de 145 W	86
Figura 64 – Gráfico da THD, rendimento e fator de potência (tensão eficaz de entrada 127 V) (a): conversor de 42 W; (b) conversor de 145 W	87
Figura 65 – Gráfico de THD, eficiência e fator de potência (tensão eficaz de entrada 220 V) (a): conversor de 42 W; (b) conversor de 145 W	87
Figura 66 – Gráfico do rendimento (<i>snubber</i> regenerativo e grampeador RCD) para diferentes tensões de entrada (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W ..	88
Figura 67 – Gráfico do rendimento (<i>snubber</i> regenerativo e grampeador RCD) para diferentes potências de saída (tensão eficaz de entrada de 127 V) (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W	88
Figura 68 – Gráfico do rendimento (<i>snubber</i> regenerativo e grampeador RCD) para diferentes potências de saída (tensão eficaz de entrada de 220 V) (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W	89
Figura 69 – Protótipos implementados (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W ..	89
Figura 70 – Principais formas de onda do SEPIC DCM	96
Figura 71 – Circuito equivalente da primeira etapa do SEPIC DCM	96
Figura 72 – Circuito equivalente da segunda etapa do SEPIC DCM	98
Figura 73 – Circuito equivalente da terceira etapa do SEPIC DCM	99

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparação da vida útil entre diferentes fontes de luz.	18
Tabela 2 – Intervalo de duração das etapas do conversor	55
Tabela 3 – Principais valores de tensão e corrente	55
Tabela 4 – Especificações de projeto.	65
Tabela 5 – Valores utilizados.	68
Tabela 6 – Valores de projeto do <i>snubber</i>	70
Tabela 7 – Valores utilizados.	70
Tabela 8 – Valores do controlador PI	72
Tabela 9 – Valores calculados e simulados dos intervalos de tempo de cada etapa de operação do conversor SEPIC utilizando o snubber proposto.....	72
Tabela 10 – Comparação entre as principais correntes e tensões.....	73
Tabela 11 – Especificações de projeto.	75
Tabela 12 – Especificações de projeto.	76
Tabela 13 – Esforços sobre os componentes.	81
Tabela 14 – Aspectos construtivos dos indutores.	82
Tabela 15 – Valores de projeto.	82

LISTA DE SIGLAS

DAELE	Departamento de Eletrônica
PPGEE	Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
UTFPR	Universidade Tecnológica Federal do Paraná
MCD	Modo de condução descontínua
LED	Diodo emissor de luz (do inglês <i>Light Emitting Diode</i>)
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
THD	Taxa de distorção harmônica (do inglês <i>Total Harmonic Distortion</i>)
RCD	Resistor-Capacitor-diodo
SEPIC	<i>Single ended primary inductor converter</i>
MOSFET	Transistor de efeito de campo de metal-óxido-semicondutor (do inglês, <i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>)
PFC	Correção do fator do potência (do inglês, <i>Power Factor Correction</i>)
SCR	Retificador controlado de Silício (do inglês, <i>Silicon Controlled Rectifier</i>)

LISTA DE SÍMBOLOS

T_S	Período de comutação
f_S	Frequência de chaveamento
V_{BE}	Tensão Base Emissor
V_{CC}	Tensão Contínua
C_{Fr}	Capacitor de filtro
P_1	Potenciômetro
V_{in}	Tensão de entrada
L_1	Indutor de entrada do SEPIC
C_1	Capacitor de entrada do SEPIC
L_2	Indutor de saída do SEPIC
D	Diodo do SEPIC
C_2	Capacitor de saída do SEPIC
R_o	Resistência de saída (carga)
I_{LED}	Corrente no LED
v_{LED}	Tensão no LED
C_{sn}	Capacitor do <i>snubber</i>
L_{sn}	Indutor do <i>snubber</i>
D_{sn}	Diodos do <i>snubber</i>
D_r	Diodo retificador
S	Interruptor
V_{Csn}	Tensão do capacitor do <i>snubber</i>
D_{det}	Diodo do detector de mínimo
R_{det}	Resistor do detector de mínimo
C_{det}	Capacitor do detector de mínimo
R_{reg1}	Resistor do regulador
R_{reg2}	Resistor de potência do regulador
Q_{reg1}	Transistor de potência do regulador
Q_{reg2}	Transistor de sinal do regulador
Q_{reg3}	Transistor de sinal do regulador
D_Z	Diodo zener
V_{reg}	Tensão do regulador linear de corrente
V_{det}	Tensão do detector de mínimo
I_{L1}	Corrente no indutor L_1
I_{L2}	Corrente no indutor L_2
C_{P1}	Capacitor do controlador
V_{ref}	Tensão de referência
Δt	Intervalo de duração

V_{smax}	Tensão máxima sobre o interruptor
$V1$	Tensão sobre o capacitor C_{sn} durante a nona etapa
$V2$	Tensão máxima sobre o capacitor C_{sn}
$V3$	Tensão sobre o capacitor C_{sn} durante a sétima etapa
SR_{VS}	Taxa de variação da tensão sobre o interruptor
I_{P1}	Corrente máxima do indutor L_{sn}
I_{P2}	Corrente máxima do indutor L_{sn} durante a sexta etapa
I_{P3}	Corrente máxima do indutor L_{sn} durante a oitava etapa
Δt_1	Intervalo de duração da primeira etapa do conversor com snubber
Δt_2	Intervalo de duração da segunda etapa do conversor com snubber
Δt_3	Intervalo de duração da terceira etapa do conversor com snubber
Δt_4	Intervalo de duração da quarta etapa do conversor com snubber
Δt_5	Intervalo de duração da quinta etapa do conversor com snubber
Δt_6	Intervalo de duração da sexta etapa do conversor com snubber
Δt_7	Intervalo de duração da sétima etapa do conversor com snubber
Δt_8	Intervalo de duração da oitava etapa do conversor com snubber
Δt_9	Intervalo de duração da nona etapa do conversor com snubber
f_r	Frequência da rede
ΔI_{L1}	Ondulação da corrente em I_{L1}
ΔV_o	Ondulação de tensão na saída do conversor SEPIC
ΔV_{C1}	Ondulação de tensão no capacitor C_1
SV_{det}	Taxa de variação da tensão V_{det}
\hat{i}_o	Perturbação da corrente de saída
I_S	Corrente no interruptor
V_S	Tensão no interruptor
F	Chave de seleção
T_r	Período da rede
R_o	Resistência de carga

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	OBJETIVOS DO TRABALHO	21
1.2	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	21
2	SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO COM LEDS: CONCEITOS	23
2.1	LEDS	23
2.1.1	Princípio de Funcionamento	23
2.2	MODELO ELÉTRICO DO LED	24
2.3	ASSOCIAÇÃO DE LEDS	25
2.3.1	Associação paralela de LEDs	25
2.3.2	Associação série de LEDs	25
2.3.3	Associação mista ou série paralela	26
2.4	CIRCUITOS DE PROTEÇÃO	26
2.5	CIRCUITOS PARA ACIONAMENTO DE LEDS	27
2.5.1	Circuitos Lineares	27
2.6	CIRCUITOS COMUTADOS	29
2.6.1	Etapas de operação do SEPIC em MCD	29
2.7	SNUBBERS E GRAMPEADORES	30
2.8	Circuito proposto	31
3	SNUBBER REGENERATIVO APLICADO AO CONVERSOR SEPIC	32
3.1	Princípio de funcionamento em regime permanente do conversor SEPIC associado ao snubber regenerativo	33
3.1.1	Primeira Etapa de Operação	35
3.1.2	Segunda Etapa de Operação	38
3.1.3	Terceira Etapa de Operação	40
3.1.4	Quarta Etapa de Operação	41
3.1.5	Quinta Etapa de Operação	43
3.1.6	Sexta Etapa de Operação	46
3.1.7	Sétima Etapa de Operação	49
3.1.8	Oitava Etapa de Operação	50
3.1.9	Nona Etapa de Operação	52
3.2	Principais Formas de Onda	53
3.3	Resumo dos Principais Resultados	54
3.4	Taxa de Variação da Tensão Sobre o Interruptor	56
4	ANÁLISE DINÂMICA DO CONVERSOR SEPIC EM MCD CONECTADO AO REGULADOR LINEAR DE CORRENTE	57
4.0.1	Modelagem do Conversor SEPIC Conectado ao Regulador Linear de Corrente	57
4.0.1.1	Análise do Detector de Mínimo	59
5	METODOLOGIA DE PROJETO E SIMULAÇÃO NUMÉRICA DO SISTEMA ELETRÔNICO	65
5.1	PROJETO DO CONVERSOR SEPIC	65
5.2	PROJETO DO SNUBBER	68
5.3	REGULADOR LINEAR DE CORRENTE	69

5.4	PROJETO DO CONTROLADOR	70
5.4.1	Detector de mínimo	70
5.4.2	Projeto do controle	71
5.5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	71
5.5.1	Simulação do snubber regenerativo	71
5.5.2	Simulação do sistema eletrônico em malha fechada	74
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	81
7	CONCLUSÃO GERAL	90
	REFERÊNCIAS	92
	APÊNDICE A – EQUACIONAMENTO DO CONVERSOR SEPIC EM DCM	95

1 INTRODUÇÃO

A iluminação artificial, ao permitir que o homem obtivesse luz sem depender exclusivamente do sol, desempenhou um papel importante na história e contribuiu para o desenvolvimento da sociedade. A vasta utilização de iluminação artificial reflete no consumo de uma parte significativa da energia produzida em todo mundo. Anualmente cerca de 15-20% da energia elétrica gerada é utilizada para iluminação (LI et al., 2009). Essa demanda crescente resulta em uma busca constante por tecnologias mais eficientes que reduzam o consumo de energia e tenham maior vida útil.

A primeira lâmpada a ser comercializada em larga escala de que se tem notícia foi a incandescente. Inventada em 1879 por Thomas Alva Edison, é constituída por um filamento que se aquece ao ser percorrido por corrente elétrica resultando na emissão de luz (HARRIS, 1993). No entanto, a lâmpada incandescente possui uma eficiência muito baixa. Apenas 8% da energia consumida é convertida em luz. Toda energia restante é convertida em calor (INEE, 2014). Em muitos países, incluindo o Brasil, a comercialização das lâmpadas incandescentes não é mais permitida.

Mais tarde surgiram as lâmpadas de alta e baixa pressão (lâmpadas fluorescentes, de vapor de sódio, de vapor de mercúrio, de vapor metálico, etc.) que, além de serem mais eficientes, possuem uma maior vida útil que as lâmpadas incandescentes (HARRIS, 1993). Dentre essas lâmpadas, podem-se destacar as lâmpadas fluorescentes que também são conhecidas como lâmpadas frias (devido à quantidade de calor emitida ser baixa, quando comparada às lâmpadas incandescentes). Essas lâmpadas são constituídas por dois filamentos em suas extremidades e por um tubo de vidro preenchido por vapor de mercúrio e gases inertes em baixa pressão. Quando submetido a uma diferença de potencial grande o suficiente para romper a resistência dielétrica do mesmo, acontece a emissão de radiação ultravioleta através de uma camada de fósforo que reveste o tubo produzindo luz visível. Lâmpadas de baixa ou alta pressão necessitam de um dispositivo para acionar e estabilizar a sua corrente (RODRIGUES, 2012).

Com o surgimento dos diodos emissores de luz ou LEDs (*Light Emitting Diode*), criou-se uma nova perspectiva em relação à iluminação artificial. Embora os primeiros estudos publicados sobre LEDs tenham ocorrido no ano de 1907, os primeiros LEDs comerciais surgiram na década de 60 (COLE; CLAYTON; MARTIN, 2013). Inicialmente os primeiros LEDs foram utilizados como indicadores. Porém, com o avanço desta tecnologia, hoje em dia eles podem ser utilizados para iluminação de ambientes substituindo as lâmpadas tradicionais como as incandescentes, fluorescentes e de vapor de sódio (JUNIOR, 2010).

Os diodos têm como característica permitir a passagem de corrente quando polarizados diretamente. O mesmo ocorre com os LEDs, que podem ser classificados em três categorias: os indicativos, os de alto brilho e os de potência, conforme apresentado na figura 1 (PINTO, 2008).

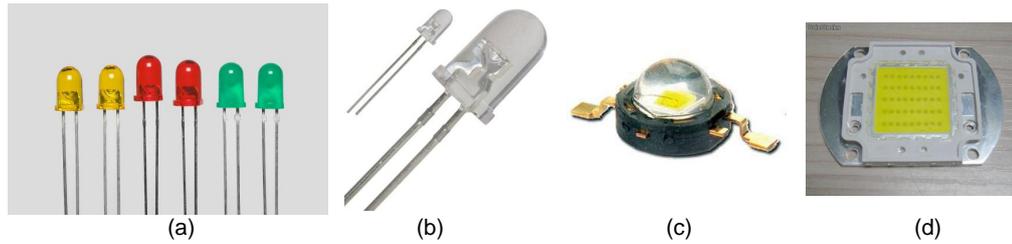


Figura 1 – LED indicativo (a), LED de alto brilho (b), LED de potência (c), Módulo de LED de alta potência(d)
Fonte: Adaptado de Sá Junior, 2010

Os LEDs indicativos, como o próprio nome sugere, são usados para sinalização, como por exemplo, indicar que determinado equipamento está em funcionamento ou desligado. Já os LEDs de alto brilho possuem como característica o corpo de cor transparente. Seu fluxo luminoso é mais alto que o dos indicadores, porém sua corrente normalmente não ultrapassa a casa dos 30 mA, fazendo com que seja utilizado em objetos de decoração que não exigem uma grande quantidade de fluxo luminoso (PINTO, 2008). Os LEDs de potência são empregados principalmente em iluminação artificial, possuindo a capacidade de fornecer potências altas. Atualmente, boa parte dos LEDs comerciais de potência podem apresentar uma potência igual a 3 Watts. Existem também alguns modelos (módulo de LED de alta potência) que são uma composição de vários LEDs em um mesmo invólucro, podendo chegar a potências de até 200 Watts (JUNIOR, 2010).

Atualmente a utilização de diodos emissores de luz (LEDs) para iluminação de ambientes tem sido o foco de muitas pesquisas (ZHAN et al., 2013), (HU; HUBER; JOVANOVIC, 2012) e (MA et al., 2012). Pode-se destacar como principais vantagens em relação às lâmpadas de alta e baixa pressão a sua vida útil e índice de reprodução de cor elevada (ALMEIDA, 2012). A tabela 1 apresenta uma comparação entre as diferentes lâmpadas e seu tempo aproximado de vida útil. Observa-se que o LED de potência possui o maior tempo de vida útil dentre as fontes de luz citadas na tabela 1. Vale lembrar que, atualmente, já é possível encontrar LEDs que podem ter vida útil superior a 50.000 horas.

Tabela 1 – Comparação da vida útil entre diferentes fontes de luz.

Fonte de luz	Média de vida útil (horas)	Tempo de vida estimado L70
Incandescente	750~2000	
Halogenas Incandescente	3000~4000	
Fluorescente compacta	8000~10000	
Fluorescente tubular	20000~30000	
LED de Potência- branco		35000~50000

Fonte: U.S. Department of Energy, 2009

A vida útil de um LED utilizado na iluminação é definida pela norma L70, a qual indica

o tempo de vida útil quando o fluxo atinge 70% da capacidade (LALL; WEI; DAVIS, 2013). Já LEDs com fins decorativos tem sua vida útil definida pela norma L50. Neste caso, o tempo de vida útil é definido quando o fluxo luminoso atinge 50% (SHEN et al., 2012).

Assim como as lâmpadas de alta e baixa pressão, os LEDs necessitam de dispositivos para acioná-los e estabilizar a suas correntes. Estes dispositivos podem ser uma simples resistência, um regulador linear ou um conversor comutado. No caso dos LEDs de potência, o uso de resistências implica em perdas muito elevadas.

Independente de se utilizar um regulador linear ou um conversor comutado para acionar e controlar as correntes dos LEDs, é importante que estes dispositivos apresentem características como: corrente de saída livre de ondulação, rendimento e vida útil elevados, dimerização, alto fator de potência e entrada universal quando alimentado em CA e baixo custo (WANG et al., 2012). Todas estas características não são facilmente obtidas em um único sistema. Assim, um sistema que apresente essas propriedades pode ser considerado como uma boa opção para um produto com aplicações comerciais.

Em sistemas de iluminação com LEDs com potência superior a 25 Watts é importante utilizar conversores que respeitem as normas IEC 61000-3-2 Classe C (61000-3-2, 2014). Esta norma dita os níveis recomendados para THD (*Total Harmonic Distortion*). Qualquer conversor estático clássico, como por exemplo, o Buck, o Boost e o Buck-Boost, isolados ou não, pode ser utilizado para realizar a correção do fator de potência e regular a tensão do barramento CC (corrente contínua) de acordo com as necessidades de saída do sistema. No entanto, cada topologia possui sua própria característica que, dependendo da aplicação, pode não ser adequada.

No caso do conversor SEPIC ou do conversor CUK, ambos operando em MCD (Modo de condução descontínua) é possível drenar uma corrente de entrada com baixa distorção sem a necessidade de utilizar um filtro na entrada (SIMONETTI; SEBASTIAN; UCEDA, 1997). O conversor CUK apresenta a vantagem de possuir característica de fonte de corrente na saída. Porém, a tensão de saída possui polaridade invertida e o interruptor não possui o mesmo terra do circuito. O conversor SEPIC tem característica de fonte de tensão na saída, sendo necessário um capacitor para manter a corrente de saída constante. Entretanto, o circuito de comando do interruptor não precisa ser isolado e a tensão de saída não possui polaridade invertida.

Embora o retificador SEPIC, quando operando em MCD, possua baixa distorção harmônica na corrente de entrada, a corrente de saída possui ondulação em baixa frequência. A ondulação tem o dobro da frequência da rede devido a utilização da ponte retificadora para transformar a tensão alternada em contínua. O fluxo luminoso gerado pelo LED depende da corrente que circula por ele. Logo, a ondulação de corrente resulta em ondulação de fluxo luminoso. Este fenômeno de cintilação é conhecido na literatura pelo nome de *flicker*. Na frequência de 100 ou 120 Hz a cintilação é invisível ao olho humano, porém, mesmo que não possa ser percebido pode causar dores de cabeça, fadiga visual entre outros (WILKINS; VEITCH; LEHMAN, 2010), (LEHMAN; WILKINS, 2014) e (WILKINS et al., 1989).

No conversor SEPIC, esta ondulação de corrente está diretamente relacionada com o capacitor de saída. Para que a ondulação seja mínima é necessária a utilização de um capacitor muito grande. Os capacitores que agregam baixo custo, baixo volume e grande capacitância são do tipo eletrolítico. Porém, várias pesquisas buscam a eliminação dos capacitores eletrolíticos dos conversores que alimentam os LEDs, visto que os capacitores eletrolíticos possuem um tempo de vida de aproximadamente 10.000 horas, quando submetidos a uma temperatura de 105°C (CHEN; HUI, 2012). Ao evitar o uso destes capacitores, substituindo por outras tecnologias como capacitores de poliéster ou polipropileno, é possível que o conversor tenha uma vida útil compatível a oferecida pelos LEDs (WANG et al., 2012).

Uma opção interessante para reduzir a ondulação de corrente de saída de um conversor, sem que seja necessário empregar uma capacitância elevada, é utilizar um regulador linear em série com a carga (PARK; RIM, 2013). Entretanto, para que as perdas nesse regulador não sejam elevadas, é necessário que a diferença de tensão entre a entrada e saída do regulador permaneça a menor possível.

Ainda em relação aos conversores como o SEPIC, a alta frequência de comutação também faz com que alguns efeitos sejam agravados. A sobretensão resultante do bloqueio da corrente sobre um interruptor é um efeito importante a se considerar, visto que pode destruir componentes. Além do fato dos componentes sofrerem uma maior exigência de isolamento devido a alta tensão que aparece em seus terminais, existe também a perda de energia, reduzindo o rendimento do sistema (SHEN et al., 2006). Topologias de conversores isolados em alta frequência possuem indutâncias de dispersão elevadas, tornando necessário o uso de um circuito que grampeie a tensão sobre os interruptores. Porém, mesmo os conversores não isolados podem sofrer efeito de sobretensão, devido às indutâncias intrínsecas das trilhas do “*layout*” (CHOI; SON; KIM, 2014).

O circuito auxiliar grampeador do tipo RCD (*resistor-capacitor-diode*) pode ser empregado para suprimir os picos de tensão sobre o interruptor. Porém este circuito tem como característica ser do tipo dissipativo, ou seja, toda a energia que seria aplicada ao interruptor devido a sobretensão é agora dissipada no resistor.

Neste trabalho, propõe-se um *snubber* do tipo regenerativo aplicado ao conversor estático SEPIC (*Single Ended Primary Inductor Converter*) MCD não isolado. Uma análise detalhada das etapas de operação e o equacionamento das principais grandezas envolvidas são desenvolvidos no trabalho. Na saída do conversor é conectado um regulador linear de corrente em série com a carga (LEDs) com a intenção de reduzir o efeito de cintilação causado pela tensão retificada de entrada. Com o controle da razão cíclica, o conversor possui a capacidade de dimerização da corrente de saída e também de funcionar em uma faixa de tensão eficaz de entrada de 90 V a 240 V.

A escolha do retificador SEPIC operando em MCD se deve ao fato desta solução prover elevado fator de potência utilizando apenas uma malha de controle de tensão. Além do mais, apesar de operar em MCD, não há descontinuidade na corrente do indutor de entrada. Logo,

não se faz necessária a adição de um filtro de entrada, assim como ocorre com o retificador *boost* em MCD. Outra característica importante é a possibilidade de se ter a tensão de saída menor que a tensão de entrada, o que não é possível com o retificador *boost*. A carga a ser alimentada por esse conversor é composta por uma matriz de LEDs em série com um regulador linear de corrente.

1.1 OBJETIVOS DO TRABALHO

Constituem-se objetivos deste trabalho:

- Realizar um estudo do *snubber* regenerativo aplicado a um conversor SEPIC;
- Utilizar um regulador linear de corrente para minimizar a ondulação de baixa frequência da corrente de saída;
- Estudar o funcionamento do conversor SEPIC em qualquer tensão eficaz de entrada, localizadas dentro da faixa de 90 V a 240 V;
- Controlar a corrente de saída (dimerização dos LEDs);

1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

No capítulo 2, é realizada uma revisão sobre as principais características dos LEDs descrevendo seu princípio de funcionamento, seu modelo elétrico e formas de ligação. Também são apresentados exemplos de circuitos utilizados na proteção e acionamento de LEDs. Ainda neste capítulo, é apresentado o conversor SEPIC, tipos de *snubber* utilizados para limitar as sobretensões nos interruptores e a proposta do sistema eletrônico desenvolvido.

Toda a análise do sistema eletrônico proposto, em relação ao conversor SEPIC associado ao *snubber* regenerativo, descrevendo as etapas de operação e principais formas de onda teóricas em regime permanente, bem como o seu modelo matemático, são apresentados no capítulo 3.

O capítulo 4 dedica-se à análise dinâmica do conversor SEPIC conectado ao regulador linear e ao funcionamento do detector de mínimo. A função de transferência do sistema é apresentada ao final do capítulo.

O capítulo 5 dedica-se ao projeto do conversor SEPIC em MCD, projeto do *Snubber* regenerativo, projeto do regulador e projeto do controlador. Ao final desse capítulo, são realizadas simulações para que se possa comprovar equações e analisar o comportamento do sistema em malha fechada.

As principais formas de onda do conversor e os gráficos (relação a rendimento, Fator de potência e THD) dos protótipos implementados são expostos no capítulo 6.

Já no capítulo 7 são apresentadas as considerações finais sobre todo o trabalho.

O equacionamento do conversor SEPIC no modo de condução descontínua é apresentado no anexo A.

2 SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO COM LEDS: CONCEITOS

A preocupação com o meio ambiente motiva a busca por novas tecnologias que ofereçam uma maior vida útil, evitando o descarte prematuro de materiais. A iluminação de estado sólido tem sido o foco de pesquisadores e de fabricantes devido as suas vantagens.

Neste capítulo, é apresentado o princípio de funcionamento dos LEDs e suas características elétricas. São descritos alguns tipos de arranjos dos LEDs (paralelo, série e misto) e de sistemas de alimentação para LED do tipo linear. O conversor SEPIC é um circuito comutado que pode ser usado para alimentar os LEDs. No final desse capítulo é realizada uma breve análise sobre esse conversor. Por fim, apresentam-se alguns tipos de circuitos auxiliares à comutação.

2.1 LEDS

2.1.1 Princípio de Funcionamento

Os LEDs são dispositivos unidirecionais compostos pela junção de dois materiais semicondutores, um com excesso de elétrons e o outro com excesso de lacunas (falta de elétrons) (PINTO, 2008). Quando aplica-se tensão entre seus terminais, ocorre uma recombinação de lacunas e elétrons. A energia resultante desse fenômeno é dissipada em parte na forma de luz e em calor, chamado de eletroluminescência. Esse fenômeno pode ser observado na figura 2. Somente ocorre a emissão de luz quando se utilizam determinados tipos de materiais, como por exemplo, o Nitreto de Gálio.

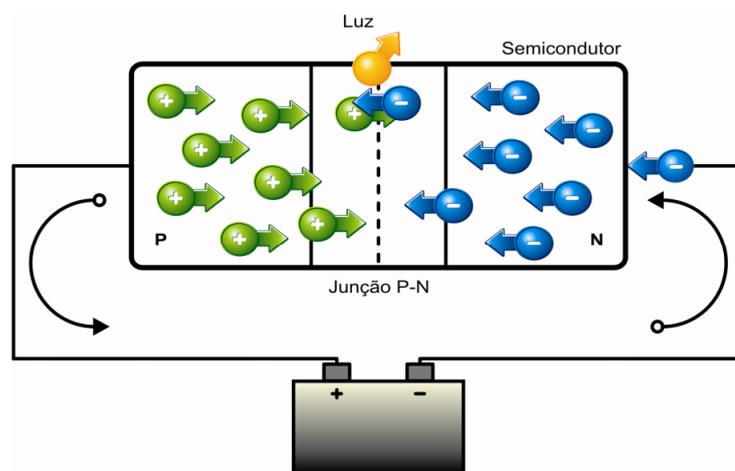


Figura 2 – Processo de emissão de luz de um LED

Fonte: PINTO, 2008

A temperatura da junção influencia nas características ópticas do LED e pode reduzir sua vida útil (JUNIOR, 2010). Os LEDs de baixa potência (indicadores) processam pouca energia e conseguem dissipar o pouco calor gerado sem a necessidade de um dissipador externo.

Já os LEDs de potência precisam de um dissipador para retirar esse calor gerado e manter a temperatura de junção em níveis baixos (KAILIN et al., 2011). Na figura 3 pode-se observar um encapsulamento típico, onde na parte inferior ocorre a dissipação de calor. O dissipador é colocado em contato com a parte inferior do LED de potência para conseguir extrair o calor gerado.

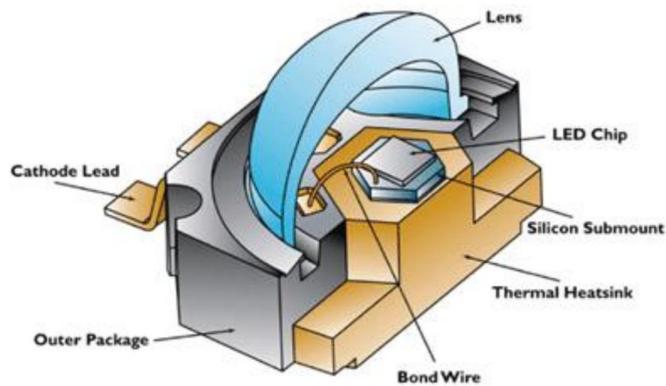


Figura 3 – Estrutura de um LED de potência
Fonte: RODRIGUES, 2012

Pode-se citar como uma característica elétrica importante de um LED a existência de uma resistência série intrínseca. Apesar de possuir esta resistência, quando estes LEDs são alimentados por conversores com características de fonte de tensão na saída, ela não apresenta a capacidade de limitar sua corrente (JUNIOR, 2010).

2.2 MODELO ELÉTRICO DO LED

Os LEDs, por serem diodos, são dispositivos unidirecionais em corrente e para entrar em condução necessitam ser polarizados diretamente entre os terminais anodo e catodo. A camada p não possui uma alta condutividade elétrica, o que faz com que existam perdas ôhmicas, contribuindo assim para o aparecimento de uma resistência intrínseca no modelo (JUNIOR, 2010). O modelo elétrico simplificado do LED (figura 4) é representado por uma associação em série entre um diodo ideal, uma resistência e uma fonte de tensão (v_{LED}). Este modelo equivalente é útil para se utilizar em simulações.

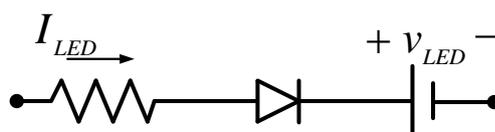


Figura 4 – Modelo elétrico do LED
Fonte: Autoria própria

2.3 ASSOCIAÇÃO DE LEDs

Em aplicações onde se deseja utilizar os LEDs como fonte de luz, devido à baixa intensidade luminosa produzida por um único dispositivo, é necessário realizar associações com algumas unidades, podendo chegar a dezenas de LEDs.

Usualmente, pode-se associar LEDs de três maneiras: série, paralelo e mista. A seguir serão expostas as principais vantagens e desvantagens de cada uma delas.

2.3.1 Associação paralela de LEDs

A característica principal deste tipo de ligação é que cada unidade de LED fica submetido a uma mesma diferença de potencial. Apesar da tensão aplicada ser igual, o fluxo luminoso produzido por cada LED depende da corrente que o percorre. Cada LED pode apresentar uma resistência intrínseca diferente, resultando em uma diferença entre as correntes circulantes por cada unidade. Esse desbalanceamento entre as correntes pode resultar em uma diferença perceptível entre os fluxos luminosos.

O sistema paralelo apresenta bons resultados quando algum LED é avariado e torna-se um circuito aberto, pois os outros LEDs irão continuar funcionando normalmente. Caso algum LED se torne um curto-circuito, a corrente deixará de circular pelos outros LEDs e percorrerá somente o caminho de curto-circuito. Portanto, caso um LED apresente curto-circuito entre seus terminais provocará o desligamento dos outros LEDs. A figura 5 ilustra a associação entre LEDs do tipo paralelo.

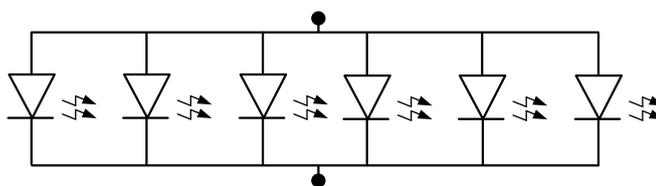


Figura 5 – Associação em Paralelo

Fonte: Autoria própria

2.3.2 Associação série de LEDs

Nesse tipo de associação, como todos os LEDs estão em série, a corrente é a mesma para todos. Garante-se dessa forma o mesmo fluxo luminoso para cada unidade de LED. A tensão total, resultante da soma da tensão v_{LED} de cada LED, tem um valor elevado, o que em alguns casos pode ser uma vantagem. Caso ocorra alguma avaria e um dos LEDs se torne um circuito aberto, a corrente será interrompida e todos os outros LEDs deixaram de funcionar. Porém, se o LED se tornar um curto-circuito a corrente irá continuar fluindo mantendo os outros LEDs acesos. No entanto, para o caso em que o LED se torne um curto-circuito, a tensão total da associação também irá diminuir. Neste caso, deve-se ajustar a tensão fornecida para que

o arranjo mantenha a corrente no valor desejado. Na figura 6 pode-se observar a associação entre LEDs do tipo série.

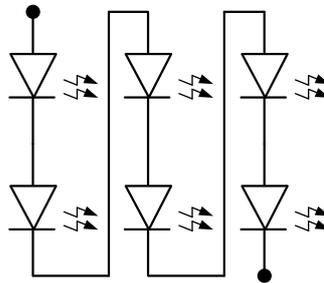


Figura 6 – Associação em série
Fonte: Autoria própria

2.3.3 Associação mista ou série paralela

A associação do tipo mista utiliza LEDs em série ligados a LEDs em paralelo. Este tipo de arranjo possui as mesmas características de cada uma das associações anteriores. Em caso de avaria de algum LED a associação mista apresenta uma maior robustez, pois, caso algum dos LEDs se torne um curto-circuito ou um circuito aberto ainda restarão alguns LEDs acesos. Este tipo de ligação precisa de um circuito auxiliar que monitore a corrente de cada ramo, para evitar que em caso de avaria apresente uma diferença entre os fluxos luminosos produzido por cada unidade de LED. Na figura 7 observa-se a associação do tipo mista ou série paralela.

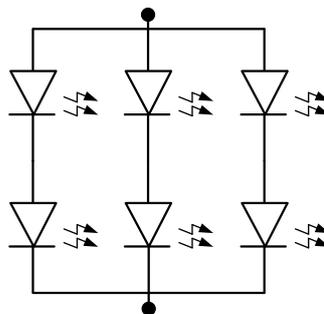


Figura 7 – Associação mista
Fonte: Autoria própria

2.4 CIRCUITOS DE PROTEÇÃO

Com a utilização da conexão em série, faz-se necessário a utilização de um sistema de proteção caso um dos LEDs sofra algum tipo de avaria e se torne um circuito aberto. O circuito apresentado na figura 8 detecta o aumento de tensão entre as extremidades do LED e faz com que o SCR entre em condução. O SCR possibilita a circulação de corrente o que mantém os outros LEDs funcionando.

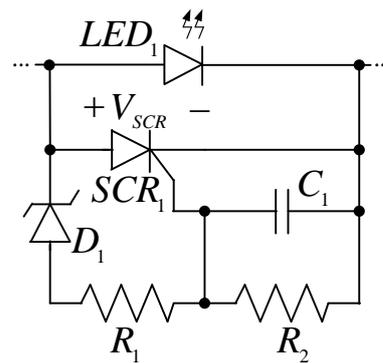


Figura 8 – Circuito de proteção para circuito aberto

Fonte: CHEN, 2006

É importante ressaltar que o curto-circuito é o tipo de falha mais comum que ocorre nos LEDs (AMTEX, 2009) e (GREEN, 2007). Quando um LED se torna um curto-circuito, a tensão sobre todo o ramo será diferente, ou seja, é necessário um controle para que não seja injetada uma maior corrente. O circuito proposto neste trabalho monitora a corrente através da tensão amostrada por uma resistência em série com os LEDs fazendo com que este tipo de estrutura tenha uma proteção intrínseca quando o LED se tornar um curto-circuito.

2.5 CIRCUITOS PARA ACIONAMENTO DE LEDS

Para se controlar a corrente que alimenta um LED de potência é possível utilizar dois tipos principais de circuitos: os lineares e os comutados.

2.5.1 Circuitos Lineares

Este tipo de circuito tem como principais características trabalhar em baixa frequência, baixo custo (visto que utiliza poucos componentes) e robustez. Porém, possui elevada perda de potência, caso a tensão ou corrente de entrada seja muito diferente da desejada (todo o excesso é dissipado pelo transistor).

O circuito da figura 9 mostra um exemplo de circuito linear utilizando um transistor em série com o LED para controlar a tensão do mesmo. O controle de tensão em um LED implica em um controle de corrente. A tensão sobre os LEDs é dada pela soma da tensão do diodo zener com a tensão V_{BE} do transistor Q_1 . Logo, para qualquer tensão de entrada, a tensão sobre a carga irá permanecer a mesma, e o restante da tensão resultante da diferença com a fonte V_{CC} aparece entre os terminais Coletor e Emissor do transistor. Quanto menor for a diferença de tensão entre a fonte e a tensão desejada, menor será a energia dissipada pelo transistor.

Outro circuito que permite o controle da corrente do LED é o regulador linear de corrente. Este circuito apresentado na figura 10 controla diretamente a corrente que flui através do LED. Conforme observado, a tensão sobre o resistor R_2 é mantida constante com o mesmo

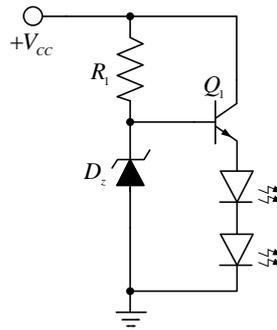


Figura 9 – Regulador linear de tensão

Fonte: Autoria própria

valor de V_{BE} do transistor Q_1 . Assim, a corrente que circula pelo resistor é a mesma dos LEDs e definida pela divisão de V_{BE} pelo valor de R_2 . Controlando o valor da resistência R_2 , controla-se a corrente dos LEDs possibilitando dimerizar o sistema.

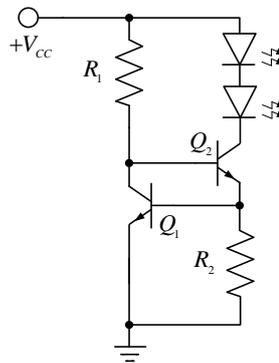


Figura 10 – Regulador linear de corrente

Fonte: Autoria própria

Algumas adaptações podem ser feitas no circuito da figura 10. A utilização de um potenciômetro R_{reg2} possibilita o controle do valor de corte de corrente. A configuração dos transistores Q_{reg1} e Q_{reg2} é do tipo darlington. A figura 11 ilustra o circuito com as modificações.

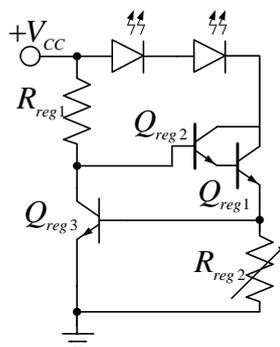


Figura 11 – Regulador linear de corrente utilizado neste trabalho

Fonte: Autoria própria

2.6 CIRCUITOS COMUTADOS

Conforme comentado anteriormente, além dos circuitos lineares, os LEDs podem ser alimentados por conversores estáticos. Estes conversores utilizam comutação em alta frequência, reduzindo peso e volume. No modo de condução descontínua, os retificadores Buck, Buck-Boost, Boost e Zeta PFC (*Power Factor Correction*) exigem o uso de filtro LC de entrada. O conversor Boost somente eleva a tensão de saída, o que pode ser uma restrição em algumas aplicações. Já os outros conversores clássicos não compartilham o mesmo terra entre o interruptor e a referência da tensão de saída. Isso significa que o circuito de comando ou o sensor de tensão de saída deve ser isolado, levando a inclusão de mais componentes e consequente aumento do custo (FONSECA et al., 2011). Portanto, neste trabalho optou-se por utilizar o conversor SEPIC para alimentação dos LEDs.

O conversor SEPIC foi proposto pela primeira vez em 1977 (MASSEY; SNYDER, 1977). Este conversor tem como características principais, a possibilidade de operar como abaixador ou elevador de tensão e entrada com características de fonte de corrente (BARBI; MARTINS, 2000). O interruptor pode ser acionado por um circuito sem que haja a necessidade de isolamento, visto que o ponto negativo é comum.

O SEPIC é visto pela fonte de entrada como uma resistência. Isto ocorre quando o conversor opera em MCD. Esta característica faz com que naturalmente a corrente de entrada seja proporcional a tensão, resultando em um fator de potência elevado e baixa THD (*Total Harmonic Distortion*) (HERNANDEZ et al., 1995). Assim, ao se assegurar o modo de condução descontínua, dispensa-se o controle da corrente de entrada, evitando gastos com sensores e circuitos auxiliares, simplificando o sistema.

O SEPIC se comporta como uma fonte de tensão tendo, portanto, um capacitor no estágio de saída.

2.6.1 Etapas de operação do SEPIC em MCD

Este conversor, quando operando em MCD possui três etapas de funcionamento (durante um período de comutação). Na primeira etapa, o interruptor S está ligado e o diodo encontra-se bloqueado. A segunda etapa tem início quando o interruptor é desligado e o diodo é polarizado diretamente e conduz corrente. Na terceira etapa, não há circulação de corrente tanto pelo interruptor quanto pelo diodo (TIBOLA, 2013). As três etapas de operação do SEPIC em MCD podem ser vistas na figura 12.

A corrente que circula pelo indutor L_2 permanece constante durante a terceira etapa, permitindo identificar esta terceira etapa pela forma de onda da corrente no indutor L_2 . As principais formas de onda do conversor SEPIC em MCD podem ser vistas na figura 13.

O equacionamento do conversor SEPIC em MCD já é conhecido e é apresentado no apêndice A.

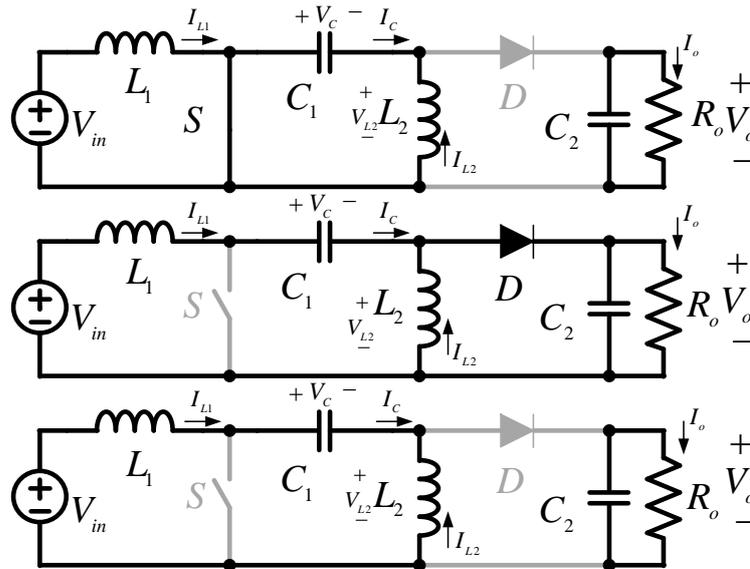


Figura 12 – Etapas do SEPIC MCD

Fonte: Autoria própria

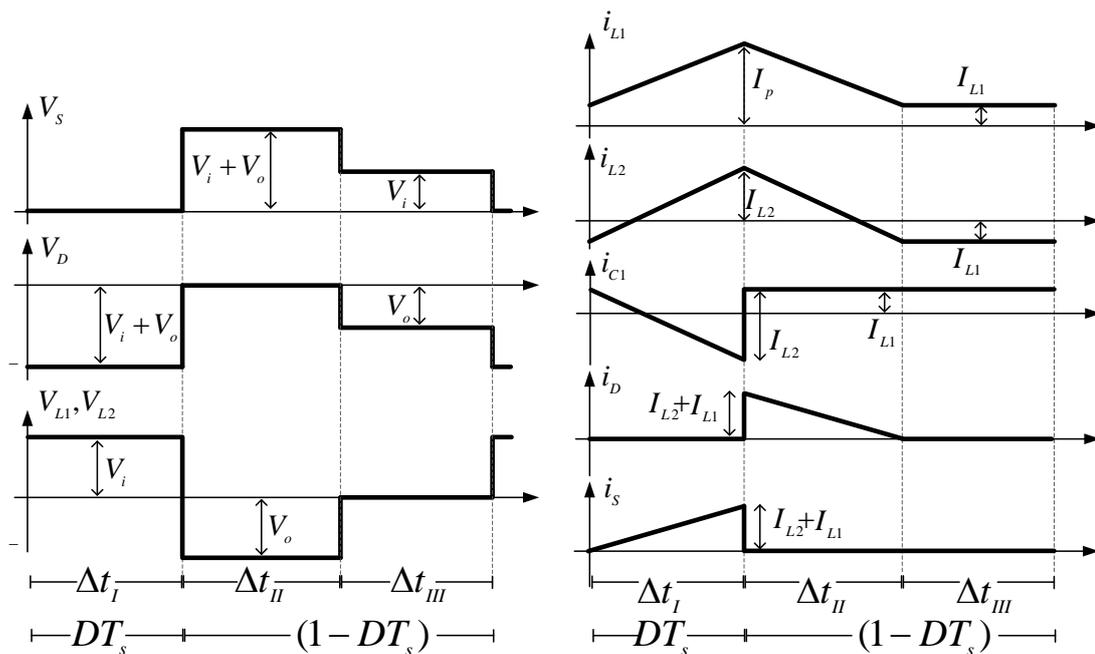


Figura 13 – Principais formas de onda do SEPIC MCD

Fonte: Autoria própria

2.7 SNUBBERS E GRAMPEADORES

Snubbers podem ser definidos como circuitos de ajuda a comutação, atuando no controle dos efeitos causados pelas indutâncias intrínsecas do circuito. Segundo Todd (1993), esses circuitos podem ser divididos em algumas ramificações principais:

- Circuito para controle da derivada de tensão ou de corrente (taxa de crescimento): reduz a quantidade de energia dissipada no interruptor e a sobretensão no interruptor no

desligamento;

- Circuito grampeador (em geral de tensão), limita o pico de tensão em determinado valor;
- Circuito amaciador (amortecedor) de tensão ou de corrente.

Estes ainda podem ser classificados como dissipativos ou não dissipativos. Nos dissipativos a energia é toda transformada em calor através de um resistor. No caso de não dissipativo, a energia é devolvida de alguma forma para o sistema, assim aumentando o rendimento global.

No capítulo 3, é apresentada uma abordagem detalhada sobre o snubber do tipo regenerativo (não dissipativo), que diferentemente dos circuitos grampeadores, além de reduzir perdas na comutação, regenera uma parcela da energia.

2.8 Circuito proposto

Neste trabalho, é proposto um circuito de *snubber* regenerativo do tipo passivo para o conversor SEPIC. Este circuito é composto por quatro elementos principais (BURGARDT et al., 2014). Na figura 14, pode-se observar o *snubber* regenerativo composto pelo capacitor C_{sn} , indutor L_{sn} e diodos D_{sn1} e D_{sn2} . A indutância parasita é representada por L_d . Este *snubber* tem como função controlar a taxa de crescimento da tensão sobre o interruptor durante o seu bloqueio bem como limitar o seu máximo esforço de tensão a um valor adequado.

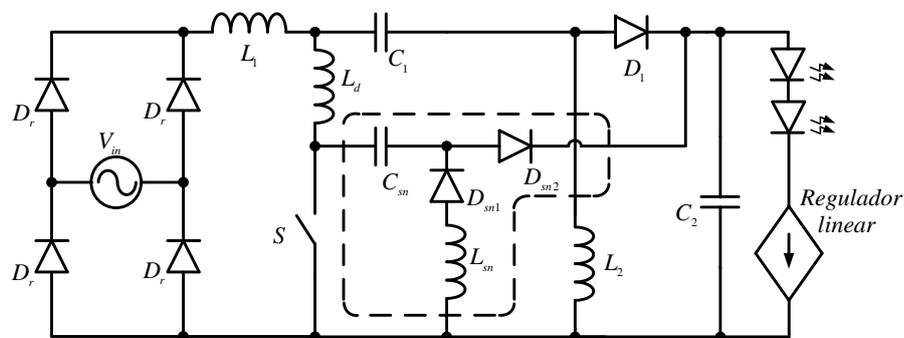


Figura 14 – Circuito proposto.

Fonte: Autoria própria

3 *SNUBBER* REGENERATIVO APLICADO AO CONVERSOR SEPIC

Ao se utilizar conversores comutados em alta frequência, tem-se a vantagem da redução de peso e volume (BONFA et al., 2002). Contudo, uma das desvantagens destes sistemas são as perdas por comutação. Uma solução para reduzir estas perdas são os *snubbers*, circuitos auxiliares que podem proporcionar uma comutação menos dissipativa.

Os *snubbers* podem ser do tipo ativo ou do tipo passivo. No trabalho proposto por Elasser e Torrey (1996) um *snubber* ativo é aplicado em um conversor SEPIC, conforme pode ser visualizado na figura 15. Este tipo de *snubber* tem como característica a existência de um elemento ativo (interruptor controlado por pulso de comando).

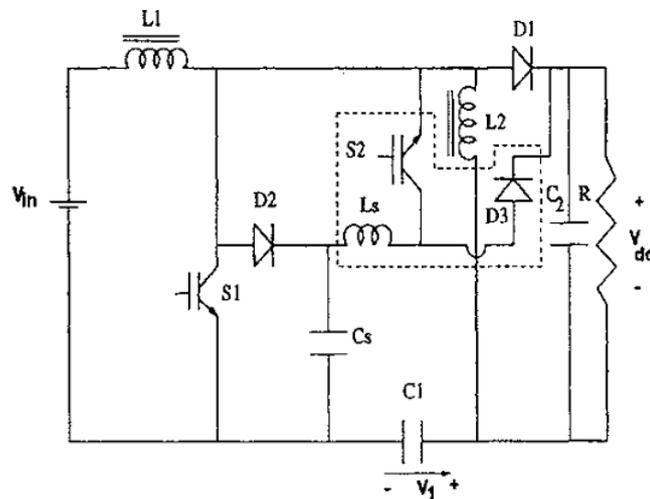


Figura 15 – SEPIC com *snubber* ativo

Fonte: ELASSER e TORREY, 1996

Snubbers do tipo passivos não contêm interruptores controlados, utilizando apenas elementos passivos tais como capacitores, diodos e indutores. Em Abramovitz, Yao e Smedley (2014) um *snubber* do tipo passivo é aplicado também ao conversor *SEPIC*, conforme pode ser visualizado na figura 16. Assim como no conversor *SEPIC*, os *snubbers* podem ser aplicados a outras topologias de conversores tais como *buck*, *boost*, *Cuk*, entre outros.

A utilização de um *snubber* também pode proporcionar o controle do valor máximo de tensão sobre o interruptor, desempenhando função semelhante a de um circuito grameador. Entretanto, é importante observar que os circuitos grameadores possibilitam limitar o valor máximo de tensão sobre o interruptor mas não limitam a taxa de variação de tensão e/ou corrente, tal como ocorre com a utilização de *snubbers*. *Snubbers* do tipo regenerativo são capazes de recuperar parte da energia que seria dissipada no resistor do grameador dissipativo e devolvê-la para a entrada ou então processá-la para a saída do conversor.

Apesar do conversor *SEPIC* não isolado não possuir uma indutância de dispersão, existem indutâncias parasitas na placa de circuito impresso cujas correntes são abruptamente

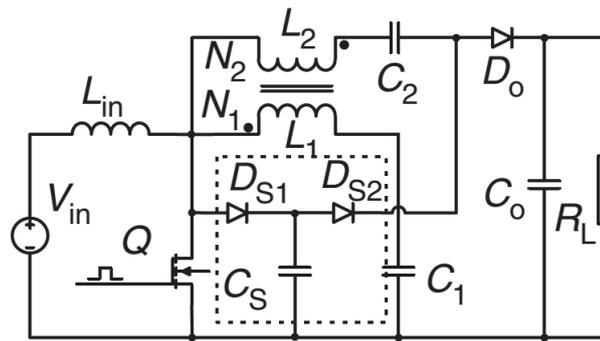


Figura 16 – SEPIC com *snubber* passivo
Fonte: ABRAMOVITZ, YAO e SMEDLEY, 2014

interrompidas pela comutação do interruptor presente no conversor. Sendo assim, possivelmente haverá sobretensão que exigirá algum tipo de tratamento para preservar este componente, mesmo que de forma dissipativa. O conversor SEPIC convencional operando em MCD possui a característica de que, ao se ligar o interruptor, a comutação dissipa pouca energia. Isso ocorre pois a corrente a ser comutada no instante do acionamento do interruptor é nula, uma vez que ambos os indutores L_1 e L_2 possuem o mesmo valor de corrente em módulo. Entretanto, por haver tensão nos terminais do interruptor no instante do seu acionamento, a parcela de energia armazenada em sua capacitância de saída acaba sendo dissipada. Já durante seu bloqueio, a comutação é dissipativa com grande potencial de perda de energia.

Apesar de controlar a derivada de tensão sobre o interruptor, o *snubber* regenerativo proposto não proporciona uma comutação suave. A comutação suave pode ser dividida em dois grupos principais, a do tipo ZVS (*Zero Voltage Switching*) e ZCS (*Zero Current Switching*) (CAPONET; PROFUMO; TENCONI, 2002). Para que a comutação seja ZVS, a tensão sobre o interruptor deve ser praticamente nula no instante do seu acionamento. Já quando o interruptor é bloqueado com corrente nula, tem-se comutação ZCS. Como deve ficar claro no desenvolvimento deste trabalho, o *snubber* proposto não proporciona nenhum dos dois tipos de comutação mencionados.

3.1 Princípio de funcionamento em regime permanente do conversor SEPIC associado ao *snubber* regenerativo

O conversor SEPIC operando no MCD possui três etapas de operação, conforme apresentado no Apêndice A. Contudo, a associação do conversor SEPIC ao *snubber* proposto resulta em uma operação composta por nove etapas, conforme apresentado na figura 17. O entendimento destas nove etapas é fundamental para realizar as análises e elaborar uma metodologia de projeto adequada para a estrutura proposta.

Ainda com relação à figura 17, nota-se que a fonte CC de entrada é representada por uma forma de onda retificada. Os diodos D_{sn1} e D_{sn2} fazem parte do circuito do *snubber*, assim

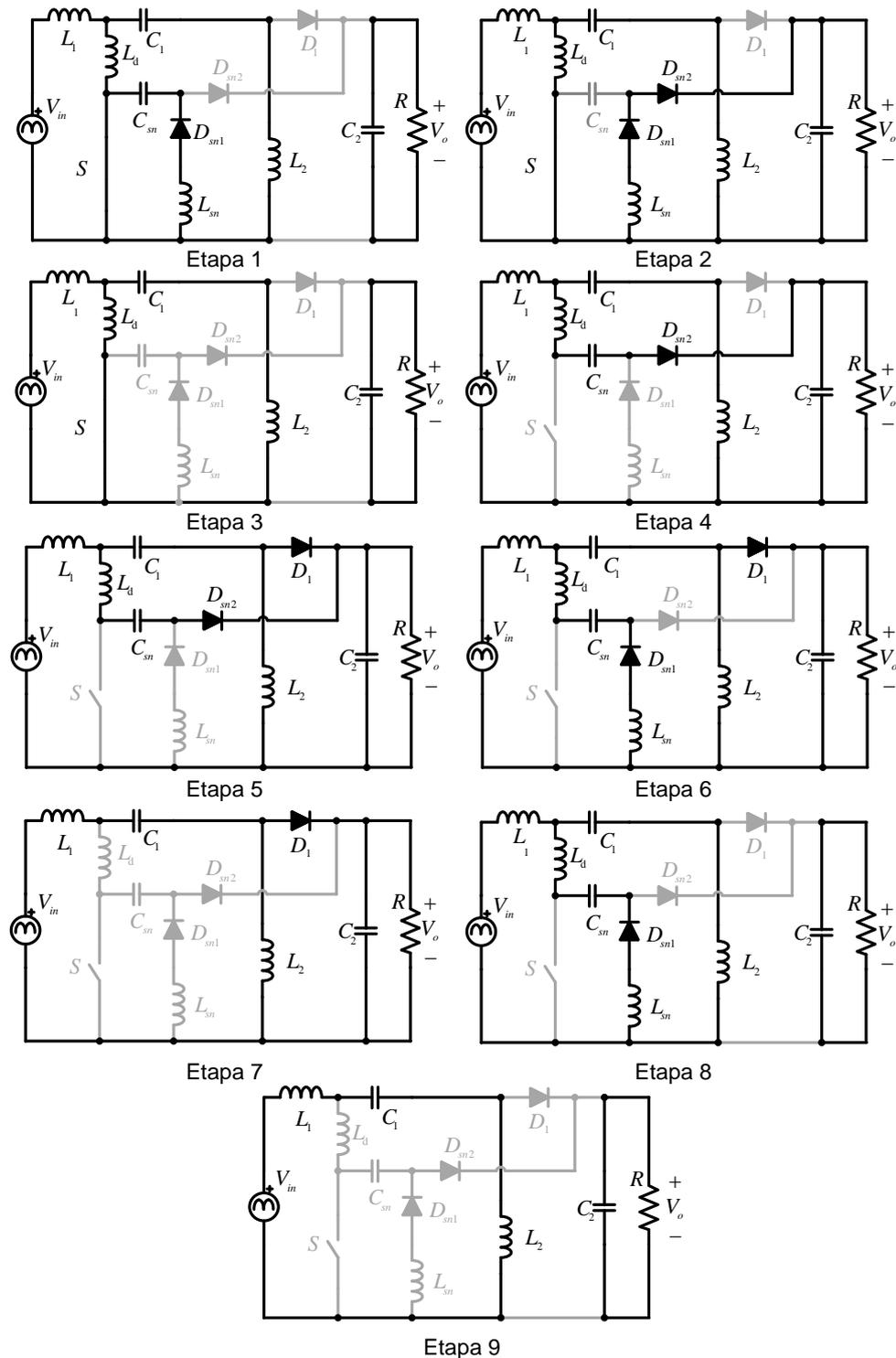


Figura 17 – Etapas de operação do conversor SEPIC associado ao *snubber* regenerativo em MCD

Fonte: Autoria própria

como o capacitor C_{sn} e o indutor L_{sn} . A indutância parasita presente na placa é representada pelo indutor L_d para facilitar o entendimento e equacionamento. A carga do conversor é representada por uma resistência R , apesar de que todo o equacionamento do conversor será realizado em função da sua corrente de saída. Com isso, garante-se que a análise fornece o comportamento do conversor independente da natureza da carga que este alimenta. Os indu-

tores L_1 e L_2 e os capacitores C_1 e C_2 são os mesmos elementos encontrados no conversor SEPIC convencional. O interruptor é representado por S.

3.1.1 Primeira Etapa de Operação

A primeira etapa de operação do conversor SEPIC associado ao *snubber* proposto tem início quando o interruptor S é acionado. Durante este estágio a energia é transferida da entrada para o indutor L_1 e também do capacitor C_1 para o indutor L_2 . No circuito do *snubber* regenerativo ocorre ressonância entre o capacitor C_{sn} e o indutor L_{sn} e a energia previamente armazenada no capacitor C_{sn} é transferida ao indutor L_{sn} . Esta etapa chega ao fim em $t = t_1$. Neste momento, a tensão no capacitor C_{sn} ($V_{C_{sn}}$) tem o valor de $-V_o$.

Para uma melhor visualização do funcionamento da primeira etapa de operação é feita a análise utilizando circuito equivalente, que pode ser visualizado na figura 18. Aplicando-se conceitos de análise de circuitos é possível encontrar algumas equações que serão necessárias para a representação matemática das tensões e correntes sobre o indutor L_{sn} e o capacitor C_{sn} .

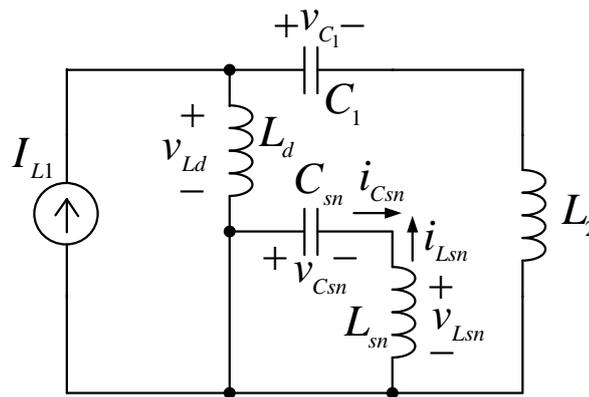


Figura 18 – Circuito equivalente da primeira etapa de operação do conversor

Fonte: Autoria própria

Desconhece-se, a priori, o valor da tensão sobre o capacitor C_{sn} , sendo-lhe atribuída a incógnita V_1 . Já a corrente em L_{sn} é nula no início da primeira etapa. As condições iniciais são representadas pela equação (3.1).

$$v_{C_{sn}}(0) = V_1 \quad (3.1)$$

$$i_{L_{sn}}(0) = 0$$

Ao final da primeira etapa, a tensão no capacitor C_{sn} alcança o valor da tensão de saída com polaridade negativa, e a corrente no indutor L_{sn} é admitida como sendo I_1 . As condições finais são representadas pela equação (3.2).

$$v_{Csn}(\Delta t_1) = -V_o \quad (3.2)$$

$$i_{Lsn}(\Delta t_1) = I_1$$

Através da análise do circuito equivalente ilustrado na figura 18 é possível deduzir que a tensão v_{Csn} é igual a tensão v_{Lsn} (equação (3.3)) e a corrente i_{Csn} tem o mesmo módulo e sentido contrário a corrente i_{Lsn} (equação (3.4)).

$$v_{Csn} = v_{Lsn} \quad (3.3)$$

$$i_{Csn} = -i_{Lsn} \quad (3.4)$$

Sabe-se que tensão e corrente em capacitores e indutores se relacionam segundo a equação (3.5) e (3.6), respectivamente.

$$i_{Csn} = C_{sn} \frac{d}{dt} v_{Csn} \quad (3.5)$$

$$v_{Lsn} = L_{sn} \frac{d}{dt} i_{Lsn} \quad (3.6)$$

Substituindo as equações (3.3) e (3.4) na equação (3.6) obtém-se a equação (3.7).

$$v_{Csn} = -L_{sn} \frac{d}{dt} i_{Csn} \quad (3.7)$$

Derivando-se a equação (3.5) e substituindo na equação (3.7) chega-se à equação (3.8).

$$v_{Csn} = -L_{sn} C_{sn} \frac{d^2}{dt^2} v_{Csn} \quad (3.8)$$

A equação (3.8) pode ser reescrita conforme (3.9).

$$\frac{d^2}{dt^2} v_{Csn} + \frac{v_{Csn}}{L_{sn} C_{sn}} = 0 \quad (3.9)$$

A solução geral para a equação (3.9) é dada pela equação (3.10).

$$v_{Csn}(t) = K_1 \text{sen}(w_0 t) + K_2 \text{cos}(w_0 t) \quad (3.10)$$

A frequência angular é dada pela equação (3.11) e depende dos valores de indutância de L_{sn} e da capacitância de C_{sn} .

$$w_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{sn} C_{sn}}} \quad (3.11)$$

Derivando-se a equação (3.10) com relação ao tempo chega-se à equação (3.12).

$$\frac{d}{dt}v_{C_{sn}}(t) = w_0 K_1 \cos(w_0 t) - w_0 K_2 \sin(w_0 t) \quad (3.12)$$

A tensão do capacitor C_{sn} no início da primeira etapa é igual a V_1 (em $t = 0$), conforme definição da condição inicial (3.1). Substituindo-se o tempo por zero na equação (3.10) obtém-se a equação (3.13), onde é possível encontrar o valor de K_2 .

$$v_{C_{sn}}(0) = V_1 = K_2 \quad (3.13)$$

Sabe-se que a corrente no indutor L_{sn} é igual a zero no início da primeira etapa, implicando que a corrente no capacitor C_{sn} também é igual a zero (equação (3.14)).

$$i_{L_{sn}}(0) = 0 \Rightarrow i_{C_{sn}}(0) = 0 \quad (3.14)$$

Substituindo a equação (3.14) na equação (3.5) encontra-se que o valor da derivada da tensão no capacitor C_{sn} seja igual a zero (equação 3.15).

$$C_{sn} \frac{d}{dt}v_{C_{sn}}(0) = 0 \Rightarrow \frac{d}{dt}v_{C_{sn}}(0) = 0 \quad (3.15)$$

Através da substituição da equação (3.15) na equação (3.12) é possível concluir que K_1 é igual a zero (equação (3.16)).

$$w_0 K_1 = 0 \Rightarrow K_1 = 0 \quad (3.16)$$

Após a obtenção de K_1 e K_2 , pode-se encontrar a equação (3.17), que representa o comportamento da tensão no capacitor C_{sn} durante a primeira etapa de funcionamento do conversor.

$$v_{C_{sn}}(t) = V_1 \cos(w_0 t) \quad (3.17)$$

O intervalo de duração da primeira etapa é representado por Δt_1 . Assim a equação (3.17) pode ser rescrita conforme (3.18).

$$v_{C_{sn}}(\Delta t_1) = V_1 \cos(w_0 \Delta t_1) \quad (3.18)$$

Isolando-se Δt_1 e sabendo-se que a etapa perdura até o segundo quadrante do ciclo ressonante, determina-se (3.19).

$$\Delta t_1 = \sqrt{L_{sn} C_{sn}} \left[\pi - \arccos \left(\frac{V_o}{V_1} \right) \right] \quad (3.19)$$

Através das equações (3.4) e (3.5) é possível afirmar que corrente no indutor L_{sn} é igual à corrente no capacitor C_{sn} com a polaridade inversa. Sendo assim, é possível calcular a corrente em L_{sn} a partir da equação (3.20).

$$i_{L_{sn}}(t) = -i_{C_{sn}}(t) = -C_{sn} \frac{d}{dt} v_{C_{sn}} \quad (3.20)$$

Derivando-se a equação (3.17) e substituindo-se a equação (3.11) em (3.20) encontra-se a equação (3.21).

$$i_{L_{sn}}(t) = \sqrt{\frac{C_{sn}}{L_{sn}}} V_1 \text{sen}(w_0 t) \quad (3.21)$$

Substituindo-se o tempo de duração da primeira etapa Δt_1 (equação (3.19)) e a frequência angular (equação (3.11)) na equação (3.21), encontra-se o valor da corrente do indutor L_{sn} ao final da primeira etapa (equação (3.22)).

$$i_{L_{sn}}(\Delta t_1) = I_1 = \sqrt{\frac{C_{sn}}{L_{sn}}} V_1 \text{sen} \left[\pi - \text{arcos} \left(\frac{V_o}{V_1} \right) \right] \quad (3.22)$$

Com base em algumas relações trigonométricas e a partir equação (3.22), chega-se à equação (3.23).

$$i_{L_{sn}}(\Delta t_1) = I_1 = \sqrt{\frac{C_{sn}}{L_{sn}}} V_1 \left\{ \text{sen}(\pi) \cos \left[\text{arcos} \left(\frac{V_o}{V_1} \right) \right] - \cos(\pi) \text{sen} \left[\text{arcos} \left(\frac{V_o}{V_1} \right) \right] \right\} \quad (3.23)$$

Para simplificar a equação (3.23) é utilizada a relação entre seno e arco seno descrita na equação (3.24).

$$\text{sen} \left[\text{arcos} \left(\frac{V_o}{V_1} \right) \right] = \sqrt{1 - \left(\frac{V_o}{V_1} \right)^2} \quad (3.24)$$

Substituindo-se a equação (3.24) na equação (3.23) chega-se, finalmente, à equação (3.25), que representa o valor da corrente no indutor L_{sn} no instante de transição da primeira etapa para a segunda.

$$I_1 = \sqrt{\frac{C_{sn}}{L_{sn}}} \sqrt{V_1^2 - V_o^2} \quad (3.25)$$

Da equação (3.21) é possível deduzir que o valor máximo de corrente em L_{sn} no decorrer da primeira etapa, definido por I_{P1} , pode ser calculado conforme a equação (3.26).

$$I_{P1} = \sqrt{\frac{C_{sn}}{L_{sn}}} V_1 \quad (3.26)$$

3.1.2 Segunda Etapa de Operação

A segunda etapa de operação tem início em t_1 e termina em t_2 . Em $t = t_1$, o diodo D_{sn2} entra em condução e a energia armazenada no indutor L_{sn} começa a ser transferida para

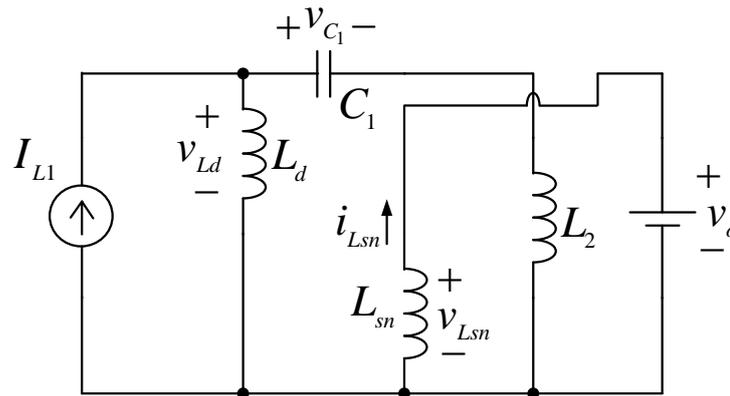


Figura 19 – Circuito Equivalente da segunda etapa de operação do conversor
Fonte: Autoria própria

a saída do conversor. Quando a corrente no indutor L_{sn} se torna nula, esta etapa de operação chega ao fim. O circuito equivalente da segunda etapa do pode ser visto na figura 19.

Durante esta etapa o capacitor C_{sn} não realiza troca de energia com outros componentes, assim sua tensão ao final da segunda etapa tem o mesmo valor da inicial ($-V_o$). A corrente inicial no indutor L_{sn} é a mesma do final da etapa anterior (I_1). As condições iniciais são representadas pela equação (3.27). Em $t = t_2$ a corrente no indutor se torna nula. Já as condições finais são representadas pela equação (3.28).

$$v_{C_{sn}}(0) = -V_o \quad (3.27)$$

$$i_{L_{sn}}(0) = I_1$$

$$v_{C_{sn}}(\Delta t_2) = -V_o \quad (3.28)$$

$$i_{L_{sn}}(\Delta t_2) = 0$$

A corrente que percorre o capacitor C_{sn} é igual a zero de forma que a equação (3.29) é válida no decorrer desta etapa.

$$i_{C_{sn}} = C_{sn} \frac{d}{dt} v_{C_{sn}} = 0 \quad (3.29)$$

A partir de (3.29) conclui-se que não há variação de tensão sobre o capacitor C_{sn} , sendo que esta permanece constante conforme a função (3.30).

$$v_{C_{sn}}(t) = -V_o \quad (3.30)$$

A tensão sobre o indutor L_{sn} possui valor igual à tensão de saída, sendo que o comportamento de $i_{L_{sn}}$ é regido pela equação diferencial (3.31).

$$v_{L_{sn}} = -V_o = L_{sn} \frac{d}{dt} i_{L_{sn}} \quad (3.31)$$

A corrente $i_{L_{sn}}$ inicialmente vale I_1 e no decorrer da segunda etapa começa a diminuir. A taxa de variação da corrente no tempo é dada pela tensão de saída sobre a indutância. Assim a corrente no indutor L_{sn} durante a segunda etapa pode ser descrita pela equação (3.32).

$$i_{L_{sn}}(t) = I_1 - \frac{V_o}{L_{sn}} t \quad (3.32)$$

Ao final da segunda etapa a corrente no indutor L_{sn} se iguala a zero. Igualando-se a equação (3.32) a zero chega-se à equação (3.33). Assim, conclui-se que o intervalo de duração da segunda etapa (Δt_2) é dado por (3.34).

$$i_{L_{sn}}(\Delta t_2) = 0 = I_1 - \frac{V_o}{L_{sn}} \Delta t_2 \quad (3.33)$$

$$\Delta t_2 = \frac{L_{sn} I_1}{V_o} \quad (3.34)$$

Substituindo-se a equação (3.25) na equação (3.34) chega-se finalmente à equação (3.35). Esta equação permite calcular o tempo de duração da segunda etapa em função dos elementos do *snubber* (L_{sn} e C_{sn}), da tensão de saída e da tensão V_1 (tensão sobre o capacitor C_{sn} durante a nona etapa).

$$\Delta t_2 = \sqrt{L_{sn} C_{sn}} \frac{\sqrt{V_1^2 - V_o^2}}{V_o} \quad (3.35)$$

3.1.3 Terceira Etapa de Operação

A terceira etapa de operação do conversor tem início em t_3 e termina em t_4 . Assim que toda a energia armazenada no indutor L_{sn} durante a etapa anterior seja transferida para a saída, ambos os diodos D_{sn1} e D_{sn2} se tornam reversamente polarizados e param de conduzir. O circuito que representa esta etapa tem as mesmas características do estágio do conversor SEPIC em MCD convencional. Quando o pulso de comando desliga o interruptor (S) essa etapa chega ao fim. O circuito equivalente da terceira etapa de operação pode ser observado na figura 20.

Nesta etapa de operação não ocorre nenhuma mudança de corrente no indutor L_{sn} ou tensão no capacitor C_{sn} , logo às condições iniciais (equação 3.36) são iguais as condições finais (equação 3.37).

$$v_{C_{sn}}(0) = -V_o \quad (3.36)$$

$$i_{L_{sn}}(0) = 0$$

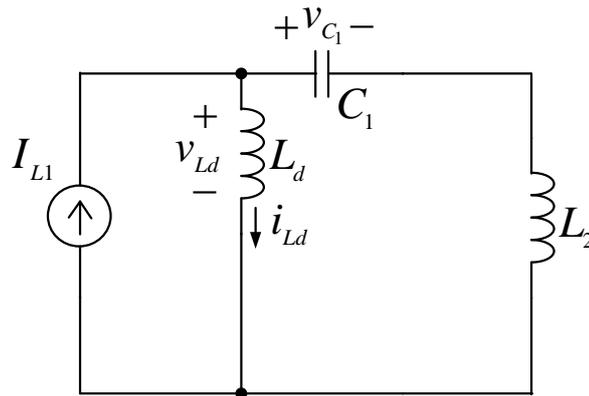


Figura 20 – Circuito equivalente da terceira etapa de operação do conversor

Fonte: Autoria própria

$$v_{C_{sn}}(\Delta t_3) = -V_o \quad (3.37)$$

$$i_{L_{sn}}(\Delta t_3) = 0$$

O tempo de duração desta etapa pode ser determinado utilizando-se como base os tempos da segunda e terceira etapa calculados anteriormente. Sabe-se também que esta etapa chega ao fim quando o interruptor S é desligado. Logo, pode-se chegar à equação (3.38) que determina o intervalo de duração da terceira etapa (Δt_3).

$$\Delta t_3 = DT_s - \Delta t_1 - \Delta t_2 \quad (3.38)$$

Substituindo os tempos de duração da primeira (equação 3.19) e segunda etapa (equação 3.35) na equação (3.38) obtém-se a equação (3.39), que fornece o intervalo de duração da terceira etapa.

$$\Delta t_3 = DT_s - \sqrt{L_{sn}C_{sn}} \left[\pi - \arccos \left(\frac{V_o}{V_1} \right) + \frac{\sqrt{V_1^2 - V_o^2}}{V_o} \right] \quad (3.39)$$

3.1.4 Quarta Etapa de Operação

Uma vez que o interruptor S é desligado, a corrente armazenada em L_d faz com que a tensão sobre o interruptor aumente. A corrente é, então, drenada pelo capacitor C_{sn} , limitando assim o valor máximo de tensão que aparece sobre o interruptor S. No início da quarta etapa, a tensão sobre o capacitor C_{sn} equivale a $-V_o$ (3.40) e em $t = t_4$ alcança o mesmo valor da tensão de entrada V_{in} (3.41). Como resultado, o diodo D_1 é polarizado diretamente, momento em que a quarta etapa chega ao fim. O circuito equivalente da quarta etapa pode ser visualizado na figura 21.

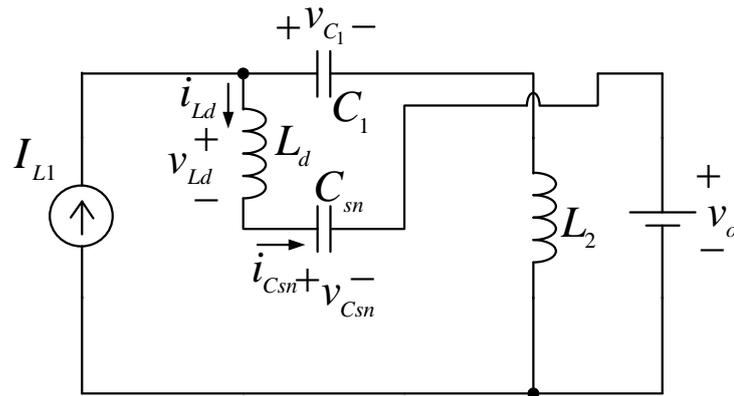


Figura 21 – Circuito Equivalente da quarta etapa de operação do conversor

Fonte: Autoria própria

$$v_{Csn}(0) = -V_o \quad (3.40)$$

$$i_{Lsn}(0) = 0$$

$$v_{Csn}(\Delta t_4) = V_{in} \quad (3.41)$$

$$i_{Lsn}(\Delta t_4) = 0$$

A partir da análise do circuito equivalente da quarta etapa (figura 21), encontra-se a corrente do capacitor C_{sn} (i_{Csn}) em função da corrente do indutor de entrada L_1 e do indutor de saída L_2 . A equação (3.42) representa a corrente no capacitor C_{sn} durante a quarta etapa.

$$i_{Csn}(t) = I_{L1} + I_{L2} = C_{sn} \frac{d}{dt} v_{Csn} \quad (3.42)$$

A solução da equação diferencial (3.42) para o caso particular da condição inicial (3.40) é dada por (3.43).

$$v_{Csn}(t) = -V_o + \frac{(I_{L1} + I_{L2})}{C_{sn}} t \quad (3.43)$$

Decorridos Δt_4 segundos, a tensão sobre C_{sn} atinge o valor da tensão de entrada, conforme (3.44).

$$v_{Csn}(\Delta t_4) = V_{in} = -V_o + \frac{(I_{L1} + I_{L2})}{C_{sn}} \Delta t_4 \quad (3.44)$$

Isolando-se Δt_4 encontra-se a duração da quarta etapa em função das correntes dos indutores (equação (3.45)). Da análise do SEPIC convencional, apresentada no Apêndice A,

sabe-se que a soma dos valores I_{L1} e I_{L2} resulta em (3.46), que substituindo em (3.45) fornece (3.47).

$$\Delta t_4 = C_{sn} \frac{(V_{in} + V_o)}{(I_{L1} + I_{L2})} \quad (3.45)$$

$$I_{L1} + I_{L2} = \frac{DV_{in}}{f_s L_2} \quad (3.46)$$

$$\Delta t_4 = f_s L_2 C_{sn} \frac{(V_{in} + V_o)}{DV_{in}} \quad (3.47)$$

3.1.5 Quinta Etapa de Operação

A quinta etapa de operação pode ser representada pelo circuito equivalente apresentado na figura 22. No início desta etapa, o capacitor C_{sn} possui a mesma tensão de entrada V_{in} (3.48). A partir do momento em que o diodo D_1 começa a conduzir, a energia começa a ser transferida para a saída do conversor. Durante esta etapa, a energia armazenada em L_d continua a ser transferida para o capacitor C_{sn} . Quando $t = t_5$, a corrente i_{Ld} se torna zero e a tensão sobre o capacitor C_{sn} assume seu valor máximo (3.49). É importante observar que a tensão sobre o interruptor também alcança o valor máximo neste mesmo instante de tempo, momento este que caracteriza o fim da quinta etapa de operação.

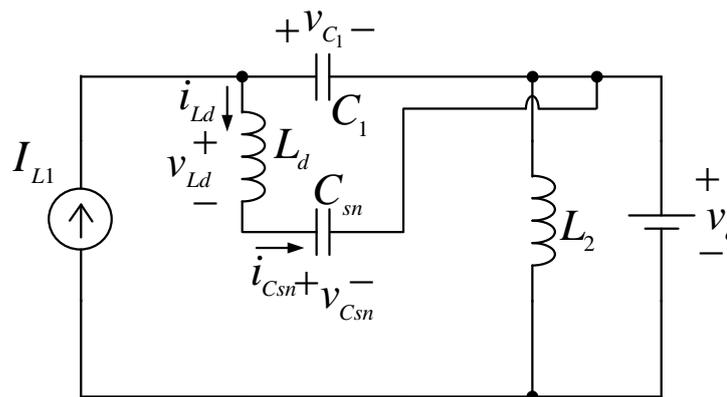


Figura 22 – Circuito equivalente da quinta etapa de operação do conversor

Fonte: Autoria própria

$$v_{C_{sn}}(0) = V_{in} \quad (3.48)$$

$$i_{L_{sn}}(0) = 0$$

$$\begin{aligned} v_{C_{sn}}(\Delta t_5) &= V_2(max) \\ i_{L_{sn}}(\Delta t_5) &= 0 \end{aligned} \quad (3.49)$$

Nesta etapa de operação, o indutor L_{sn} e o capacitor C_{sn} estão conectados em série, de forma que suas correntes são iguais. Com relação ao indutor L_{sn} , não há tensão aplicada sobre L_{sn} , implicando que não há variação de corrente neste elemento, conforme expresso por (3.50). Logo, a corrente $i_{L_{sn}}$ permanece nula durante toda a quinta etapa de operação, resultando na equação (3.51).

$$v_{L_{sn}} = 0 = L_{sn} \frac{d}{dt} i_{L_{sn}} \quad (3.50)$$

$$i_{L_{sn}}(t) = 0 \quad (3.51)$$

A corrente no capacitor C_{sn} pode ser escrita na forma da derivada da tensão sobre o capacitor multiplicado pela sua capacitância (equação (3.52)).

$$i_{C_{sn}} = i_{L_d} = C_{sn} \frac{d}{dt} v_{C_{sn}} \quad (3.52)$$

Somando as tensões dos componentes da malha que contém L_d , C_1 e C_{sn} é possível encontrar a equação (3.53), admitindo que a tensão sobre o capacitor C_1 tenha o mesmo valor da tensão de entrada.

$$v_{L_d} = V_{in} - v_{C_{sn}} = L_d \frac{d}{dt} i_{L_d} \quad (3.53)$$

Pode-se derivar a corrente do indutor L_{sn} (equação 3.52), encontrando-se a equação (3.54).

$$\frac{d}{dt} i_{L_d} = C_{sn} \frac{d^2}{dt^2} v_{C_{sn}} \quad (3.54)$$

Manipulando-se a equação (3.53) obtém-se a equação (3.55).

$$\frac{d}{dt} i_{L_d} = \frac{V_{in}}{L_d} - \frac{v_{C_{sn}}}{L_d} \quad (3.55)$$

Substituindo-se a equação (3.54) na equação (3.55) chega-se à equação (3.56).

$$\frac{d^2}{dt^2}v_{C_{sn}} + \frac{1}{L_d C_{sn}}v_{C_{sn}} = \frac{1}{L_d C_{sn}}V_{in} \quad (3.56)$$

Aplicando-se o mesmo método utilizado na análise da primeira etapa de operação para a solução da equação diferencial (3.56) e com base nas condições iniciais dadas por (3.48), determina-se a função (3.57), que rege o comportamento da tensão $v_{C_{sn}}$ no decorrer desta etapa.

$$v_{C_{sn}}(t) = \sqrt{\frac{L_d}{C_{sn}}}(I_{L1} + I_{L2})\text{sen}\left(\frac{1}{\sqrt{L_d C_{sn}}}t\right) + V_{in} \quad (3.57)$$

A corrente no indutor L_d pode ser determinada pela equação (3.58), que pode ser simplificada conforme (3.59).

$$i_{L_d} = i_{C_{sn}} = C_{sn} \frac{d}{dt}v_{C_{sn}} = C_{sn} \frac{1}{\sqrt{L_d C_{sn}}} \sqrt{\frac{L_d}{C_{sn}}}(I_{L1} + I_{L2})\text{cos}\left(\frac{1}{\sqrt{L_d C_{sn}}}t\right) \quad (3.58)$$

$$i_{L_d}(t) = (I_{L1} + I_{L2})\text{cos}\left(\frac{1}{\sqrt{L_d C_{sn}}}t\right) \quad (3.59)$$

Substituindo-se o tempo por Δt_5 e sabendo-se que a corrente sobre o indutância de dispersão atinge o valor zero ao final dessa etapa (equação (3.60)) é possível encontrar o valor do intervalo de duração da quinta etapa, representado pela equação (3.61).

$$i_{L_d}(\Delta t_5) = 0 = (I_{L1} + I_{L2})\text{cos}\left(\frac{1}{\sqrt{L_d C_{sn}}}\Delta t_5\right) \quad (3.60)$$

$$\Delta t_5 = \frac{\pi\sqrt{L_d C_{sn}}}{2} \quad (3.61)$$

Ao final dessa etapa o capacitor C_{sn} atinge o valor de tensão V_2 . Através da equação (3.62) é possível determinar (3.63).

$$v_{C_{sn}}(\Delta t_5) = V_2 = \sqrt{\frac{L_d}{C_{sn}}}(I_{L1} + I_{L2})\text{sen}\left(\frac{\pi}{2}\right) + V_{in} \quad (3.62)$$

$$V_2 = \sqrt{\frac{L_d}{C_{sn}}}(I_{L1} + I_{L2}) + V_{in} \quad (3.63)$$

Substituindo-se a equação (3.46) na equação (3.63) obtém-se a equação (3.64).

$$V_2 = \sqrt{\frac{L_d}{C_{sn}} \frac{DV_{in}}{f_s L_2}} + V_{in} \quad (3.64)$$

O valor máximo de tensão a qual o interruptor fica submetido é obtido através da soma da tensão de saída V_o com a tensão V_2 (equação (3.64)), sendo representado pela equação (3.65).

$$V_{Smax} = \sqrt{\frac{L_d}{C_{sn}} \frac{DV_{in}}{f_s L_2}} + V_{in} + V_o \quad (3.65)$$

3.1.6 Sexta Etapa de Operação

O início desta etapa acontece quando o diodo D_{sn1} entra em condução e D_{sn2} é reversamente polarizado. Durante esta etapa L_d , L_{sn} e C_{sn} formam um circuito ressonante e a energia previamente armazenada no capacitor C_{sn} é transferida ao capacitor C_1 e para a saída do conversor. A sexta etapa ocorre até que metade de um ciclo de ressonância tenha decorrido. O circuito equivalente que representa a sexta etapa de operação do conversor pode ser observado na figura 23. No início desta etapa a tensão sobre o capacitor C_{sn} é igual a V_2 (3.66). Ao final da sexta etapa ($t = t_6$) a tensão sobre o capacitor C_{sn} equivale a V_3 (3.67).

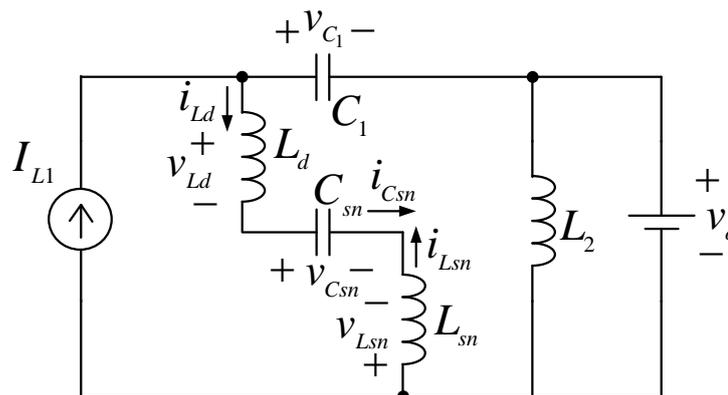


Figura 23 – Circuito equivalente da sexta etapa de operação do conversor

Fonte: Autoria própria

$$v_{Csn}(0) = V_2(max) \quad (3.66)$$

$$i_{Lsn}(0) = 0$$

$$v_{Csn}(\Delta t_6) = V_3 \quad (3.67)$$

$$i_{Lsn}(\Delta t_6) = 0$$

Considerando o circuito apresentado na figura 23 pode-se notar que o indutor L_d está em série com o indutor L_{sn} , o que permite a representação dos dois indutores como uma única

indutância equivalente L_{eq} (equação (3.68)). A corrente do capacitor C_{sn} também possui o mesmo valor da corrente da indutância equivalente L_{eq} (equação (3.69)).

$$L_{eq} = L_d + L_{sn} \quad (3.68)$$

$$i_{Leq} = i_{C_{sn}} = C_{sn} \frac{d}{dt} v_{C_{sn}} \quad (3.69)$$

A soma das tensões da malha que abrange o capacitor C_{sn} e indutor L_{sn} , bem como o indutor L_d e o capacitor C_1 (igual a V_{in}) é representada na equação (3.70). A tensão sobre o indutor equivalente L_{eq} pode ser representada pela equação (3.71).

$$v_{Leq} = V_{in} + V_o - v_{C_{sn}} \quad (3.70)$$

$$v_{Leq} = L_{eq} \frac{d}{dt} i_{Leq} \quad (3.71)$$

A variação da corrente sobre o indutor equivalente L_{eq} (equação (3.72)) relaciona-se com a derivada segunda da tensão $v_{C_{sn}}$ conforme (3.69).

$$\frac{d}{dt} i_{Leq} = L_{eq} C_{sn} \frac{d^2}{dt^2} v_{C_{sn}} \quad (3.72)$$

Substituindo-se a equação (3.72) na equação (3.70) obtém-se a equação (3.73).

$$C_{sn} \frac{d^2}{dt^2} v_{C_{sn}} = \frac{(V_{in} + V_o)}{L_{eq}} - \frac{1}{L_{eq}} v_{C_{sn}} \quad (3.73)$$

A equação diferencial (3.73) pode ser reescrita em sua forma canônica dada por (3.74).

$$\frac{d^2}{dt^2} v_{C_{sn}} + \frac{1}{L_{eq} C_{sn}} v_{C_{sn}} = \frac{(V_{in} + V_o)}{L_{eq} + C_{sn}} \quad (3.74)$$

A função (3.75) corresponde à solução da equação diferencial (3.74) para o caso particular caracterizado pelas condições iniciais dadas por (3.66).

$$v_{C_{sn}}(t) = (V_2 - V_{in} - V_o) \cos \left(\frac{1}{\sqrt{L_{eq} C_{sn}}} t \right) + V_{in} + V_o \quad (3.75)$$

Para encontrar a corrente no indutor equivalente (lembrando que I_{Leq} é igual a I_{Ld} e $I_{L_{sn}}$, por se tratar de uma associação em série) basta derivar a equação (3.75) e igualar à equação (3.69), encontrando-se assim a equação (3.76).

$$i_{Leq}(t) = -\sqrt{\frac{C_{sn}}{L_{eq}}}(V_2 - V_{in} - V_o)sen\left(\frac{1}{\sqrt{L_{eq}C_{sn}}}t\right) \quad (3.76)$$

Substituindo-se o tempo pelo intervalo representado por Δt_6 , obtém-se a equação (3.77), que também contempla o fato de que a corrente em L_{sn} é nula ao final desta etapa. Isolando-se Δt_6 em (3.77) obtém-se (3.78). É importante observar que (3.77) possui infinitas soluções, sendo que de acordo com o princípio de funcionamento do conversor, a solução pertencente ao segundo quadrante é a que possui sentido físico.

$$i_{Leq}(\Delta t_6) = -\sqrt{\frac{C_{sn}}{L_{eq}}}(V_2 - V_{in} - V_o)sen\left(\frac{1}{\sqrt{L_{eq}C_{sn}}}\Delta t_6\right) = 0 \quad (3.77)$$

$$\Delta t_6 = \pi \sqrt{(L_d + L_{sn}) C_{sn}} \quad (3.78)$$

A tensão sobre o capacitor C_{sn} ao final da sexta etapa de operação é definida como V_3 . Logo, pode-se encontrar através da equação (3.79) esse valor de tensão em função de outras tensões conhecidas (equação (3.80)).

$$v_{C_{sn}}(\Delta t_6) = V_3 = (V_2 - V_{in} - V_o) \cos(\pi) + V_{in} + V_o \quad (3.79)$$

$$V_3 = 2V_{in} + 2V_o - V_2 \quad (3.80)$$

A tensão V_3 também pode ser escrita em função dos parâmetros do circuitos, substituindo-se a equação (3.64) na equação (3.80), chegando à equação (3.81).

$$V_3 = V_{in} + 2V_o - \sqrt{\frac{L_d}{C_{sn}}} \frac{DV_{in}}{f_s L_2} \quad (3.81)$$

Através da equação (3.76) é possível encontrar o valor de pico de corrente no indutor L_{sn} nesta etapa, que corresponde à amplitude da função seno presente em (3.76), conforme (3.82).

$$I_{P2} = \sqrt{\frac{C_{sn}}{L_{eq}}}(V_2 - V_{in} - V_o) \quad (3.82)$$

Substituindo-se a equação (3.68) na equação (3.82) é possível reescrever o valor da corrente de pico no indutor L_{sn} (I_{P2}) em termos de L_d e L_{sn} (equação (3.83)).

$$I_{P2} = \sqrt{\frac{C_{sn}}{L_d + L_{sn}}}(V_2 - V_{in} - V_o) \quad (3.83)$$

3.1.7 Sétima Etapa de Operação

Quando as transições ressonantes cessam, o diodo D_{sn1} é novamente bloqueado e a configuração do circuito equivale à segunda etapa do conversor SEPIC convencional em MCD. Em $t = t_7$, o indutor L_2 assume toda a corrente fornecida por L_1 , implicando que o diodo D_1 seja polarizado reversamente e caracterizando o fim desta etapa. O circuito equivalente que representa a sétima etapa de operação do conversor pode ser visto na figura 24. As condições iniciais (3.84) da sétima etapa são iguais às condições finais (3.85).

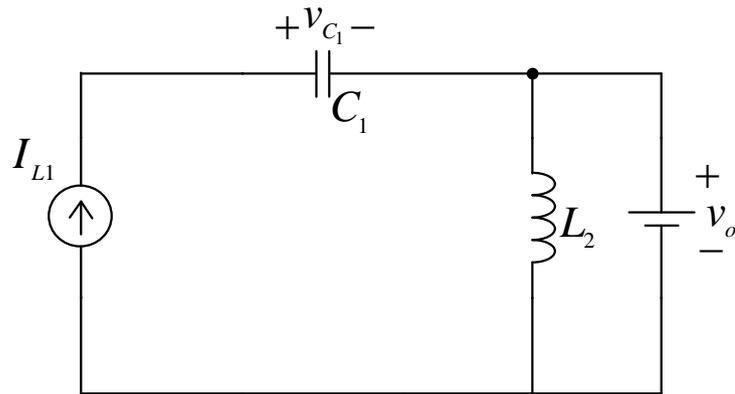


Figura 24 – Circuito equivalente da sétima etapa de operação do conversor
Fonte: Autoria própria

$$v_{C_{sn}}(0) = V_3 \quad (3.84)$$

$$i_{L_{sn}}(0) = 0$$

$$v_{C_{sn}}(\Delta t_7) = V_3 \quad (3.85)$$

$$i_{L_{sn}}(\Delta t_7) = 0$$

Durante a sétima etapa tanto o capacitor C_{sn} quanto o indutor L_{sn} não trocam energia com os outros componentes do conversor. Sabe-se que a duração da segunda etapa do conversor SEPIC convencional, que corresponde ao intervalo de condução do diodo D_1 , é dada por (3.86).

$$\Delta t_{II} = \frac{DV_{in}}{V_o f_s} \quad (3.86)$$

A partir do funcionamento do conversor SEPIC associado ao *snubber* proposto observa-se que o diodo D_1 está em condução nas etapas 4, 5, 6 e 7. Assumindo-se a hipótese simplificada de que as etapas de processamento de energia por parte do *snubber* são muito breves se comparadas às etapas convencionais do SEPIC, tem-se a aproximação (3.87).

$$\frac{DV_{in}}{V_o f_s} \approx \Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6 + \Delta t_7 \quad (3.87)$$

Isolando-se Δt_7 na equação (3.87) e substituindo-se os intervalos de duração das outras etapas ($\Delta t_4, \Delta t_5, \Delta t_6$) é possível obter a equação (3.88), que representa valor aproximado da duração da sétima etapa de operação do conversor.

$$\Delta t_7 \approx \frac{DV_{in}}{f_s V_o} - f_s L_2 C_{sn} \frac{(V_{in} + V_o)}{DV_{in}} - \frac{\pi}{2} \sqrt{L_d C_{sn}} - \pi \sqrt{(L_d + L_{sn}) C_{sn}} \quad (3.88)$$

3.1.8 Oitava Etapa de Operação

Com o bloqueio do diodo D_1 , o diodo D_{sn1} passa a conduzir novamente e as indutâncias L_d e L_{sn} e o capacitor C_{sn} formam um circuito ressonante, assim como ocorre na sexta etapa. Após ocorrer metade do ciclo de ressonância esta etapa termina. O circuito equivalente da oitava etapa de operação do *snubber* regenerativo é ilustrado na figura 25.

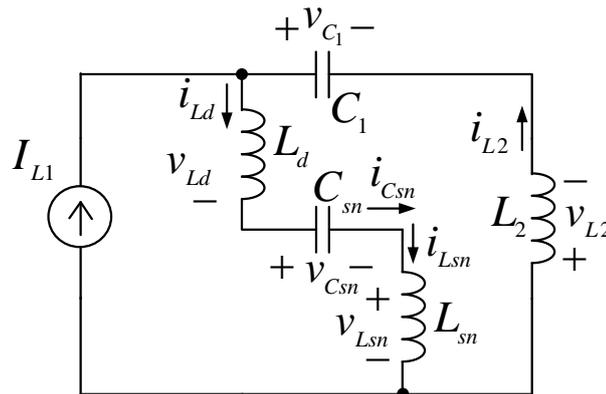


Figura 25 – Circuito equivalente da oitava etapa de operação do conversor

Fonte: Autoria própria

No início da oitava etapa a tensão sobre o capacitor C_{sn} é igual a V_3 e a corrente no indutor L_{sn} é igual a zero equação (3.89).

$$v_{C_{sn}}(0) = V_3 \quad (3.89)$$

$$i_{L_{sn}}(0) = 0$$

No final desta etapa, após a troca de energia entre os componentes, a tensão do capacitor C_{sn} vale V_1 . Já a corrente do indutor L_{sn} , após um ciclo ressonante ter se completado, retorna a zero (equação (3.90)).

$$v_{C_{sn}}(\Delta t_8) = V_1 \quad (3.90)$$

$$i_{L_{sn}}(\Delta t_8) = 0$$

As tensões sobre as indutâncias L_{sn} , L_d e L_2 estão relacionadas com as derivadas de suas correntes conforme as equações (3.91), (3.92) e (3.93).

$$v_{L_{sn}} = L_{sn} \frac{d}{dt} i_{L_{sn}} \quad (3.91)$$

$$v_{L_d} = L_d \frac{d}{dt} i_{L_d} \quad (3.92)$$

$$v_{L_2} = L_2 \frac{d}{dt} i_{L_2} \quad (3.93)$$

A partir da análise do circuito equivalente da figura 25, determina-se a equação apresentada em (3.94), que contempla também o resultado de sua diferenciação.

$$I_{Lin} = i_{L_d} - i_{L_2} \Rightarrow 0 = \frac{d}{dt} i_{L_d} - \frac{d}{dt} i_{L_2} \quad (3.94)$$

A partir da segunda Lei de Kirchhoff e desprezando-se a ondulação em alta frequência na tensão sobre C_1 , determina-se (3.95).

$$(L_d + L_{sn} + L_2) \frac{d}{dt} i_{L_d} + v_{C_{sn}} = V_{in} \quad (3.95)$$

Uma vez que a corrente no capacitor C_{sn} é igual a i_{L_2} , pois ambos os componentes encontram-se conectados em série, é possível determinar (3.96) a partir de (3.95).

$$\frac{d^2}{dt^2} v_{C_{sn}} + \frac{1}{(L_d + L_{sn} + L_2) C_{sn}} v_{C_{sn}} = \frac{1}{(L_d + L_{sn} + L_2) C_{sn}} V_{in} \quad (3.96)$$

A função (3.97) fornece a solução da equação diferencial (3.96) para o caso particular das condições iniciais (3.90).

$$v_{C_{sn}}(t) = (V_3 - V_{in}) \cos \left(\frac{1}{\sqrt{(L_d + L_{sn} + L_2) C_{sn}}} t \right) + V_{in} \quad (3.97)$$

A soma das indutâncias L_d , L_{sn} e L_2 indica que há uma indutância equivalente L_{eq} análoga à associação série destes três indutores, mesmo que esta conexão não exista fisicamente, conforme observa-se no circuito da figura 25. Definindo-se como corrente equivalente i_{Leq} a corrente nos indutores L_d e L_{sn} , igual à corrente em C_{sn} , é possível deduzir (3.98).

$$i_{Leq}(t) = -\sqrt{\frac{C_{sn}}{(L_d + L_{sn} + L_2)}} (V_3 - V_{in}) \text{sen} \left(\frac{1}{\sqrt{(L_d + L_{sn} + L_2) C_{sn}}} t \right) \quad (3.98)$$

Substituindo-se a variável tempo pelo intervalo Δt_8 e sabendo-se que ao final da oitava etapa a corrente i_{Leq} é igual a zero, encontra-se a equação (3.99).

$$i_{Leq}(\Delta t_8) = -\sqrt{\frac{C_{sn}}{(L_d + L_{sn} + L_2)}}(V_3 - V_{in})\text{sen}\left(\frac{1}{\sqrt{(L_d + L_{sn} + L_2)C_{sn}}}\Delta t_8\right) = 0 \quad (3.99)$$

Existem infinitas soluções para (3.99). Porém, o valor desejado pertence ao segundo quadrante, conforme apresentado em (3.100).

$$\Delta t_8 = \pi \sqrt{(L_d + L_{sn} + L_2)C_{sn}} \quad (3.100)$$

O valor de pico de corrente no indutor L_{sn} para a oitava etapa corresponde à amplitude da função seno presente em (3.98), conforme (3.101).

$$I_{P3} = \sqrt{\frac{C_{sn}}{(L_d + L_{sn} + L_2)}}(V_3 - V_{in}) \quad (3.101)$$

Sabe-se que ao final da oitava etapa o valor da tensão sobre o capacitor C_{sn} é igual a V_1 . Substituindo a equação (3.100) na equação (3.97) encontra-se a equação (3.102).

$$v_{C_{sn}}(\Delta t_8) = V_1 = (V_3 - V_{in})\cos(\pi) + V_{in} \quad (3.102)$$

Resolvendo-se a equação (3.102) obtém-se a equação (3.103).

$$V_1 = 2V_{in} - V_3 \quad (3.103)$$

A fim de expressar a tensão V_1 em termos dos parâmetros fundamentais do conversor, utilizam-se as equações, (3.64) e (3.80). O resultado é fornecido em (3.104).

$$V_1 = \sqrt{\frac{L_d}{C_{sn}} \frac{DV_{in}}{f_s L_2}} + V_{in} - 2V_o \quad (3.104)$$

3.1.9 Nona Etapa de Operação

A nona etapa de operação é equivalente à terceira etapa do SEPIC convencional em MCD, e perdura até o instante em que o interruptor S é acionado. O circuito equivalente referente a esta etapa é apresentado na figura 26.

A tensão sobre o capacitor permanece igual a V_1 desde o início até o fim da nona etapa, conforme (3.105) e (3.106). Já a corrente no indutor também não sofre alteração, permanecendo nula no decorrer de toda a etapa, conforme (3.105) e (3.106).

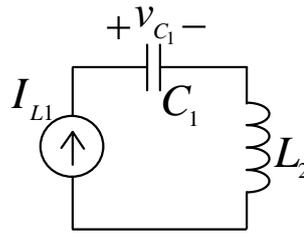


Figura 26 – Circuito equivalente da nona etapa de operação do conversor
Fonte: Autoria própria

$$v_{C_{sn}}(0) = V_1 \quad (3.105)$$

$$i_{L_{sn}}(0) = 0$$

$$v_{C_{sn}}(\Delta t_9) = V_1 \quad (3.106)$$

$$i_{L_{sn}}(\Delta t_9) = 0$$

O intervalo de duração desta etapa pode ser calculado utilizando como base outras etapas. Sabe-se que o tempo em que o interruptor permanece desligado corresponde a soma do tempo da segunda (Δt_{II}) e terceira (Δt_{III}) etapa do conversor SEPIC convencional $((1 - D)T_S)$. Assim, pode-se igualar a soma dos intervalos Δt_8 , Δt_9 , Δt_{II} com o tempo em que o interruptor permanece desligado, encontrando a equação (3.107).

$$(1 - D)T_S = \Delta t_9 + \Delta t_8 + \Delta t_{II} \quad (3.107)$$

Isolando-se Δt_9 e substituindo-se os intervalos já conhecidos chega-se à equação (3.108), que representa o tempo de duração da nona etapa.

$$\Delta t_9 = (1 - D)T_S - \frac{DV_{in}}{f_s V_o} - \pi \sqrt{(L_d + L_{sn} + L_2) C_{sn}} \quad (3.108)$$

3.2 Principais Formas de Onda

As principais formas de onda referentes à operação do conversor SEPIC em MCD associado ao snubber regenerativo proposto são apresentadas na figura 27. O valor máximo de tensão $V_{C_{sn}}$ ocorre no final da quinta etapa, sendo representado por V_2 . Após o início da sexta etapa a tensão novamente decresce até atingir V_3 . Com o início da oitava etapa a tensão volta a decrescer até o valor de V_1 . Durante toda a nona etapa a tensão do capacitor C_{sn} permanece a mesma. O valor máximo de corrente no indutor L_{sn} ocorre durante a primeira etapa. Pode-se observar na figura 27 que o valor eficaz da corrente nesse indutor é pequena. A corrente que circula pela indutância parasita (L_d) atinge seu valor máximo ao final da quarta etapa. Já o valor máximo de tensão (V_{Smax}) sobre o interruptor ocorre ao final da quinta etapa.

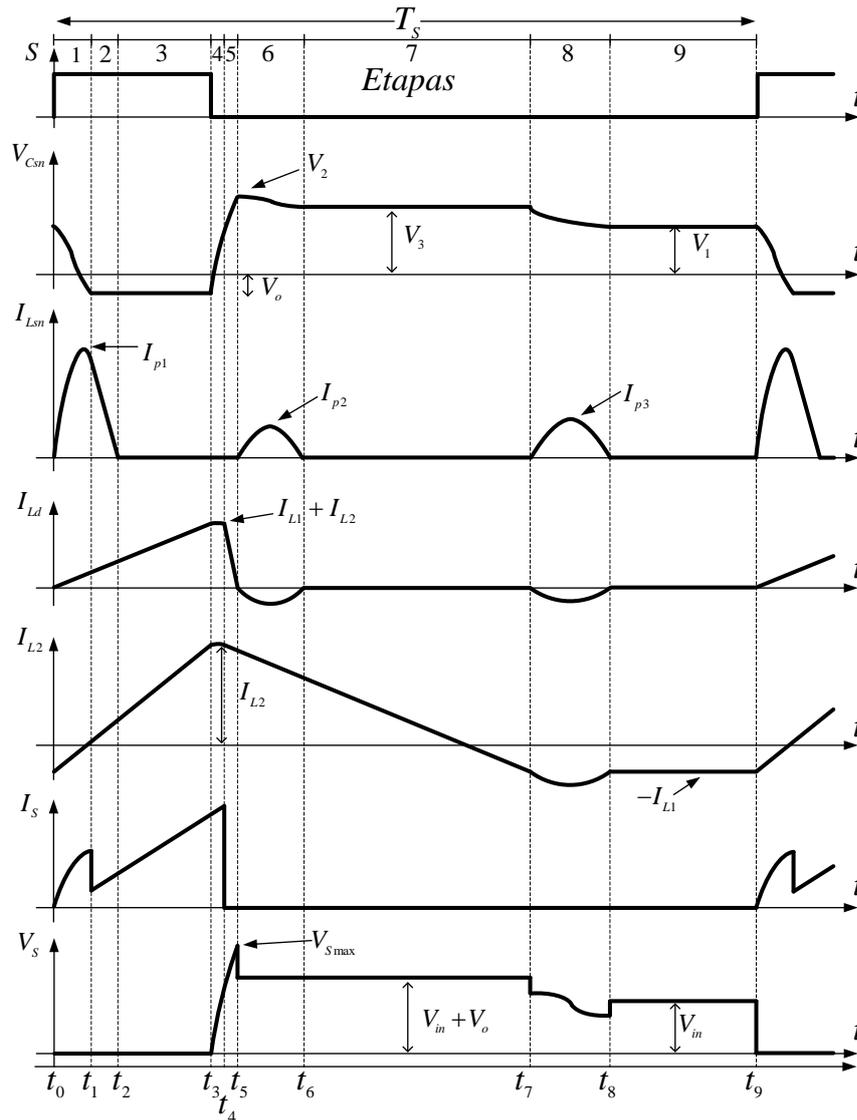


Figura 27 – Principais formas de ondas do *snubber*

Fonte: Autoria própria

3.3 Resumo dos Principais Resultados

As principais equações obtidas que ditam o funcionamento do conversor são apresentadas na tabela 2. Através dessas equações é possível calcular o intervalo de duração de cada etapa. Existem algumas etapas que são equivalentes às etapas normais de funcionamento do SEPIC em MCD. É importante observar que as etapas 3, 7 e 9, equivalentes às três etapas do SEPIC convencional em MCD, possuem duração bem superior às demais etapas onde o snubber possui atuação. Este fato é importante, uma vez que se deseja que o conversor associado ao snubber proposto preserve as características da topologia convencional.

As equações que permitem calcular os principais valores de tensão sobre o capacitor C_{sn} podem ser apresentadas na tabela 3. Também é possível observar as equações que permitem calcular os três picos de corrente sobre o indutor L_{sn} . O valor máximo de tensão

Tabela 2 – Intervalo de duração das etapas do conversor

Intervalo	Equação	Referência
Δt_1	$\sqrt{L_{sn}C_{sn}} \left[\pi - \arccos \left(\frac{V_o}{V_1} \right) \right]$	3.19
Δt_2	$\sqrt{L_{sn}C_{sn}} \frac{\sqrt{V_1^2 - V_o^2}}{V_o}$	3.35
Δt_3	$DT_s - \sqrt{L_{sn}C_{sn}} \left[\pi - \arccos \left(\frac{V_o}{V_1} \right) + \frac{\sqrt{V_1^2 - V_o^2}}{V_o} \right]$	3.39
Δt_4	$f_s L_2 C_{sn} \frac{(V_{in} + V_o)}{DV_{in}}$	3.47
Δt_5	$\frac{\pi \sqrt{L_d C_{sn}}}{2}$	3.61
Δt_6	$\pi \sqrt{(L_d + L_{sn}) C_{sn}}$	3.78
Δt_7	$\frac{DV_{in}}{f_s V_o} - f_s L_2 C_{sn} \frac{(V_{in} + V_o)}{DV_{in}} - \frac{\pi}{2} \sqrt{L_d C_{sn}} - \pi \sqrt{(L_d + L_{sn}) C_{sn}}$	3.88
Δt_8	$\pi \sqrt{(L_d + L_{sn} + L_2) C_{sn}}$	3.100
Δt_9	$(1 - D)T_S - \frac{DV_{in}}{f_s V_o} - \pi \sqrt{(L_d + L_{sn} + L_2) C_{sn}}$	3.108

Fonte: Autoria própria.

sobre o interruptor (V_{Smax}) pode ser calculado através da equação apresentada na tabela 3. Os picos de corrente do indutor L_{sn} (I_{P1} , I_{P2} e I_{P3}) são descritos em função das tensões (V_1 , V_2 e V_3) para que as equações resultantes não sejam muito extensas, como ocorreria no caso de expressá-los em termos dos parâmetros fundamentais do circuito.

Tabela 3 – Principais valores de tensão e corrente

Parâmetros	Equação	Referência
V_1	$\sqrt{\frac{L_d}{C_{sn}} \frac{DV_{in}}{f_s L_2}} + V_{in} - 2V_o$	3.104
V_2	$\sqrt{\frac{L_d}{C_{sn}} \frac{DV_{in}}{f_s L_2}} + V_{in}$	3.64
V_3	$V_{in} + 2V_o - \sqrt{\frac{L_d}{C_{sn}} \frac{DV_{in}}{f_s L_2}}$	3.81
V_{smax}	$\sqrt{\frac{L_d}{C_{sn}} \frac{DV_{in}}{f_s L_2}} + V_{in} + V_o$	3.65
I_{P1}	$\sqrt{\frac{C_{sn}}{L_{sn}}} V_1$	3.26
I_{P2}	$\sqrt{\frac{C_{sn}}{L_d + L_{sn}}} (V_2 - V_{in} - V_o)$	3.83
I_{P3}	$\sqrt{\frac{C_{sn}}{(L_d + L_{sn} + L_2)}} (V_3 - V_{in})$	3.101

Fonte: Autoria própria.

3.4 Taxa de Variação da Tensão Sobre o Interruptor

Durante o desligamento do interruptor S a taxa de variação da tensão (SR_{VS}) sobre esse componente é limitado pelo carregamento do capacitor C_{sn} . Assim, pode-se escrever a equação (3.109).

$$SR_{VS} = \frac{d}{dt} V_S = \frac{I_{L1} + I_{L2}}{C_{sn}} \quad (3.109)$$

Substituindo-se a equação (3.46) na equação (3.109) obtém-se a equação (3.110).

$$SR_{VS} = \frac{DV_{in}}{f_s L_2 C_{sn}} \quad (3.110)$$

Sabe-se que a razão cíclica pode ser representada através da equação (3.111).

$$D = \sqrt{q\bar{I}_o} \quad (3.111)$$

Substituindo-se a equação (3.111) na equação (3.110) chega-se finalmente à equação (3.112), que descreve a taxa de variação da tensão (SR_{VS}) sobre o interruptor S.

$$SR_{VS} = \frac{\sqrt{q\bar{I}_o} V_{in}}{f_s L_2 C_{sn}} \quad (3.112)$$

Através da equação (3.112) observa-se que o capacitor C_{sn} tem influência sobre a taxa de variação da tensão. Aumentando sua capacitância, a tensão sobre o interruptor cresce de forma mais suave. Contudo, a quantidade de energia processada pelo *snubber* depende da capacitância do capacitor C_{sn} , fato que limita o tamanho do capacitor a ser utilizado. Isto ocorre devido aos picos de corrente sobre o indutor L_{sn} dependerem do capacitor C_{sn} , conforme pode ser observado nas equações (3.26), (3.83) e (3.101). Para realizar um bom projeto deve-se ter o compromisso de obter uma reduzida taxa de variação de tensão a fim de diminuir as perdas por comutação sem que os esforços no *snubber* sejam muito elevados.

4 ANÁLISE DINÂMICA DO CONVERSOR SEPIC EM MCD CONECTADO AO REGULADOR LINEAR DE CORRENTE

Conforme abordado anteriormente, é importante para um sistema de iluminação eletrônico ter a capacidade de entrada universal (90V a 240V), corrente de saída livre de cintilação e dimerização. A utilização de um regulador linear de corrente permite eliminar o efeito de cintilação. Porém, para reduzir as perdas no regulador é preciso que seus transistores bipolares operem na região ativa com o mínimo de tensão entre seus terminais coletor e emissor, tópico que será abordado neste capítulo. Já o sistema em malha fechada permite a operação do conversor com tensão de entrada universal e dimerização.

O modelo do conversor é apresentado no decorrer deste capítulo, visando um melhor entendimento do seu comportamento dinâmico, conectado ao regulador linear e ao detector de mínimo. No final deste capítulo é apresentada a função de transferência do sistema completo.

4.0.1 Modelagem do Conversor SEPIC Conectado ao Regulador Linear de Corrente

Sabe-se que a corrente de saída I_o do conversor pode ser representada pela equação (4.1).

$$I_o = \frac{D^2 V_{in}^2}{4f_s L_2 V_o} \quad (4.1)$$

Destaca-se que a corrente do LED (I_{LED}) possui um valor constante e não é afetada por variações da tensão de saída, caso garanta-se o adequado funcionamento do regulador de corrente. A variação corrente de saída em função da razão cíclica pode ser representada por uma fonte de corrente, e a variação da corrente de saída em função da tensão de saída pode ser representada por uma resistência em paralelo com a capacitância C_2 . O circuito equivalente do modelo do conversor pode ser representado pelo circuito da figura 28.

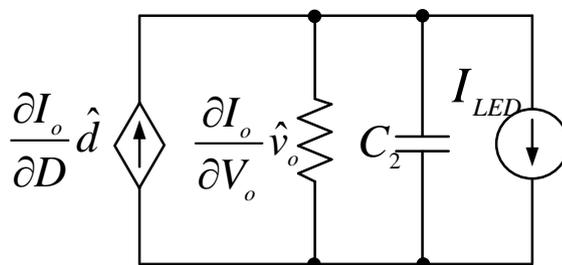


Figura 28 – Circuito equivalente para a determinação do modelo dinâmico do conversor
Fonte: Autoria própria

Uma parcela da corrente de saída que representa uma eventual perturbação (\hat{i}_o) pode ser descrita como a soma da variação da corrente em função da razão cíclica com a variação da corrente em função da tensão de saída. Essa soma é descrita pela equação (4.2).

$$\hat{i}_o = \frac{\partial I_o}{\partial D} \hat{d} + \frac{\partial I_o}{\partial V_o} \hat{v}_o \quad (4.2)$$

Para encontrar a variação da corrente de saída com relação à razão cíclica é necessário derivar a equação (4.1) com relação à razão cíclica. A equação (4.3) representa a dinâmica da corrente de saída com relação à razão cíclica.

$$\frac{\partial I_o}{\partial D} = \frac{DV_{in}^2}{2f_s L_2 V_o} \quad (4.3)$$

A variação da corrente de saída com relação à tensão de saída é obtida derivando-se a equação (4.4) com relação à tensão de saída. A equação (4.5) representa a dinâmica da corrente de saída com relação à tensão de saída.

$$\frac{\partial I_o}{\partial V_o} = \frac{-D^2 V_{in}^2}{4f_s L_2 V_o^2} \quad (4.4)$$

Substituindo-se as equações (4.3) e (4.4) na equação (4.2) encontra-se a equação (4.5) que descreve a sensibilidade da corrente de saída em função da tensão de saída e da razão cíclica.

$$\hat{i}_o = \frac{DV_{in}^2}{2f_s L_2 V_o} \hat{d} - \frac{D^2 V_{in}^2}{4f_s L_2 V_o^2} \hat{v}_o \quad (4.5)$$

O primeiro termo da equação (4.5) corresponde à dependência da corrente de saída com pequenas variações da razão cíclica.

Conforme mencionado anteriormente, a corrente no LED não é afetada por variações da tensão de saída, pode-se então afirmar (4.6). Logo, a fonte de corrente I_{LED} comporta-se como um circuito aberto para a análise de pequenos sinais.

$$\hat{i}_{C2} = \hat{i}_o = C_2 d \frac{\hat{v}_o}{dt} \quad (4.6)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em (4.6) obtém-se a equação (4.7).

$$sC_2 \hat{v}_o(s) = \hat{i}_o(s) \quad (4.7)$$

Substituindo-se (4.7) em (4.5) chega-se à equação (4.8).

$$sC_2 \hat{v}_o(s) = \frac{DV_{in}^2}{2f_s L_2 V_o} \hat{d}(s) - \frac{D^2 V_{in}^2}{4f_s L_2 V_o^2} \hat{v}_o(s) \quad (4.8)$$

A equação (4.8) pode ser reescrita conforme (4.9).

$$\left(sC_2 + \frac{D^2 V_{in}^2}{4f_s L_2 V_o^2} \right) \hat{v}_o(s) = \frac{D V_{in}^2}{2f_s L_2 V_o} \hat{d}(s) \quad (4.9)$$

Simplificando-se a equação (4.9) obtém-se (4.10).

$$\left(s \frac{4f_s L_2 C_2 V_o^2}{D^2 V_{in}^2} + 1 \right) \hat{v}_o(s) = \frac{2V_o}{D} \hat{d}(s) \quad (4.10)$$

Isolando-se a tensão de saída pela razão cíclica em (4.10) chega-se à equação (4.11). Esta função de transferência (4.11) relaciona a tensão de saída pela razão cíclica para pequenas perturbações.

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\frac{2V_o}{D}}{s \frac{4f_s L_2 C_2 V_o^2}{D^2 V_{in}^2} + 1} \quad (4.11)$$

Como mencionado anteriormente, a corrente constante do LED (I_{LED}) imposta pelo regulador linear de corrente desacopla qualquer interação dinâmica entre o conversor SEPIC e o circuito detector de mínimo. Assim, é possível concluir que qualquer variação da tensão de saída aparece diretamente na tensão V_{reg} , uma vez que a corrente constante do LED também implica em uma tensão constante do LED. Logo, conclui-se que a resposta dinâmica da tensão V_{reg} a pequenas variações de razão cíclica obedece à mesma função de transferência fornecida na equação (4.11).

4.0.1.1 Análise do Detector de Mínimo

Para garantir a mínima perda no regulador de corrente e conseguir possibilitar a redução da cintilação dos LEDs, é necessário impor uma tensão mínima V_{reg} para que Q_{reg1} não entre na região de saturação, assim como apresentado na figura 29.

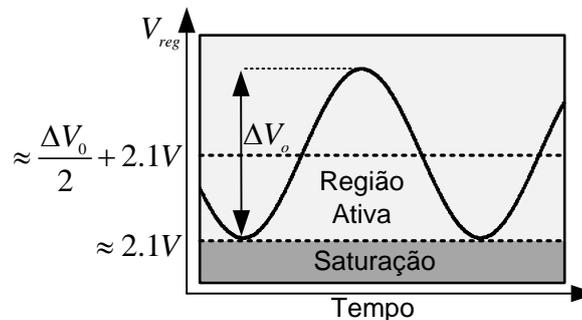


Figura 29 – Forma de onda da tensão V_{reg} para a condição de mínima perda no regulador

Fonte: Autoria própria

Portanto, o valor mínimo de V_{reg} precisa ser medido e comparado com um valor de referência que mantenha o sistema em malha fechada no ponto de operação desejado. Um circuito simples que realiza a leitura da tensão mínima é o detector de mínimo apresentado na figura 30.

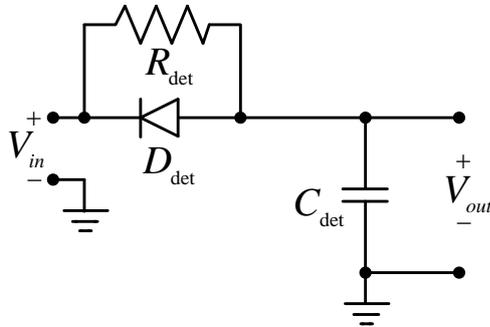


Figura 30 – Circuito detector de mínimo

Fonte: Autoria própria

Na presença de ondulação, quando a tensão V_{reg} está aumentando, o capacitor C_{det} carrega-se em direção ao valor médio de V_{reg} . Quando V_{reg} diminui até seu valor mínimo, D_{det} torna-se diretamente polarizado e mantém a tensão V_{det} no valor mínimo de V_{reg} acrescido da queda de tensão do diodo D_{det} ($\approx 0,7$ V). Se a constante de tempo ζ_{det} ($\zeta_{det} = R_{det} \times C_{det}$) for grande o suficiente para atenuar qualquer ondulação de tensão em V_{det} , o resultado é uma tensão V_{det} aproximadamente 0,7 V maior que o valor mínimo de V_{reg} . Infelizmente, para valores elevados de ζ_{det} a resposta dinâmica torna-se muito lenta ou até mesmo instável. Assim, deve-se escolher entre uma rápida capacidade de resposta ou ondulação de tensão ao definir os valores de R_{det} e C_{det} . A figura 31 apresenta a resposta do circuito detector de mínimo para três diferentes valores de ζ_{det} .

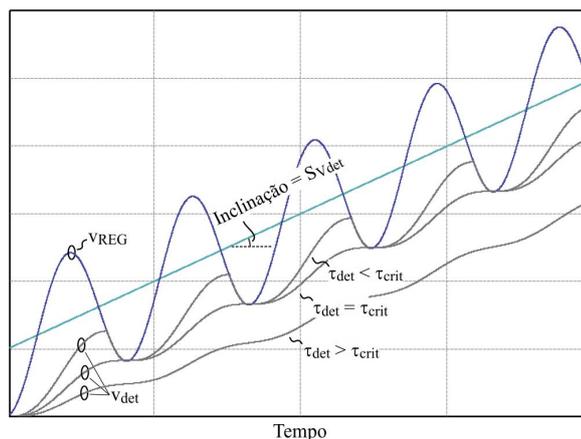


Figura 31 – Tensão V_{reg} para valores distintos de ζ_{det}

Fonte: Autoria própria

Pode-se observar na figura 31 que o circuito detector de mínimo pode perder o rastreamento da tensão V_{reg} se a mesma aumentar de forma muito rápida ($\zeta_{det} > \zeta_{crit}$). Além disso,

há um valor crítico (ζ_{crit}) em que o circuito começa a perder a capacidade de seguir a tensão mínima. Se $\zeta_{det} < \zeta_{crit}$, o circuito segue o valor mínimo V_{reg} dentro de toda a resposta transitória, mas a ondulação de V_{det} também aumenta.

Durante um eventual transitório onde a tensão V_{reg} encontre-se variando a uma taxa SV_{reg} , o conversor SEPIC impõe nos terminais do regulador uma tensão regida de forma aproximada por (4.12).

$$V_{reg}(t) = - \left(\frac{\Delta V_o}{2} \right) \cos(2\omega_r t) + (SV_{reg})t + \frac{\Delta V_o}{2} \quad (4.12)$$

A figura 32 apresenta circuito equivalente do detector de mínimo, onde a tensão de saída do detector de mínimo é definida por v_{det} .

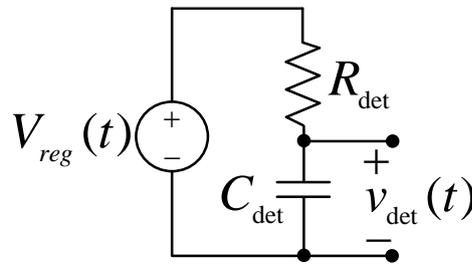


Figura 32 – Circuito equivalente para a análise do detector de mínimo

Fonte: Autoria própria

Analisando-se o circuito da figura 32, determina-se a equação diferencial (4.13) que rege o comportamento da tensão V_{det} com relação à V_{reg} .

$$d \frac{v_{det}}{dt} + \frac{1}{R_{det} C_{det}} v_{det} = \frac{1}{R_{det} C_{det}} V_{reg}(t) \quad (4.13)$$

Admite-se como condição inicial que a tensão sobre o capacitor é nula, conforme (4.14). Justifica-se esta escolha pelo fato de que a análise dinâmica visa determinar a evolução das perturbações nas grandezas envolvidas que, neste caso, independem do valor inicial de tensão em C_{det} .

$$v_{det}(0) = 0 \quad (4.14)$$

Resolvendo-se a equação diferencial (4.13) obtém-se (4.15)

$$\begin{aligned}
v_{det}(t) = & \left[R_{det} C_{det} (SV_{reg}) - \frac{8\pi^2 f_r^2 R_{det}^2 C_{det}^2 \Delta V_o}{(1+(4\pi f_r)^2 R_{det}^2 C_{det}^2)} \right] e^{-\frac{t}{R_{det} C_{det}}} - \left[\frac{2\pi f_r R_{det} C_{det} \Delta V_o}{(1+(4\pi f_r)^2 R_{det}^2 C_{det}^2)} \text{sen}(4\pi f_r t) \right] \\
& - \left[\frac{\Delta V_o}{2(1+(4\pi f_r)^2 R_{det}^2 C_{det}^2)} \text{cos}(4\pi f_r t) \right] + \frac{\Delta V_o}{2} - R_{det} C_{det} (SV_{reg}) + (SV_{reg}) t
\end{aligned} \tag{4.15}$$

O valor de limite de ζ , em que a resposta do detector segue a trajetória do valor mínimo é dado por ζ_{crit} , conforme pode ser observado na figura 31. Nesta condição, a tensão $v_{det}(t)$ é igual a tensão $V_{reg}(t)$ quando decorridos 2π radianos da evolução da função cosseno. Este fato pode ser representado matematicamente por (4.16).

$$v_{det} \left(\frac{2\pi}{2w_r} \right) = V_{reg} \left(\frac{2\pi}{2w_r} \right) \tag{4.16}$$

Utilizando-se (4.17) e igualando-se as equações (4.12) e (4.15) encontra-se (4.18).

$$\begin{cases} t = \frac{2\pi}{2w_r} \\ \zeta_{crit} = R_{det} C_{det} \end{cases} \tag{4.17}$$

$$\zeta_{crit}^2 - \zeta_{crit} \left(\frac{\Delta V_o}{2SV_{reg}} \right) + \frac{1}{(4\pi f_r)^2} = 0 \tag{4.18}$$

A solução da equação do segundo grau (4.18) é dada por (4.19).

$$\zeta_{crit} = \frac{1}{8\pi f_r SV_{reg}} \left(2\pi f_r \Delta V_o + \sqrt{4\pi^2 f_r^2 \Delta V_o^2 - 4SV_{reg}^2} \right) \tag{4.19}$$

Para os casos em que parâmetros como ΔV_o e SV_{reg} mudem durante o funcionamento normal do conversor, o que acontece na dimerização, torna-se difícil garantir que o circuito detector de mínimo não irá perder sua capacidade de rastreamento em qualquer uma das possíveis condições de funcionamento. Além disso, para valores pequenos de ΔV_o , o resultado da raiz quadrada da equação (4.19) é imaginário, o que indica que independente da escolha de ζ_{det} o circuito irá perder a capacidade de detectar o ponto mínimo. Portanto, torna-se complicado encontrar um modelo dinâmico que seja sempre válido para este circuito, uma vez que o mesmo apresenta um comportamento não linear quando segue o ponto mínimo e um comportamento linear quando perde a capacidade de detectar o ponto mínimo. É possível demonstrar que a resposta de tensão V_{det} é sempre mais lenta que a função de transferência (4.11) e mais rápida que a função de transferência (4.20).

$$\frac{v_{det}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\frac{2V_o}{D}}{(1 + sR_{det}C_{det}) \left(s \frac{4f_s L_2 C_2 V_o^2}{D^2 V_{in}^2} + 1 \right)} \quad (4.20)$$

A figura 33 apresenta as possíveis trajetórias de V_{det} , onde os limites mais rápido e mais lento correspondem às equações (4.11) e (4.20), respectivamente.

Utilizando-se o caso mais lento possível da resposta de medição do valor mínimo de V_{reg} (4.20), garante-se que o controle não seja mais rápido que a resposta do conversor associado ao detector de mínimo. Logo, projetando-se um controlador que atenda os requisitos de dinâmica e estabilidade impostos por (4.20), garante-se estabilidade também para qualquer trajetória possível prevista na figura 33. Com base no exposto, conclui-se que a função de transferência (4.20) deve ser utilizada como base para o projeto do compensador de tensão.

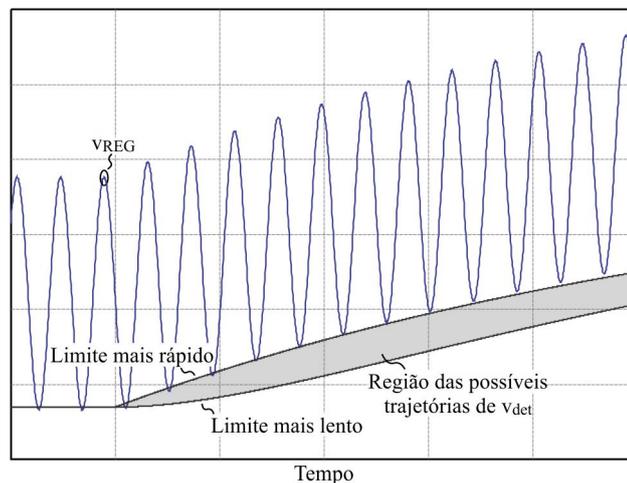


Figura 33 – Região contendo as possíveis trajetórias da tensão V_{reg}

Fonte: Autoria própria

Através da simulação do circuito e da função de transferência encontrada é possível realizar a validação do modelo dinâmico obtido. O degrau utilizado no conversor foi de 2% na razão cíclica. A figura 34 apresenta a tensão de saída circuito do conversor e a resposta da função de transferência representada pela equação (4.11). Observa-se que a função de transferência mostrou-se adequada.

A tensão do regulador também é comparada com a resposta obtida pela equação (4.20) (figura 35). Novamente as respostas foram muito parecidas, comprovando a validade desta função de transferência.

Por fim, demonstra-se que a trajetória da tensão V_{det} fica, durante um degrau, dentro dos limites mais rápido e mais lento. A figura 36 apresenta essas trajetórias de V_{det} .

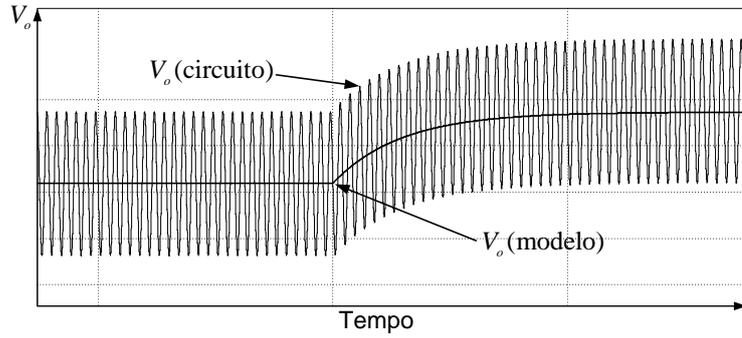


Figura 34 – Resposta do circuito e da função de transferência de V_o
 Fonte: Autoria própria

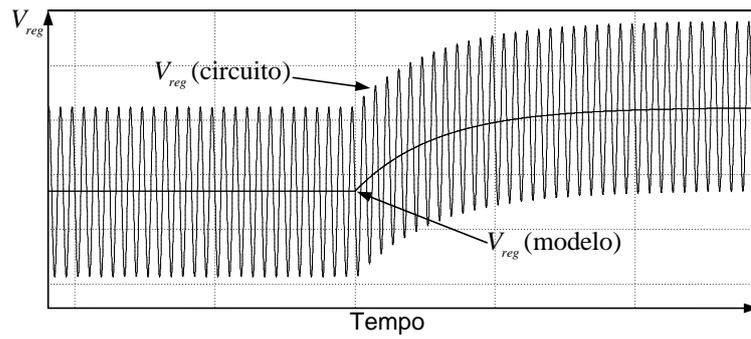


Figura 35 – Resposta do circuito e da função de transferência de V_{reg}
 Fonte: Autoria própria

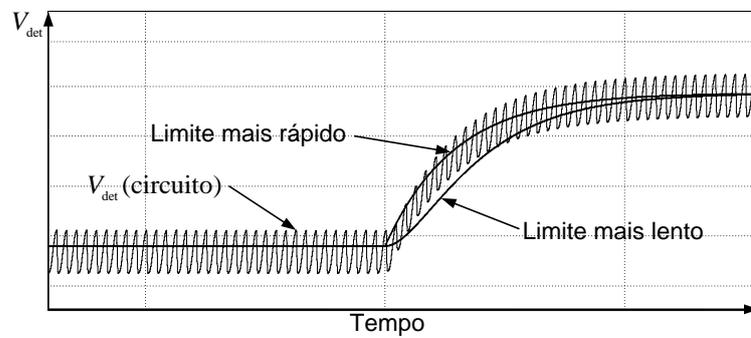


Figura 36 – Trajetórias da tensão V_{det}
 Fonte: Autoria própria

5 METODOLOGIA DE PROJETO E SIMULAÇÃO NUMÉRICA DO SISTEMA ELETRÔNICO

5.1 PROJETO DO CONVERSOR SEPIC

A quantidade de energia processada pelo *Snubber* regenerativo é muito pequena quando comparada à potência total do conversor, possibilitando projetar o conversor SEPIC desconsiderando este circuito auxiliar de comutação. As especificações do projeto do conversor são apresentadas na tabela 4.

Tabela 4 – Especificações de projeto.

Parâmetros	Valores (42 W)	Valores (145 W)
$V_{in}(RMS)$	90 V ~ 240 V	90 V ~ 240 V
$V_o(AVG)$	126 V	145,6 V
I_o	350 mA	1 A
f_s	50 kHz	50 kHz
f_r	60 Hz	60 Hz
ΔI_{L1}	20 %	20 %
ΔV_o	5 %	5 %
ΔV_{C1}	35 %	35 %

Fonte: Autoria própria.

Como a tensão eficaz de entrada do conversor pode variar de 90 V até 240 V, é necessário que as especificações de projeto satisfaçam, além das condições operacionais definidas, todas as exigências impostas pelas normas que regulamentam a utilização deste sistema. A tensão de saída do conversor é determinada pela soma da tensão de cada um dos 35 LEDs adicionada à queda de tensão presente no regulador linear de corrente utilizado. Assim, a tensão média de saída (V_o) especificada corresponde a 126 V. A corrente de saída é limitada em 350 mA para a potência nos LEDs de 42 W e em 1 A para a potência de 145 W. A frequência de comutação utilizada é de 50 kHz e a frequência da rede de entrada é de 60 Hz.

Embora a metodologia apresentada seja para a potência de 45 W, não existem restrições para outros níveis de potências utilizados como no caso da potência de 145 W também utilizada neste trabalho.

Para realizar os cálculos e encontrar os valores dos elementos do conversor, é necessário analisar os níveis máximos e mínimos da tensão de alimentação de entrada, bem como os níveis máximos e mínimos da potência de saída, de acordo com esta entrada. Desta forma, é possível especificar os elementos constituintes do conversor nas condições extremas de operação.

Pode-se então calcular o ganho máximo (q_{max}) (equação (5.1)) para a menor tensão de pico de entrada ($V_{inpicomin}$) e o ganho mínimo (q_{min}) (equação (5.2)) para a maior tensão de pico de entrada ($V_{inpicomax}$).

$$q_{max} = \frac{V_o}{V_{inpicomin}} = 0,991 \quad (5.1)$$

$$q_{min} = \frac{V_o}{V_{inpicomax}} = 0,372 \quad (5.2)$$

Através de q_{max} e q_{min} obtém-se as correntes mínimas e máximas parametrizadas apresentadas nas equações (5.3) e (5.4), respectivamente.

$$\bar{I}_{omincrit} = \frac{q_{max}}{(1 - q_{max})^2} = 0,25 \quad (5.3)$$

$$\bar{I}_{omaxcrti} = \frac{q_{min}}{(1 - q_{min})^2} = 0,198 \quad (5.4)$$

Através das equações (5.3) e (5.4) é possível calcular o valor do indutor máximo (L_{2max}) e mínimo (L_{2min}) apresentados na equações (5.5) e (5.6) respectivamente.

$$L_{2min} = \frac{0.7V_{inpicomin}\bar{I}_{omin}}{4f_s I_o} = 318,192 \mu H \quad (5.5)$$

$$L_{2max} = \frac{0.7V_{inpicomax}\bar{I}_{omax}}{4f_s I_o} = 670,49 \mu H \quad (5.6)$$

Sabendo que o conversor tem que operar com entrada universal, para garantir o MCD em toda a faixa de variação da tensão de entrada, optou-se em utilizar 70% o valor mínimo de L_2 . Com o valor de L_2 definido, calcula-se os valores máximo e mínimo da corrente de saída parametrizada, conforme apresentado nas equações (5.8) e (5.7).

$$\bar{I}_{omax} = \frac{4f_s I_o L_2}{V_{inpicomin}} = 0,175 \quad (5.7)$$

$$\bar{I}_{omin} = \frac{4f_s I_o L_2}{V_{inpicomax}} = 0,066 \quad (5.8)$$

Através das equações (5.9) e (5.10) pode-se calcular a razão cíclica máxima e mínima.

$$D_{max} = \sqrt{q_{max}\bar{I}_{omax}} = 0,416 \quad (5.9)$$

$$D_{min} = \sqrt{q_{min} \bar{I}_{omin}} = 0,156 \quad (5.10)$$

Em sistemas com entrada universal, para se manter a potência de saída constante, sabe-se que quanto maior a tensão de entrada, menor será a razão cíclica. Assim, ao se assegurar que o conversor esteja funcionando em MCD com a menor tensão de entrada, garante-se que o conversor não entre no modo do modo de condução contínua.

Para dimensionar o indutor L_1 é necessário encontrar os valores máximos e mínimos da corrente de entrada que ocorrem em 90 V e 240 V, respectivamente. A máxima corrente de pico da entrada ocorre em 90 V com potência nominal e pode ser calculada através da equação (5.11). Já a corrente mínima é calculada com a tensão de entrada em 240 V conforme apresentado na equação (5.12).

$$I_{inpicomax} = \frac{q_{max} \bar{I}_{omax} V_{inpicomin}}{2f_s L_2} = 0,694 \quad (5.11)$$

$$I_{inpicomin} = \frac{q_{min} \bar{I}_{omin} V_{inpicomax}}{2f_s I_o} = 0,26 \quad (5.12)$$

Admitindo-se uma ondulação máxima na corrente de L_1 de 20%, obtém-se (5.13) e (5.14).

$$L_{1min} = \frac{D_{max} V_{inpicomin}}{f_s \Delta I_{L1} I_{inpicomax}} = 7,76 \text{ mH} \quad (5.13)$$

$$L_{1max} = \frac{D_{min} V_{inpicomax}}{f_s \Delta I_{L1} I_{inpicomin}} = 20,374 \text{ mH} \quad (5.14)$$

Para que o indutor mantenha a ondulação máxima desejada em ambas as tensões, utiliza-se o maior valor encontrado. Assim garante-se que para uma tensão de entrada menor, o critério de ondulação de corrente seja atendido.

O valor do capacitor C_1 pode ser calculado através da equação (5.15) e da equação (5.16). O valor máximo de capacitância encontrado é aproximadamente 180 nF e o valor mínimo é de 37 nF. Escolhe-se o maior valor de capacitor.

$$C_{1max} = \frac{\left(1 - \sqrt{q_{max} \bar{I}_{omax}}\right) q_{max} I_{omax} V_{inpicomin}}{2f_s L_2 \Delta V_{C1} V_{inpicomin}} = 181,764 \text{ nF} \quad (5.15)$$

$$C_{1min} = \frac{\left(1 - \sqrt{q_{min} \bar{I}_{omin}}\right) q_{min} I_{omin} V_{inpicomax}}{2f_s L_2 \Delta V_{C1} V_{inpicomax}} = 36,962 \text{ nF} \quad (5.16)$$

O capacitor de saída é projetado com base na ondulação de baixa frequência da saída do conversor SEPIC. Através da equação (5.17) e da equação (5.18) encontra-se o valor do capacitor de saída C_2 . É interessante notar que o valor do capacitor é o mesmo para os dois extremos de tensão entrada, ou seja, não depende da tensão de entrada.

$$C_{2min} = \frac{\bar{I}_{max} V_{inpicomin}}{8\pi f_r f_s L_2 \Delta V_o V_{omed}} = 147,186 \mu F \quad (5.17)$$

$$C_{2max} = \frac{\bar{I}_{min} V_{inpicomax}}{8\pi f_r f_s L_2 \Delta V_o V_{omed}} = 147,186 \mu F \quad (5.18)$$

Os valores de L_1 , L_2 , C_1 e C_2 especificados são apresentados na tabela 5.

Tabela 5 – Valores utilizados.

Parâmetros	Valores (42 W)	Valores (145 W)
L_1	20,374 mH	6,984 mH
L_2	318,192 uH	126,47 uH
C_1	220 nF	560 nF
C_2	150 uF	360 uF

Fonte: Autoria própria.

5.2 PROJETO DO SNUBBER

O projeto do *snubber* visa obter, através de uma tensão máxima especificada sobre o interruptor, os valores do capacitor C_{sn} e do indutor L_{sn} que compõem o circuito de ajuda a comutação.

A tensão máxima imposta ao interruptor do conversor SEPIC equivale a soma das tensões de entrada, de saída e da tensão resultante do bloqueio da corrente circulante pela indutância parasita (L_d). A tensão máxima (V_{Smax}) adotada para o projetar o *snubber* é 610 V. Este valor é escolhido com base no valor máximo suportado pelo interruptor utilizado (650 V). A indutância parasita é uma grandeza que não possui um valor exato definido, utiliza-se o valor arbitrário de 1 μH .

Como *snubber* é composto pelo indutor L_{sn} e pelo capacitor C_{sn} , é necessário arbitrar um valor para um dos dois elementos. Através da análise dos valores de pico de corrente no indutor L_{sn} determinou-se seu valor em 30 μH .

A equação (3.65) pode ser rescrita (5.19) de forma a isolar o capacitor C_{sn} .

$$C_{sn} = \frac{D^2 V_{in}^2 L_d}{f_s^2 L_2^2 (-V_{Smax} + V_{in} + V_o)^2} \quad (5.19)$$

Através da equação (5.20) é possível encontrar o valor do capacitor C_{sn} para o conversor de 42 W.

$$C_{sn} = \frac{0,156^2(240\sqrt{2})^2 1 \times 10^{-6}}{(50 \times 10^3)^2(318 \times 10^{-6})^2 (-615 + 240\sqrt{2} + 126)^2} \approx 500 \text{ pF} \quad (5.20)$$

Utilizando a equação (3.110) determina-se a taxa de variação da tensão sobre o interruptor.

$$SR_{VS} = \frac{0,156 \times 240\sqrt{2}}{(50 \times 10^3) (318 \times 10^{-6}) (500 \times 10^{-12})} \approx 6,541 \frac{V}{ns} \quad (5.21)$$

Através da equação (5.22) é possível encontrar o valor do capacitor C_{sn} para o conversor de 145 W.

$$C_{sn} = \frac{0,181^2(240\sqrt{2})^2 1 \times 10^{-6}}{(50 \times 10^3)^2(126,47 \times 10^{-6})^2 (-610 + 240\sqrt{2} + 149)^2} \approx 6,5 \text{ nF} \quad (5.22)$$

Sabendo o valor do capacitor C_{sn} , chega-se ao valor da taxa de variação da tensão sobre o interruptor (5.23).

$$SR_{VS} = \frac{0,181 \times 240\sqrt{2}}{(50 \times 10^3) (126,47 \times 10^{-6}) (6,5 \times 10^{-9})} \approx 3,027 \frac{V}{ns} \quad (5.23)$$

A taxa de variação encontrada em (5.23) é muito baixa, o que faz com que muita energia seja processada pelo *snubber*, resultando em perda de rendimento. Opta-se então por uma taxa de variação de tensão de aproximadamente 6,5 V/ns. Assim, o capacitor C_{sn} escolhido vale 1,5nF.

$$SR_{VS} = \frac{0,181 \times 240\sqrt{2}}{(50 \times 10^3) (126,47 \times 10^{-6}) (1,5 \times 10^{-9})} \approx 6,447 \frac{V}{ns} \quad (5.24)$$

A tabela 6 apresenta os valores dos elementos do snubber e as principais grandezas utilizadas no projeto.

5.3 REGULADOR LINEAR DE CORRENTE

O circuito do regulador linear de corrente utilizado pode ser visualizado na figura 11. Seu princípio de funcionamento e metodologia de projeto são detalhados em Walding (2003). Seus componentes são apresentados na tabela 7. A tensão sobre o resistor R_{reg1} é praticamente a mesma para os dois conversores (42 W e 145 W), sendo possível utilizar a mesma resistência.

Tabela 6 – Valores de projeto do snubber.

Parâmetros	42 W	145 W
	Calculado	
L_d	$1 \mu H$	$0,5 \mu H$
V_{in}	$340 V$	$340 V$
D	$0,156$	$0,181$
V_0	$126 V$	$145,6 V$
C_{sn}	$500 pF$	$1,5 nF$
L_{sn}	$30 uH$	$60 uH$
V_{Smax}	$610 V$	$610 V$

Fonte: Autoria própria.

Tabela 7 – Valores utilizados.

Parâmetros	Valores (42 W)	Valores (145 W)
R_{reg1}	$220 k\Omega$	$220 k\Omega$
R_{reg2}	$2 \sim 13,33 \Omega$	$0,7 \sim 4,66 \Omega$
Q_{reg1}	<i>TIP31C</i>	<i>TIP31C</i>
Q_{reg2}, Q_{reg3}	<i>BC546A</i>	<i>BC546A</i>

Fonte: Autoria própria.

5.4 PROJETO DO CONTROLADOR

O projeto de controle tem como foco principal atender dois requisitos principais, o primeiro deles corresponde ao fator entrada universal e o segundo a dimerização da corrente dos LEDs. Partindo deste princípio o controle deve atuar de forma a não influenciar na corrente de entrada. Caso seja utilizado um controle muito rápido, a ondulação da corrente de saída (120 Hz) pode deformar a corrente de entrada, tentando compensar os vales de tensão impostos pelo retificador de entrada.

5.4.1 Detector de mínimo

A constante de tempo de um circuito RC série é igual a $R \times C$. Neste trabalho, tem-se como objetivo que o detector trabalhe em uma frequência que esteja abaixo da frequência da ondulação causada pelo retificador (120 Hz). Visto que, caso o controlador atue tentando corrigir esta ondulação da corrente de saída, a corrente de entrada no indutor L_1 pode ser deformada. Como consequência o sistema perde a correção do fator de potência aumentando

a THD. Considerando uma frequência de corte do controle três vezes abaixo da frequência de 120 Hz encontra-se os valores de $270\text{ k}\Omega$ para o resistor e 100 nF para o capacitor do circuito detector de mínimo.

5.4.2 Projeto do controle

Utilizou-se a metodologia clássica para projetar o controlador do tipo PI com filtro a ser implementado através do CI SG3525 que fornece o amplificador operacional necessário para a sua implementação, conforme circuito apresentado na figura 37. Sua função de transferência aproximada é representada pela equação (5.25).

$$C(s) = \frac{1 + s(R_{P2}C_{P2})}{sR_{P1}(sR_{P2}C_{P1}C_{P2} + C_{P1} + C_{P2})} \quad (5.25)$$

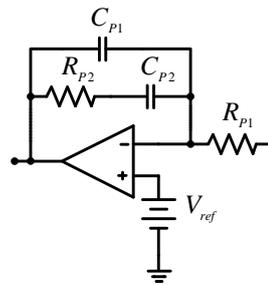


Figura 37 – Detector de mínimo acoplado ao regulador linear de corrente

Fonte: Autoria própria

O projeto do controlador foi baseado no diagrama de Bode visando obter uma frequência de corte abaixo de 120 Hz. Escolheu-se a frequência de 40 Hz como frequência de corte para o sistema em malha fechada.

Assim, a função de transferência do controlador é representada pela equação (5.26).

$$C(s) = \frac{0,00816s + 1}{9,792 \times 10^{-5}s^2 + 0,0936s} \quad (5.26)$$

Através da comparação da equação (5.26) com (5.25) encontram-se os valores dos elementos do controlador PI com filtro, apresentados na tabela 8

5.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

5.5.1 Simulação do snubber regenerativo

Algumas etapas do *snubber* estudado neste trabalho ocorrem em um período de tempo extremamente pequeno, o que exige a utilização de um passo de cálculo muito baixo na execução da simulação. Para validar a comparação entre os valores obtidos por cálculo e por

Tabela 8 – Valores do controlador PI .

Parâmetros	Simulado
C_{P1}	100 nF
C_{P2}	680 nF
R_{P1}	100 kΩ
R_{P2}	12 kΩ

Fonte: Autoria própria.

simulação, optou-se pela utilização do software PSIM (Powersim) por se tratar de uma ferramenta que apresenta respostas mais rápidas, porém resultados mais idealizados. Assim como no desenvolvimento matemático, nesta simulação as não idealidades do circuito não são consideradas. Portanto, espera-se uma aproximação muito grande entre os resultados calculados e os simulados. O capacitor C_1 é considerado sem ondulação na análise matemática assim é necessário utilizar um valor grande para que os resultados fiquem próximos.

Substituindo os valores da tabela 6 nas equações apresentadas na tabela 2 é possível calcular os intervalos de tempo de cada uma das nove etapas de operação do *snubber*. Estes intervalos de tempo são expostos na tabela 9 juntamente com os resultados obtidos em simulação.

Tabela 9 – Valores calculados e simulados dos intervalos de tempo de cada etapa de operação do conversor SEPIC utilizando o snubber proposto.

Parâmetros	Calculado	Simulado
Δt_1	0,26 μs	0,26024 μs
Δt_2	0,197 μs	0,1991 μs
Δt_3	2,662 μs	2,6601 μs
Δt_4	0,069 μs	0,0693 μs
Δt_5	0,035 μs	0,0348 μs
Δt_6	0,391 μs	0,3902 μs
Δt_7	7,924 μs	8,0367 μs
Δt_8	1,306 μs	1,3051 μs
Δt_9	7,155 μs	7,061 μs

Fonte: Autoria própria.

A diferença entre os intervalos de tempo calculados e simulado é muito pequena, sabendo que são da ordem de décimos de microssegundos, validando as equações obtidas na análise das etapas. A tabela 10 apresenta os valores calculados e simulados obtidos para a

tensão do capacitor C_{sn} , a máxima tensão aplicada ao interruptor e para os valores de pico da corrente no indutor L_{sn} .

Tabela 10 – Comparação entre as principais correntes e tensões.

Parâmetros	Calculado	Simulado
V_1	237,094 V	240,04 V
V_2	489,094 V	489,58 V
V_3	442,906 V	439,11 V
V_{smax}	615,094 V	616,08 V
I_{P1}	0,968 A	0,9868 A
I_{P2}	0,093 A	0,104 A
I_{P3}	0,123 A	0,118 A

Fonte: Autoria própria.

A figura 38 demonstra a diferença entre o valor máximo de tensão sobre o interruptor com a utilização do *snubber* (linha preta) e sem a utilização do *snubber* (linha cinza) . O *snubber*, além de controlar o pico máximo, possui a capacidade de diminuir a derivada de tensão, fazendo com que a taxa de crescimento seja menor.

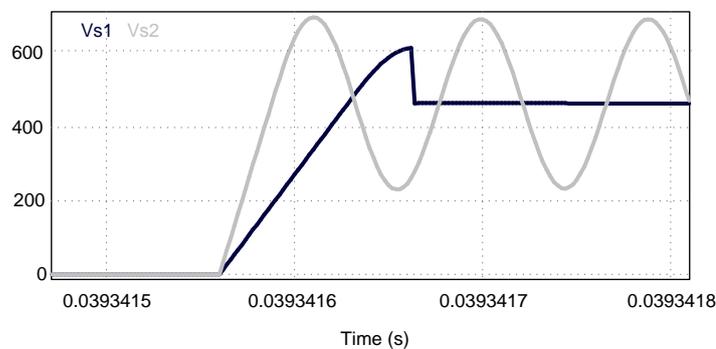


Figura 38 – Detalhe da tensão no interruptor, utilizando o *snubber* (preto) e sem utilizar o *snubber* (cinza)

Fonte: Autoria própria

Durante um período de comutação o capacitor C_{sn} apresenta três níveis de tensão representados por V_1 , V_2 e V_3 , conforme apresentado previamente na tabela 3. A forma de onda da tensão sobre o capacitor C_{sn} pode ser observada na figura 39.

O indutor *snubber* (L_{sn}), durante um período de comutação, apresenta três picos de corrente, representados por I_{p1} , I_{p2} e I_{p3} conforme apresentado na tabela 3. Na figura 40 pode-se observar a forma de onda da corrente no indutor L_{sn} , onde são apresentados também os valores máximo de cada pico de corrente.

A forma de onda da tensão sobre o interruptor durante um período de comutação pode ser observada na figura 41.

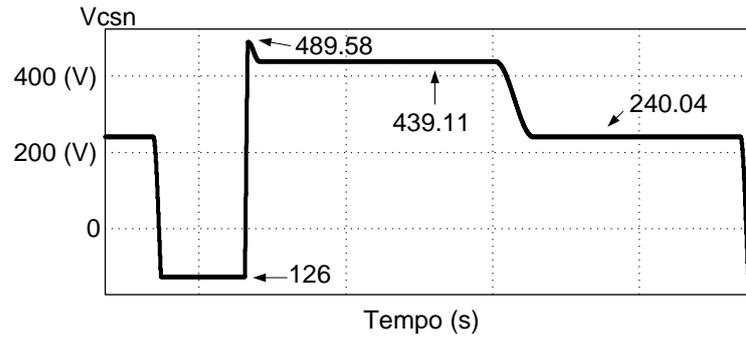


Figura 39 – Detalhe da tensão no capacitor Csn
Fonte: Autoria própria

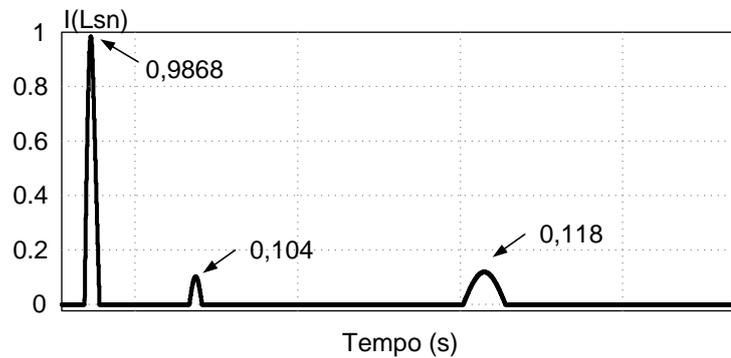


Figura 40 – Corrente do indutor snubber
Fonte: Autoria própria

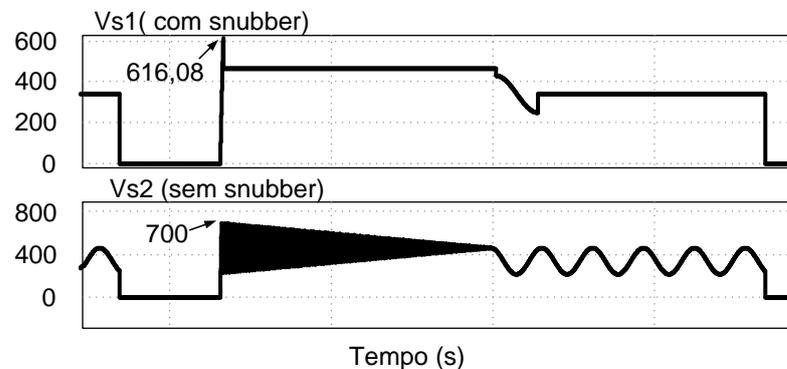


Figura 41 – Forma de onda da tensão no interruptor utilizando o snubber (Vs1) e sem utilizar o snubber (Vs2)

Fonte: Autoria própria

5.5.2 Simulação do sistema eletrônico em malha fechada

Para observar e conseqüentemente analisar o comportamento do sistema eletrônico proposto operando em malha fechada, optou-se por utilizar a ferramenta computacional Orcad®.

Assim, como pode ser observado na figura 42, o sistema é constituído pelo estágio retificador de entrada, pelo conversor SEPIC, pelo regulador linear em série com um módulo de 35 LEDs conectados em série e com o snubber proposto para ajudar na comutação do interruptor. O esquemático também apresenta o circuito detector de mínimo associado aos

rísticas podem ser encontradas no *datasheet* do componente LXK2-PWC4-0220 (DATASHEET, 2007).

Tabela 12 – Especificações de projeto.

Parâmetros	Valores (42 W)	Valores (145 W)
L_1	20,37 mH	6,984 mH
L_2	318,192 μ H	126,47 μ H
L_{sn}	30 μ F	60 μ F
C_1	220 nF	560 nF
C_2	150 μ F	360 μ F
C_{sn}	500 pF	1.5 nF
C_{P1}	100 nF	100 nF
C_{P2}	680 nF	680 nF
R_{P1}	100 k Ω	100 k Ω
R_{P2}	12 k Ω	12 k Ω
C_{det}	100 nF	100 nF
R_{det}	270 k Ω	270 k Ω
R_{reg1}	220 k Ω	220 k Ω
R_{reg2}	2 ~ 13,33 Ω	0,7 ~ 4,66 Ω
V_{LED}	115,5 V	127,75 V
R_{LED}	15,5 Ω	15,5 Ω

Fonte: Autoria própria.

As figuras 43 e 44 apresentam as principais formas de onda do conversor (Corrente (I_{in}) e tensão de entrada (V_{in}), corrente (I_{LED}) e tensão do LED (V_{LED})) com carga nominal e tensão de entrada de 127 V e 220 V, respectivamente.

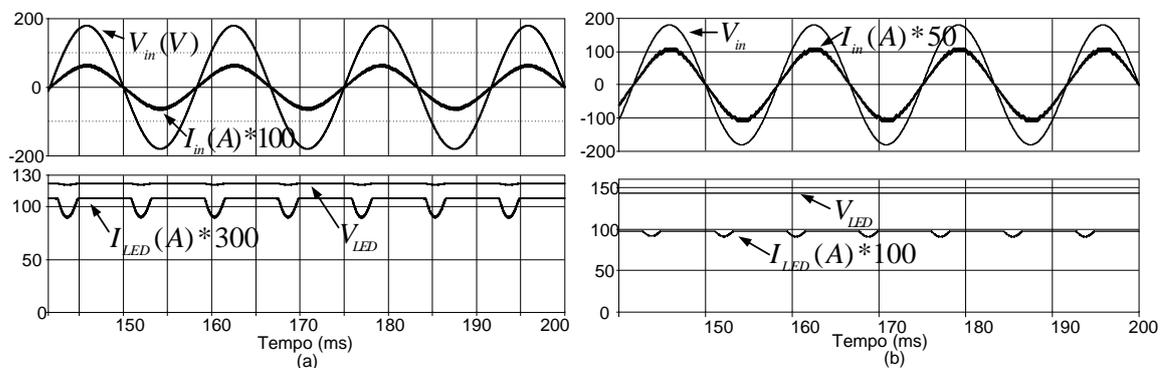


Figura 43 – Tensão (V_{in}) e corrente de entrada (I_{in}), tensão (V_{LED}) e corrente (I_{LED}) dos LEDs em 127 V (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W

Fonte: Autoria própria

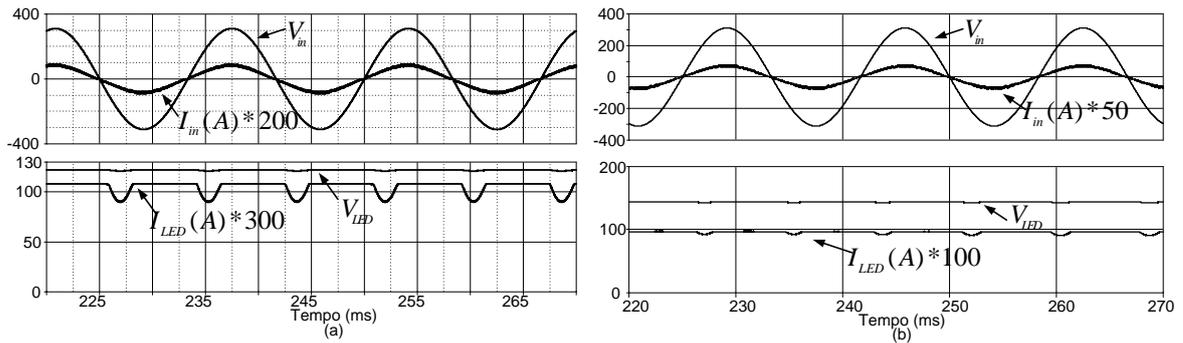


Figura 44 – Tensão (V_{in}) e corrente de entrada (I_{in}), tensão (V_{LED}) e corrente (I_{LED}) dos LEDs em 220 V (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W

Fonte: Autoria própria

Nas figuras 45 e 46 apresenta-se as principais formas de ondas do conversor com dimerização de 50% e tensão de entrada de 127 V e 220 V, respectivamente. Ajusta-se em 175 mA a corrente do LED do conversor de 42 W, apresentada nas figuras 45 (a) e 46 (a). Nas figuras 45 (b) e 46 (b) é apresentada a corrente do LED do conversor de 145 W ajustada em 500 mA.

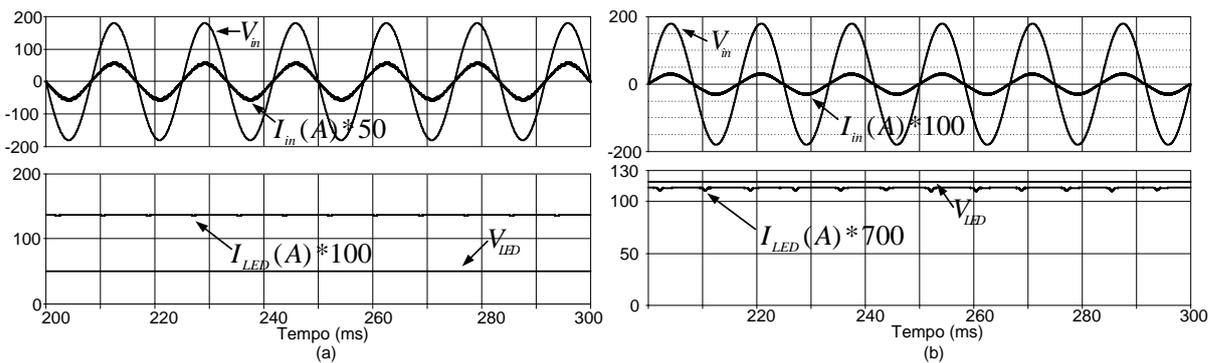


Figura 45 – Tensão (V_{in}) e corrente de entrada (I_{in}), tensão (V_{LED}) e corrente (I_{LED}) dos LEDs em 127 V (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W

Fonte: Autoria própria

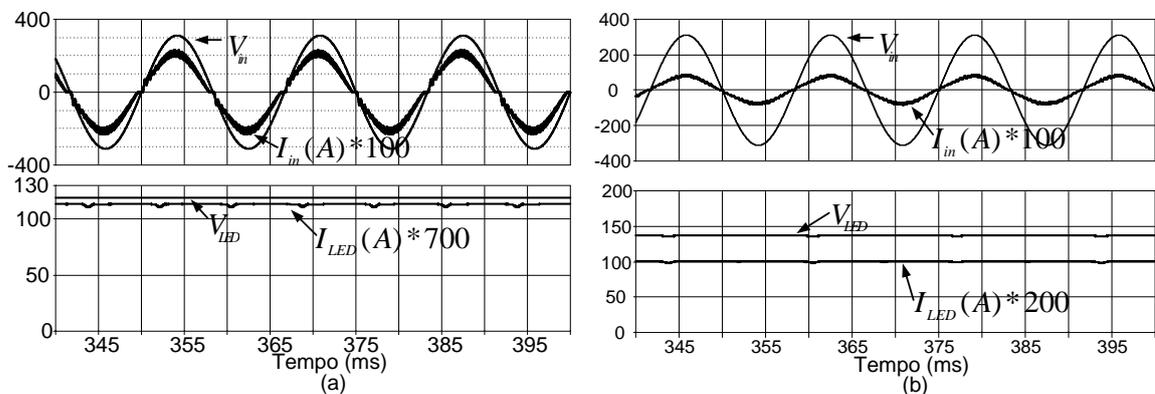


Figura 46 – Tensão (V_{in}) e corrente de entrada (I_{in}), tensão (V_{LED}) e corrente (I_{LED}) dos LEDs em 220 V (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W

Fonte: Autoria própria

As figuras 47 e 48 apresentam as principais formas de onda do conversor (V_{in} , I_{in} , I_{LED} e V_{LED}) com dimerização de 85% e tensão de entrada de 127 V e 220 V, respectivamente. Uma dimerização de 85% equivale a 15% da potência de saída nominal. Ajusta-se em 50 mA a corrente do LED do conversor de 42 W, apresentada nas figuras 47 (a) e 48 (a). Nas figuras 47 (b) e 48 (b) é apresentada a corrente do LED do conversor de 145 W ajustada em 150 mA.

O projeto do capacitor de saída (C_2) é feito com base na carga nominal do conversor. Assim, quando o sistema está dimerizado a corrente de saída (I_{LED}) é praticamente livre de ondulação, conforme observado nas figuras 47 e 48.

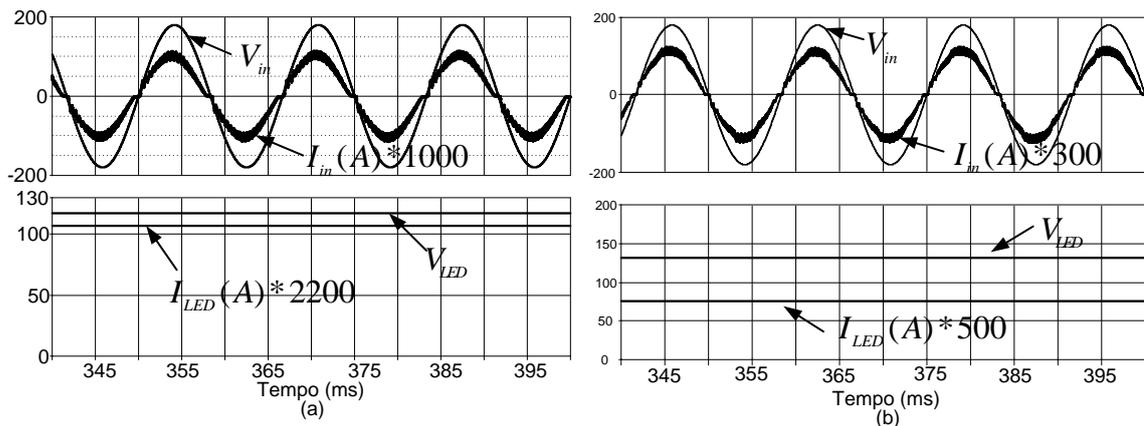


Figura 47 – Tensão (V_{in}) e corrente de entrada (I_{in}), tensão (V_{LED}) e corrente (I_{LED}) dos LEDs em 127 V (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W

Fonte: Autoria própria

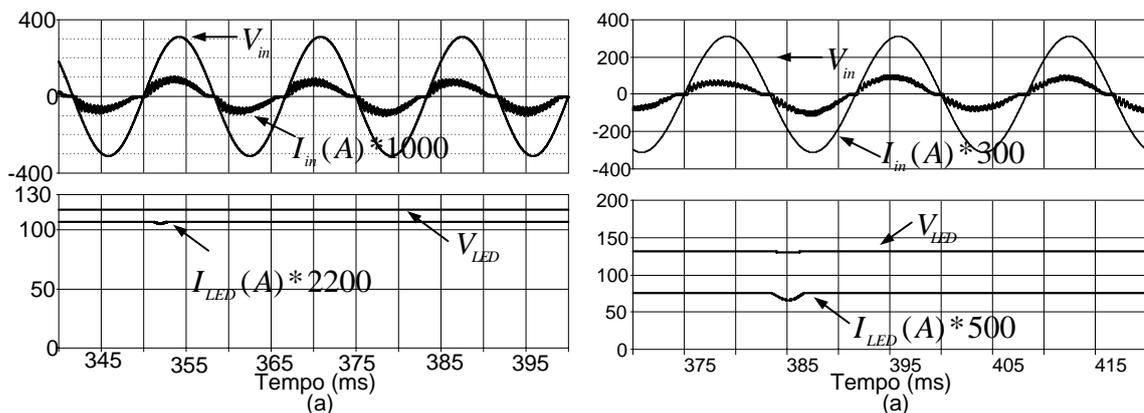


Figura 48 – Tensão (V_{in}) e corrente de entrada (I_{in}), tensão (V_{LED}) e corrente (I_{LED}) dos LEDs em 220 V (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W

Fonte: Autoria própria

A forma de onda da corrente do LED (I_{LED}), tensão sobre o regulador (V_{reg}) e tensão do detector de mínimo (V_{det}) podem ser visualizadas na figura 49.

Nota-se que a tensão V_{det} se aproxima da tensão mínima do regulador, comprovando que o detector está seguindo o ponto de mínima tensão. Para qualquer nível de tensão de

entrada as formas de onda da corrente no LED, tensão no LED, tensão no detector de mínimo e tensão no regulador são iguais, pois o sistema está operando em malha fechada.

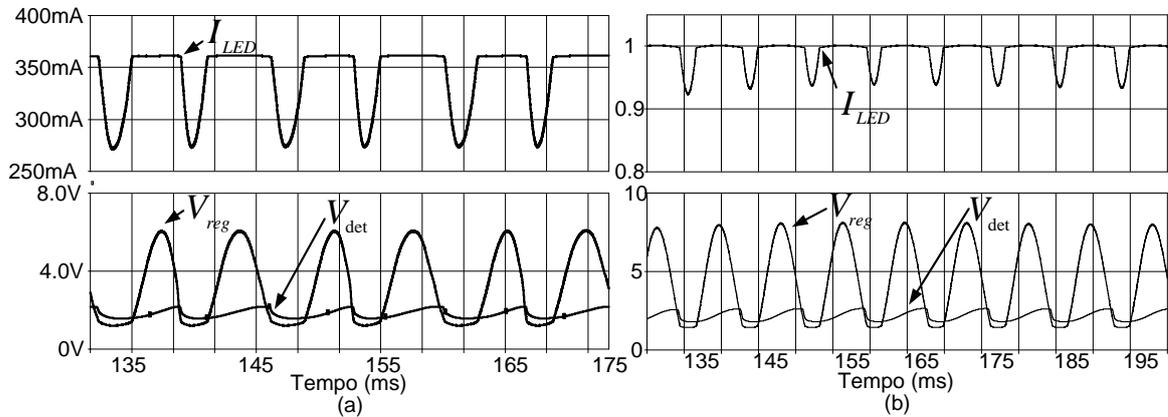


Figura 49 – Corrente dos LEDs (I_{LED}) e tensão no detector de mínimo (V_{det}) e no regulador (V_{reg}) (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W

Fonte: Autoria própria

A figura 50 apresenta a forma de onda da tensão no barramento (V_{C2}), tensão sobre o regulador (V_{reg}) e tensão do detector de mínimo (V_{det}).

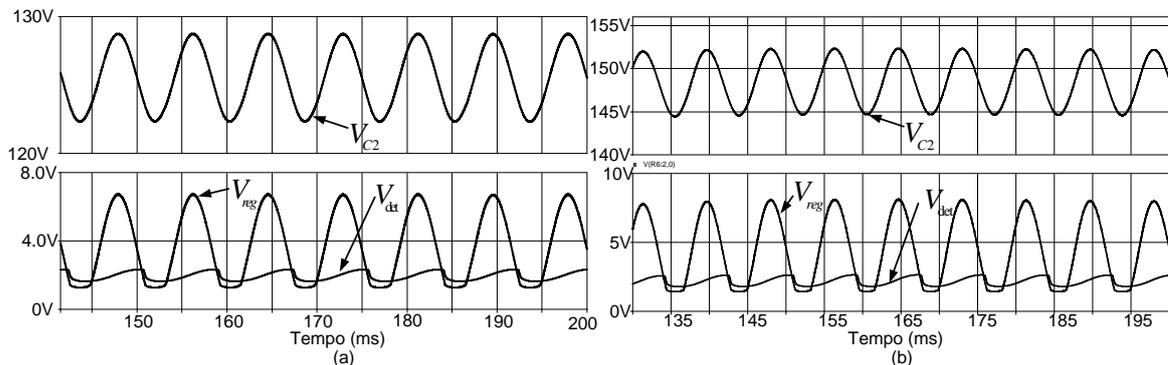


Figura 50 – Tensão de barramento (V_{C2}), tensão no regulador (V_{reg}) e no detector de mínimo (V_{det}) (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W

Fonte: Autoria própria

A figura 51 apresenta a corrente no indutor de saída (L_2) com a tensão eficaz de entrada em 90 V e potência nominal. Pode-se afirmar então que o conversor está operando em MCD.

A figura 52 mostra a forma de onda da corrente e tensão do interruptor. A tensão de entrada utilizada corresponde a 220 V. É possível observar no gráfico que a tensão sobre o interruptor não cresce instantaneamente, diminuindo as perdas por comutação. As características observadas nessa figura evidenciam uma provável vantagem em aplicações com frequências mais elevadas. Neste sentido, existe uma tendência de se aplicar o sistema proposto em iluminação, como por exemplo em lâmpadas compactas, onde é necessária a redução do peso e volume do produto. No emprego de outros tipos de circuitos de ajuda a comutação onde a derivada da tensão não é controlada, as perdas em frequências elevadas são muito maiores

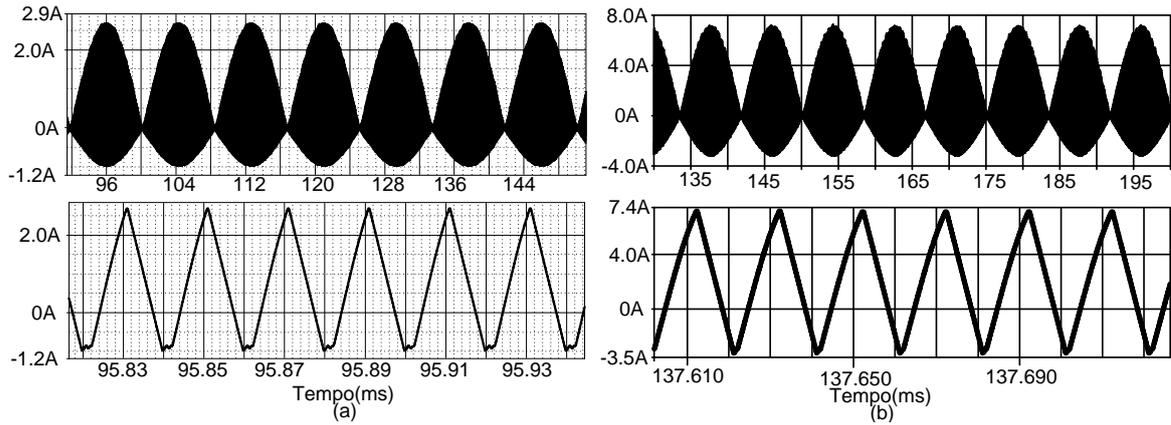


Figura 51 – Corrente no indutor L2 em alta e baixa frequência (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W

Fonte: Autoria própria

inviabilizando uma possível aplicação comercial. A comparação entre o *snubber* proposto e um grameador RCD é apresentada nos resultados obtidos experimentalmente.

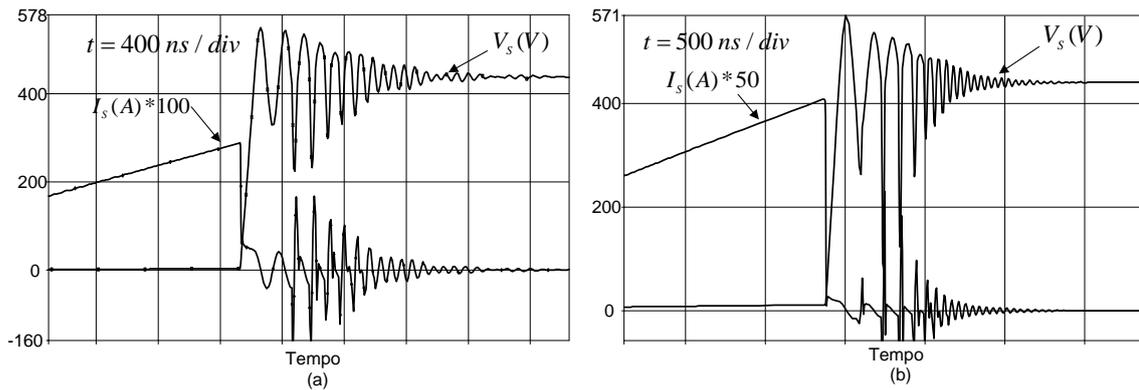


Figura 52 – Tensão e corrente do interruptor (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W

Fonte: Autoria própria

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o objetivo de validar os resultados obtidos através da simulação, foram desenvolvidos dois protótipos (145 W e 42 W). O pulso de comando, responsável por acionar o interruptor, é feito pelo circuito integrado SG3525 operando em malha fechada. Na figura 53, é apresentado o esquemático completo do circuito implementado.

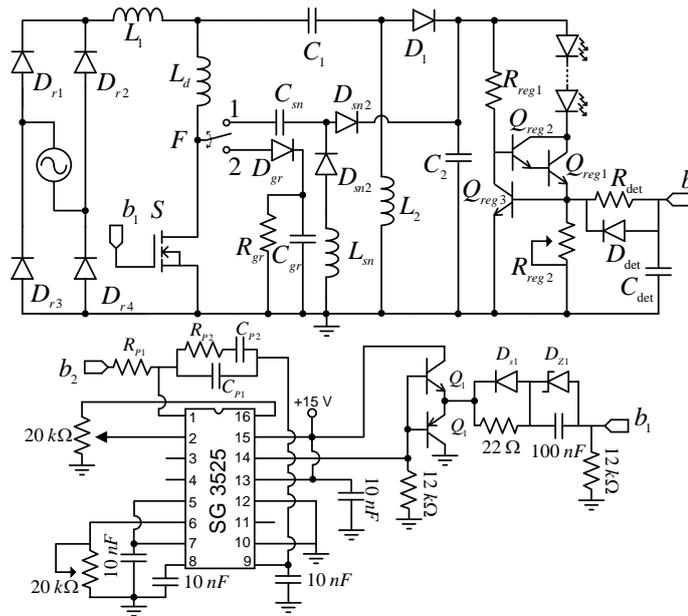


Figura 53 – Circuito implementado

Fonte: Autoria própria

A indutância intrínseca da placa de circuito impresso é representada por L_d . O projeto dos capacitores e resistores utilizados para configurar o circuito integrado pode ser encontrado no *datasheet* do SG3525 (DATASHEET, 2000). A chave F permite a seleção ou do *snubber* regenerativo (posição 1) ou do circuito grameador (posição 2).

As correntes eficazes e de picos dos indutores L_1 , L_2 e L_{sn} , apresentadas na tabela 13, foram obtidas através de simulação. Através deste valores, é possível realizar o projeto físico de cada indutor. O indutor L_{sn} pode ser projetado somente pela corrente de pico, pois sua corrente eficaz é muito pequena e não interfere no projeto.

Tabela 13 – Esforços sobre os componentes.

Parâmetros	Corrente eficaz		Corrente de pico	
	42 W		145 W	
L_1	496,4mA	730,3mA	1,644 A	2,415 A
L_2	894,6mA	2,995 A	2,52 A	7,24 A
L_{sn}	-	3 A	-	1,3 A

Fonte: Autoria própria

A tabela 14 apresenta os aspectos construtivos utilizados na montagem dos indutores.

Tabela 14 – Aspectos construtivos dos indutores.

Elemento	Indutância	Núcleo		Espiras	Indutância		Núcleo		Espiras
		42 W			145 W				
L_1	20.37 mH	EE	40/20	194	6,984 mH	APH23P60	339		
L_2	318.2 μ Hs	EFD	30	61	126,47 uH	EFD	30	46	
L_{sn}	30 μ H	EE	16/7	16	60 μ F	EE	16/7	16	

Fonte: Autoria própria

Na tabela 15 são listados os componentes utilizados nos dois protótipos implementados. Os elementos que compõem o circuito grampeador (RCD) foram escolhidos de forma que a tensão máxima limitada pelo grampeador se equiparasse à tensão máxima limitada pelo *snubber*, possibilitando uma comparação justa entre os dois circuitos auxiliares.

Tabela 15 – Valores de projeto.

Parâmetros	Componente	Componentes
D_r	1N4004	1N4007
D_1	MUR460	MUR460
S	SPP24N60C3	SPP24N60C3
D_{sn1}, D_{sn2}	MUR160	MUR160
R_{gr}	130 k Ω	53 k Ω
C_{gr}	4,7 nF	2,2 nF
D_{gr}	MUR160	MUR160
Q_{reg1}	TIP31C	TIP31C
Q_{reg2}, Q_{reg3}	BC546A	BC546A
D_{det}	1N4001	1N4001
R_{det}	220 k Ω	220 k Ω
C_{det}	100 nF	100 nF
R	2 – 6 Ω	0,7 – 4,66 Ω
LEDs	LXK2 – PWC4 – 0220	LXK2 – PWC4 – 0220

Fonte: Autoria própria

As figuras 54 e 55 apresentam as principais formas de onda do conversor com carga nominal e tensão de entrada de 127 V e 220 V, respectivamente. É possível observar que o sistema mantém as características operacionais desejadas, ou seja, com correção do fator de potência e corrente de saída constante e livre de ondulações, independente do nível de tensão de entrada, bem como do nível de potência de saída. É importante ressaltar que os pequenos vales nas correntes dos LEDs estão relacionados com o ponto mínimo de regulação desejado. Neste caso, optou-se por definir um ponto de regulação em uma região sem que o regulador operasse dentro da região linear de forma significativa. Assim, as perdas no regulador linear foram minimizadas.

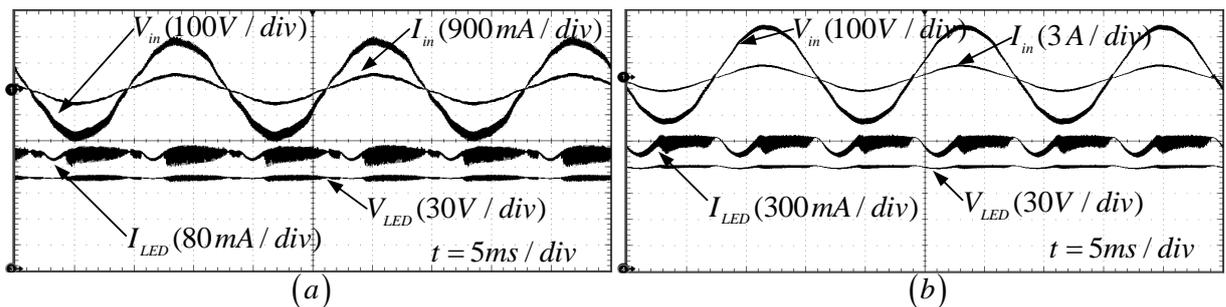


Figura 54 – Tensão (V_{in}) e corrente (I_{in}) de entrada , tensão (V_{LED}) e corrente (I_{LED}) dos LEDs com tensão de entrada eficaz de 127 V (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W

Fonte: Autoria própria

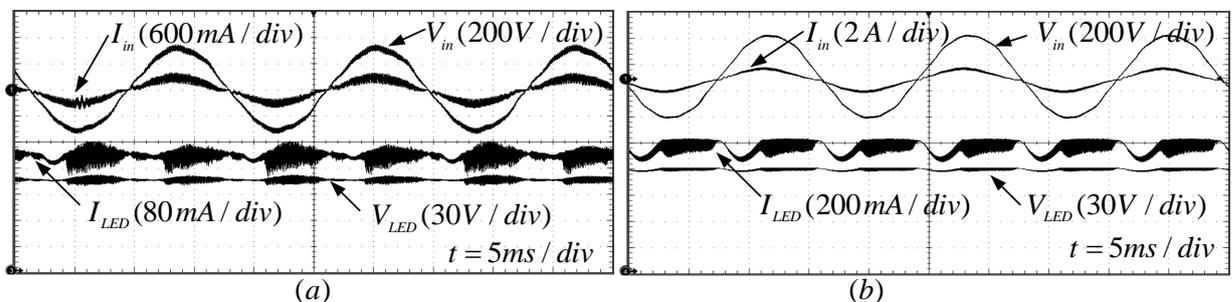


Figura 55 – Tensão (V_{in}) e corrente (I_{in}) de entrada , tensão (V_{LED}) e corrente (I_{LED}) dos LEDs com tensão de entrada eficaz de 220 V (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W

Fonte: Autoria própria

Nas figuras 56 e 57 apresentam-se as principais formas de onda do conversor com dimerização de 50% e tensão de entrada em 127 V e 220 V, respectivamente. Ajusta-se em 175 mA a corrente do LED do conversor de 42 W, apresentada nas figuras 56 (a) e 57 (a). Nas figuras 56 (b) e 57 (b) é apresentada a corrente do LED do conversor de 145 W ajustada em 500 mA. Pode-se observar que a variação da potência não alterou de forma significativa o comportamento do conversor. No entanto, como já era esperado, as correntes dos LEDs tiveram o vale reduzido. Isto ocorre porque com potência de saída reduzida, a ondulação do barramento também reduz, influenciando diretamente na regulação do regulador linear.

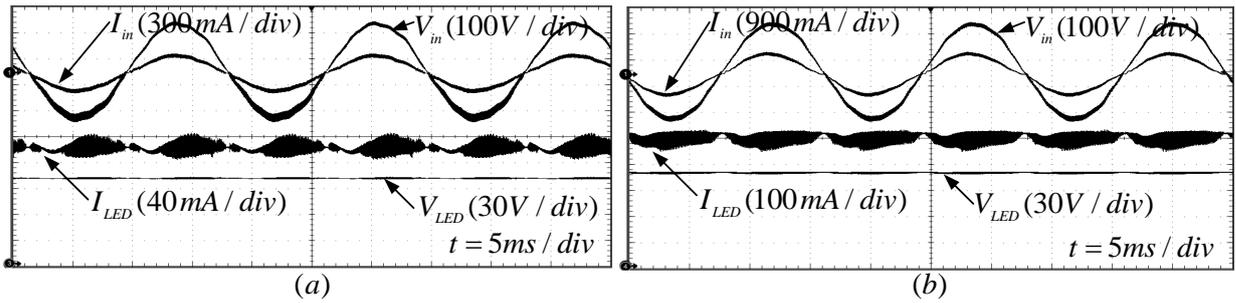


Figura 56 – Tensão (V_{in}) e corrente (I_{in}) de entrada , tensão (V_{LED}) e corrente (I_{LED}) dos LEDs com tensão de entrada eficaz de 127 V (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W

Fonte: Autoria própria

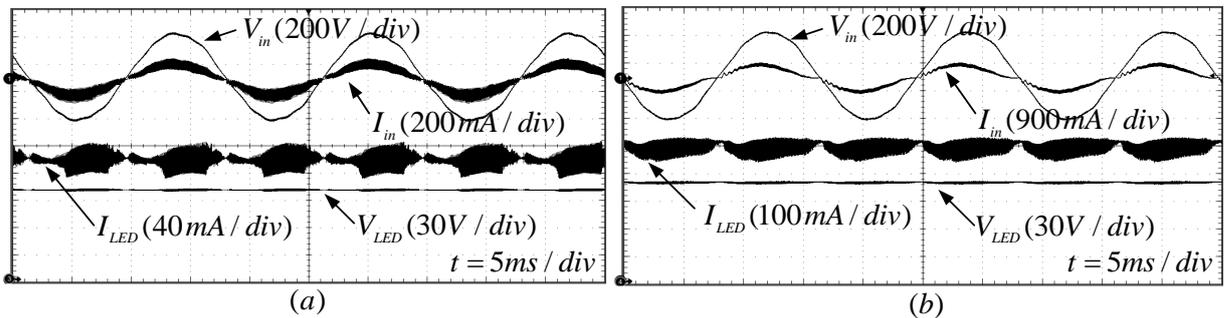


Figura 57 – Tensão (V_{in}) e corrente (I_{in}) de entrada , tensão (V_{LED}) e corrente (I_{LED}) dos LEDs com tensão de entrada eficaz de 220 V (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W

Fonte: Autoria própria

As figuras 58 e 59 apresentam as principais formas de onda do conversor (V_{in} , I_{in} , I_{LED} e V_{LED}) com dimerização de 85% e tensão de entrada em 127 V e 220 V, respectivamente. Ajusta-se em 50 mA a corrente do LED do conversor de 42 W, apresentada nas figuras 58 (a) e 59 (a). Nas figuras 58 (b) e 59 (b) é apresentada a corrente do LED do conversor de 145 W ajustada em 150 mA.

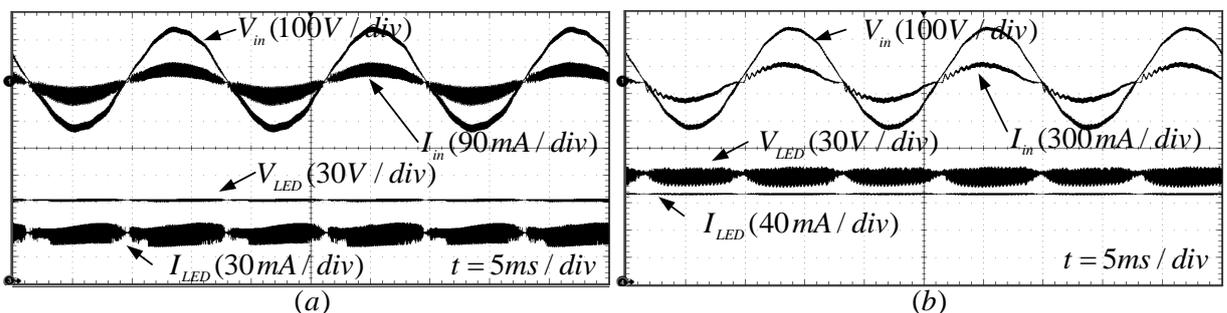


Figura 58 – Tensão (V_{in}) e corrente (I_{in}) de entrada , tensão (V_{LED}) e corrente (I_{LED}) dos LEDs com tensão de entrada eficaz de 127 V (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W

Fonte: Autoria própria

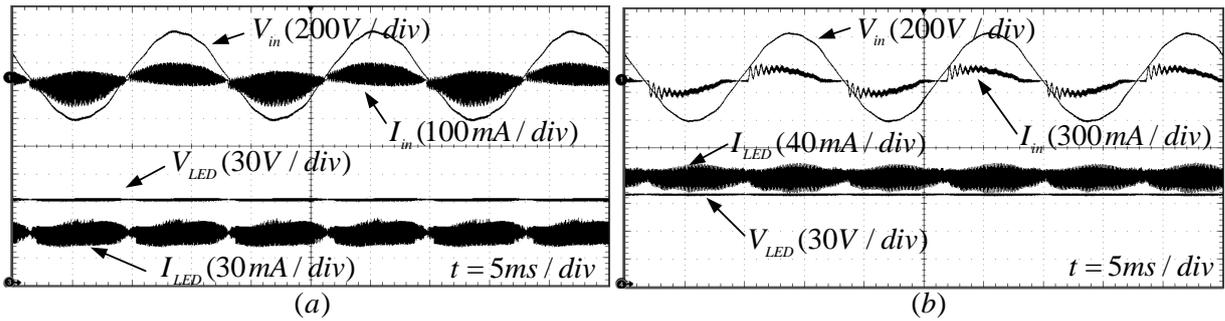


Figura 59 – Tensão (V_{in}) e corrente (I_{in}) de entrada, tensão (V_{LED}) e corrente (I_{LED}) dos LEDs com tensão de entrada eficaz de 220 V (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W

Fonte: Autoria própria

Na figura 60 são apresentadas as formas de onda da corrente no LED (I_{LED}), tensão do regulador (V_{reg}) e do detector de mínimo (V_{det}). A tensão do barramento (V_{C2}), tensão do regulador (V_{reg}) e do detector de mínimo (V_{det}) podem ser visualizadas na figura 61. Como pode ser observado, o regulador linear opera na região limiar de regulação. Assim, embora apareça um pequeno vale na corrente dos LEDs, as perdas sobre o regulador são reduzidas. Esta foi uma opção de projeto.

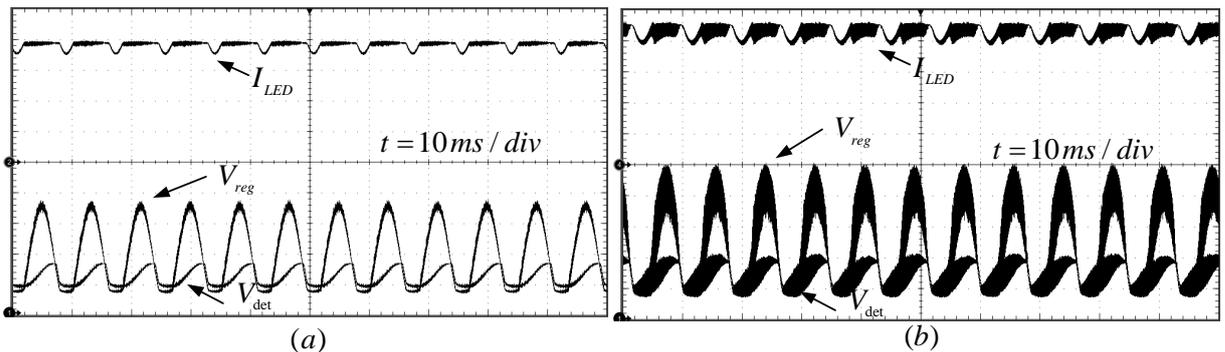


Figura 60 – (a): Corrente nos LEDs (I_{LED} : 90 mA/div), tensão do detector de mínimo (V_{det} : 2 V/div) e regulador (V_{reg} : 2 V/div) para o conversor de 42 W; (b): Corrente nos LEDs (I_{LED} : 200 mA/div) e tensão do detector (V_{det} : 2 V/div) e no regulador (V_{reg} : 2 V/div) para o conversor de 145 W

Fonte: Autoria própria

A figura 62 apresenta a corrente no indutor de saída (L_2) com a tensão eficaz de entrada em 90 V e potência nominal. Pode-se afirmar que o conversor opera em MCD para toda a faixa de variação da tensão de entrada.

A figura 63 (a) apresenta a forma de onda da corrente e tensão no interruptor com tensão de entrada de 220 V para o conversor de 42 W. Já a figura 63 (b) apresenta a forma de onda da corrente e tensão no interruptor com tensão de entrada em 220 V para o conversor de 145 W. A tensão V_s tem sua taxa de variação controlada pelo snubber, o que implica em uma área de perda de comutação (tensão x corrente) menor. O pico de tensão sobre o interruptor também é controlado. Notou-se que o componente utilizado, um CoolMos da família C3, possui uma capacitância intrínseca elevada. Esta capacitância diminui o pico de tensão sobre o

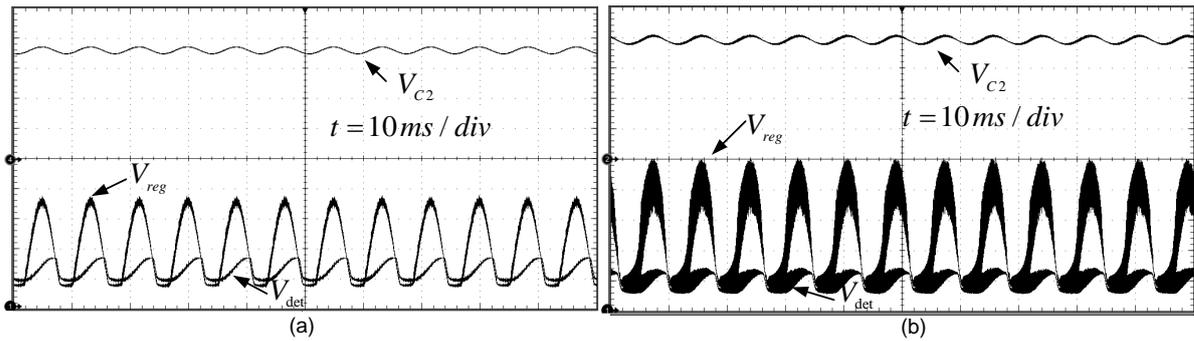


Figura 61 – (a): Tensão de barramento (30 V/div), tensão no regulador (2 V/div) e no detector de mínimo (3 V/div) para o conversor de 42 W; (b): Tensão de barramento (30 V/div), tensão no regulador (2 V/div) e no detector de mínimo (3 V/div) para o conversor de 145 W

Fonte: Autoria própria

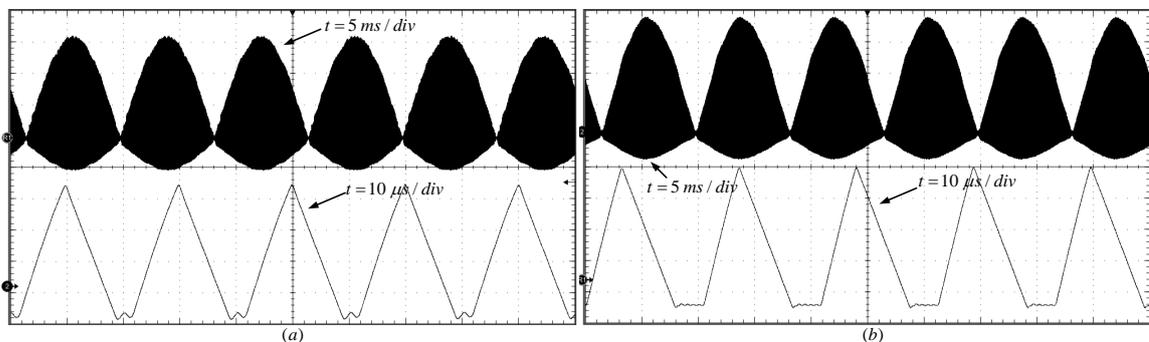


Figura 62 – (a): Corrente no indutor L2 em alta e baixa frequência (800 mA/div) para o conversor de 42 W; (b): Corrente no indutor L2 em alta e baixa frequência (2 A/div) para o conversor de 145 W

Fonte: Autoria própria

interruptor.

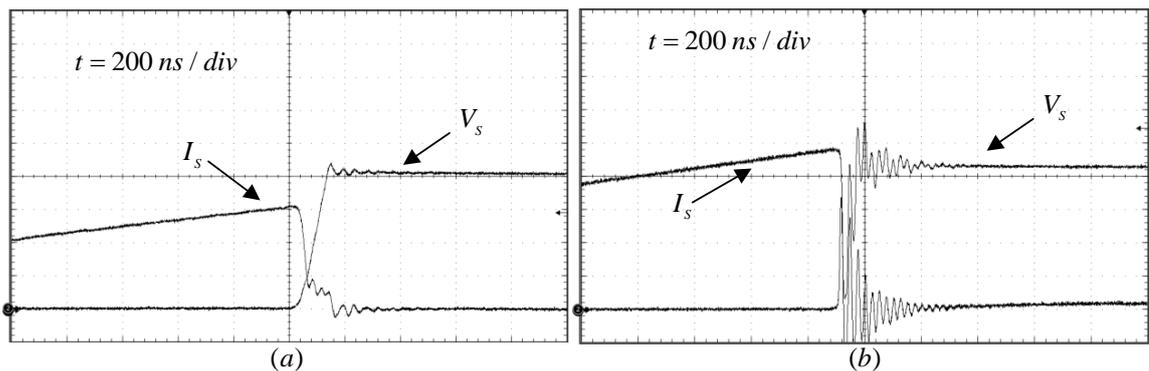


Figura 63 – (a): Corrente no interruptor (1 A/div) e tensão máxima sobre o interruptor (100 V/div) para o conversor de 42 W; (b): Corrente no interruptor (2 A/div) e tensão máxima sobre o interruptor (100V/div) para o conversor de 145 W

Fonte: Autoria própria

As figuras 64 e 65 apresentam o rendimento, fator de potência (FP) e a taxa de distorção Harmônica (THD) do conversor para diferentes valores de dimerização com tensão de entrada em 127 V e 220 V, respectivamente. Os dados relativos ao rendimento foram obtidos utilizando um analisador de potência de precisão YOKOGAWA WT3000. Já os valores de THD e o fator de potência foram obtidos com o auxílio do osciloscópio TEKTRONIX DPO 7254C.

A norma IEC 61000-3-2 Classe C regulamenta os índices de distorção harmônica de corrente para níveis acima de 25 W, o que corresponde a uma dimerização 40% para o protótipo de 42 W e 83% para o protótipo de 145 W. Analisando os gráficos das figuras 64 e 65 é possível observar que o conversor de 145 W, com tensão de entrada de 220 V e dimerização abaixo de 80%, possui THD acima dos níveis determinados pela norma IEC 61000-3-2 Classe C.

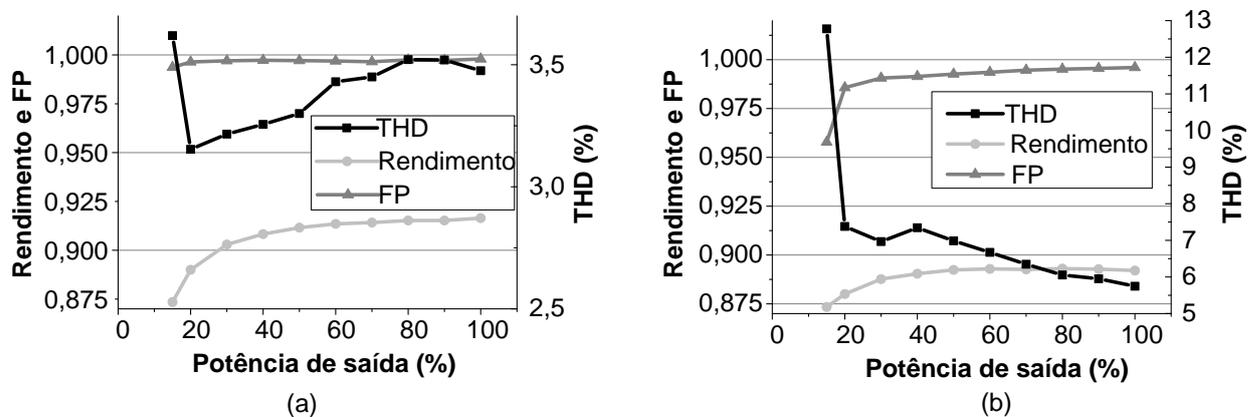


Figura 64 – Gráfico da THD, rendimento e fator de potência (tensão eficaz de entrada 127 V) (a): conversor de 42 W; (b) conversor de 145 W

Fonte: Autoria própria

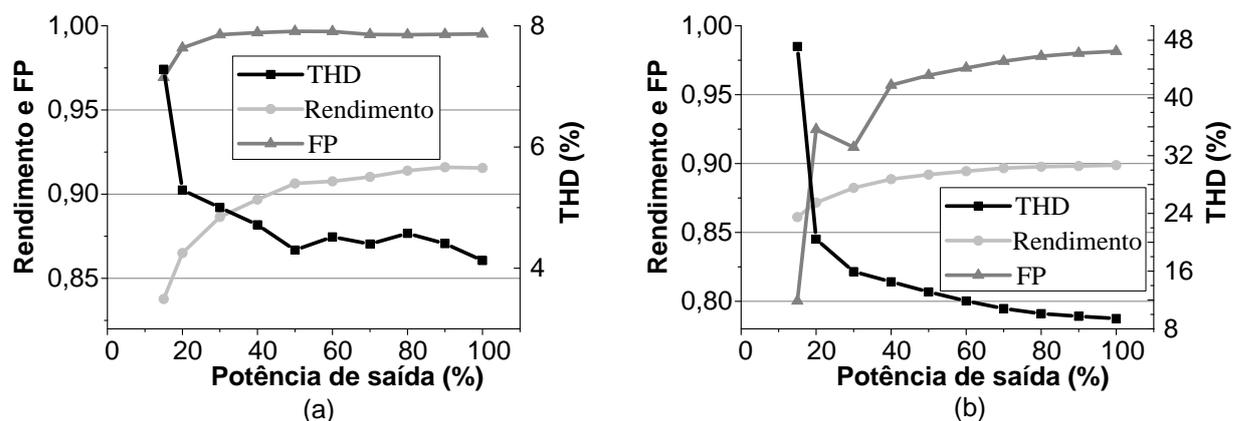


Figura 65 – Gráfico de THD, eficiência e fator de potência (tensão eficaz de entrada 220 V) (a): conversor de 42 W; (b) conversor de 145 W

Fonte: Autoria própria

Os gráficos da figura 66 apresentam a comparação do rendimento dos conversores ao se utilizar o *snubber* regenerativo ou grampeador RCD para diferentes níveis de tensão de

entrada. É possível observar que o *snubber* apresenta rendimento superior ao grameador em toda a faixa de operação do conversor.

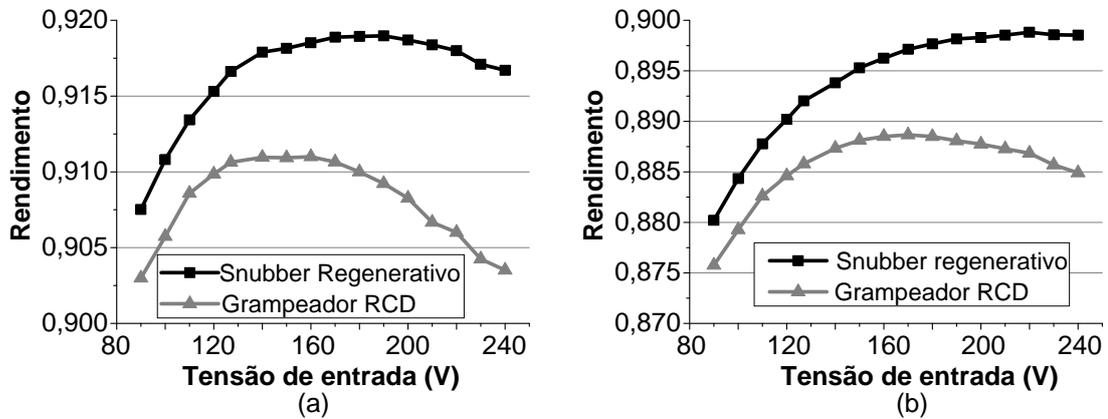


Figura 66 – Gráfico do rendimento (*snubber* regenerativo e grameador RCD) para diferentes tensões de entrada (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W

Fonte: Autoria própria

Os gráficos da figura 67 apresentam os diferentes valores de rendimentos quando utiliza-se o grameador RCD ou o *snubber* regenerativo. A tensão de entrada utilizada foi de 127 V e a corrente de saída foi dimerizada de 0 a 85%.

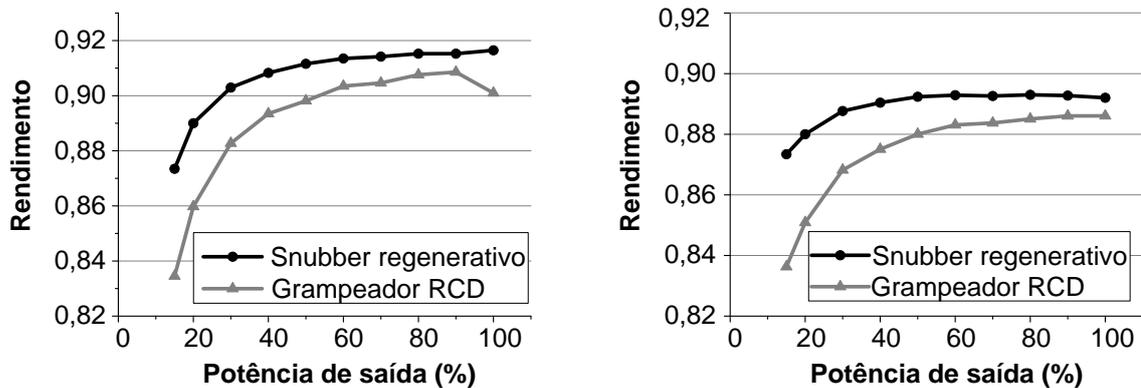


Figura 67 – Gráfico do rendimento (*snubber* regenerativo e grameador RCD) para diferentes potências de saída (tensão eficaz de entrada de 127 V) (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W

Fonte: Autoria própria

Já os gráficos da figura 68 apresentam os rendimentos com tensão de entrada de 220 V.

Pode-se observar que para os dois níveis de tensão de entrada (127 e 220 V) a diferença de rendimento é mais acentuada no momento em que a potência de saída é menor. Para o caso em que a tensão de entrada é de 220 V (figura 68) essa diferença alcançou aproximadamente 7% para ambos os conversores (42 W e 145 W).

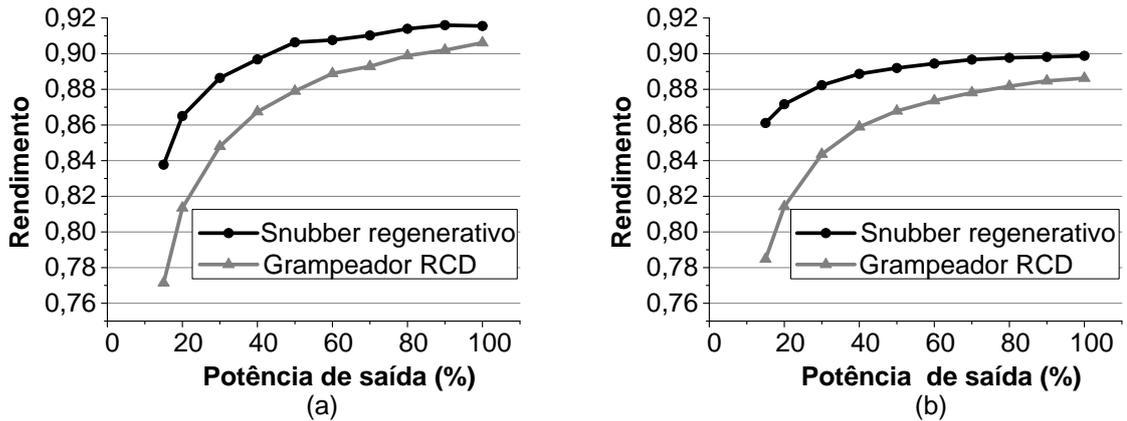


Figura 68 – Gráfico do rendimento (*snubber* regenerativo e grampeador RCD) para diferentes potências de saída (tensão eficaz de entrada de 220 V) (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W

Fonte: Autoria própria

A figura 69 apresenta a foto dos dois protótipos implementados. Através da figura 69 (a), pode-se observar a funcionamento do conversor operando com potência de 42 W. Neste caso, pode-se utilizar os capacitores metalizados de poliéster. Já para a figura 69 (b), como pode ser observado, utilizou-se capacitores eletrolíticos. Em ambos os protótipos não houve a preocupação da otimização do *layout*.

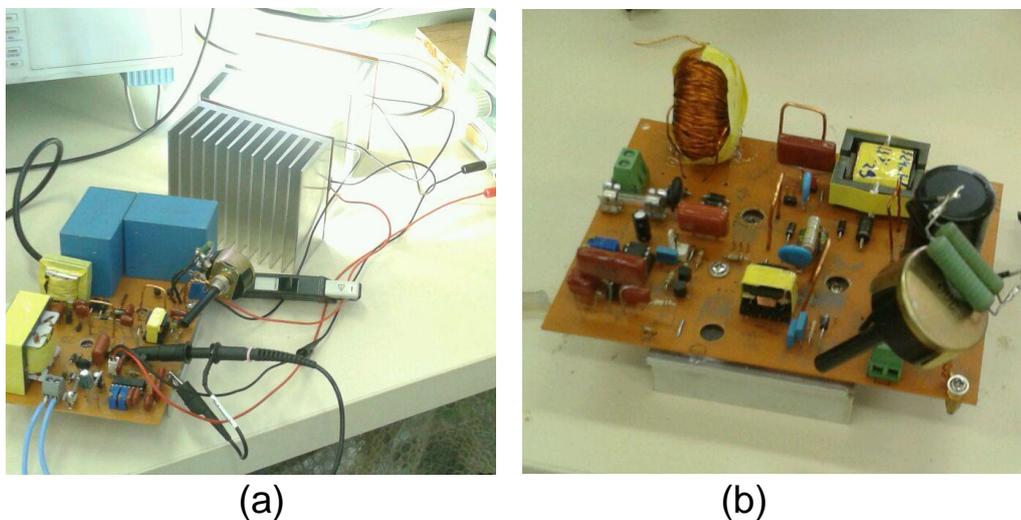


Figura 69 – Protótipos implementados (a): conversor de 42 W; (b): conversor de 145 W

Fonte: Autoria própria

7 CONCLUSÃO GERAL

O estudo desenvolvido e apresentado neste trabalho mostrou que, cada vez mais, a iluminação de estado sólido através dos dispositivos LEDs vem assumindo um papel importantíssimo perante a sociedade. Devido a importantes características como elevado índice de reprodução de cor e elevada vida útil, a utilização destes dispositivos vem comprovadamente contribuindo com a conservação de energia e a preservação do meio ambiente. No entanto, não basta utilizar os LEDs como fontes reprodutoras de luz artificial. É necessário que os circuitos eletrônicos utilizados para acionar e controlar estes dispositivos também apresentem elevada vida útil, além de outras características importantes como elevado rendimento, possibilidade e simplicidade no controle do fluxo luminoso através dos processos de dimerização, entrada universal que possibilita a alimentação em qualquer nível de tensão e correção do fator de potência para reduzir as taxas de distorção harmônica da corrente de entrada e melhorar a qualidade da energia suprida da rede elétrica. Visando contemplar boa parte destas características, este trabalho propôs um sistema eletrônico para acionar e controlar LEDs de potência utilizando um retificador SEPIC não isolado associado a um regulador linear de corrente.

O retificador SEPIC, além de realizar a correção do fator de potência, teve a função de regular a tensão de saída do barramento CC, independente do nível de tensão de entrada utilizado para alimentar o sistema e da potência de saída nos LEDs. O regulador linear apresentou duas importantes funções, ou seja, absorveu a ondulação de baixa frequência do barramento CC, impondo uma corrente constante aos LEDs, e realizou a dimerização da corrente nos LEDs controlando o fluxo luminoso produzido. Para que as perdas pudessem ser reduzidas, o regulador linear teve que operar no limiar da tensão de regulação. Nesse sentido, um circuito detector de mínimo foi utilizado com o sistema operando em malha fechada. Através deste circuito, também foi possível controlar a tensão de barramento CC para diferentes níveis da tensão de alimentação de entrada, bem como para diferentes níveis de corrente nos LEDs. Para reduzir as perdas de comutação e aumentar o rendimento do sistema, um snubber regenerativo aplicado ao interruptor do SEPIC foi proposto.

Todo o princípio de funcionamento do *snubber* associado ao conversor SEPIC, bem como suas principais formas de onda e sua análise matemática são apresentados.

O funcionamento do *snubber* depende de dois elementos principais, o capacitor C_{sn} e o indutor L_{sn} . Através da análise deste circuito de ajuda à comutação, é possível observar que o capacitor tem influência direta sobre a taxa de variação da tensão no interruptor, na quantidade de energia processada pelo *snubber* e na tensão máxima que aparece sobre o interruptor. O indutor L_{sn} também está relacionado com a quantidade de energia processada.

Os resultados experimentais obtidos através da implementação de dois protótipos com potências de saída de 42 e 145 W, tensão eficaz de entrada variando entre 90 e 240 V e corrente de saída variando entre 15 e 100%, comprovam a eficiência da metodologia de projeto desenvolvida. É possível observar através dos resultados apresentados que o sistema ele-

trônico apresentou comportamento eficiente em todas as condições de operação, alcançando todas as características de saídas desejadas. Pode-se destacar a utilização do circuito de ajuda a comutação proposto, onde foi verificado que, em comparação a um grampeador RCD clássico, o rendimento do sistema aumentou em torno de 1,5% nos dois níveis de potência de saída utilizados. É importante observar que, embora quatro elementos extras são adicionados, para implementar o *snubber* regenerativo, o volume e o custo devem ser reduzidos, uma vez que a energia envolvida é muito baixa quando comparada com a potência total do sistema.

O capacitor de poliéster com elevada vida útil foi utilizado somente no protótipo de 42 W. O protótipo de 145 W foi montado com um capacitor (C_2) eletrolítico, devido a indisponibilidade do componente no laboratório.

Para finalizar, pode-se afirmar que a utilização de um conversor estático de energia clássico associado a um regulador linear pode ser aplicado a um sistema de iluminação eletrônico onde se deseja obter correção do fator de potência, entrada universal, dimerização, elevado rendimento e custos de implementação reduzidos. O sistema proposto possui todas essas características e se apresenta como uma boa opção para uma possível aplicação comercial.

REFERÊNCIAS

- 61000-3-2, I. S. I. *Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 3-2: LimitsLimits for harmonic current emissions*. [S.l.], 2014.
- ABRAMOVITZ, A.; YAO, J.; SMEDLEY, K. Derivation of a family of high step-up tapped inductor sepic converters. **Electronics Letters**, IET, v. 50, n. 22, p. 1626–1628, 2014.
- ALMEIDA, P. S. **Conversor Integrado SEPIC BUCK-BOOST aplicado ao acionamento de LEDs de potência em Iluminação Pública**. 158 p. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Juiz de Fora. Juiz de Fora, 2012.
- AMTEX, E. **LED Power Supplies, Common LED Configurations**. 2009. Application Note. Disponível em: <http://www.amtex.com.au/application_notes_pdf/LED_Config.pdf>.
- BARBI, I.; MARTINS, D. **Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. Florianópolis - Brasil: Ed. dos Autores, 2000.
- BONFA, V. et al. Multiple alternatives of regenerative snubber applied to sepic and cuk converters. In: IEEE. **IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]**. [S.l.], 2002. v. 1, p. 123–128.
- BURGARDT, I. et al. A sepic-energy-renegerative-snubber with linear current regulator for power leds. In: IEEE. **XI International Conference on Industry Aplication, 2014. INDUSCON 2014. 11th Annual Conference of the IEEE**. [S.l.], 2014.
- CAPONET, M. C.; PROFUMO, F.; TENCONI, A. Evaluation of power losses in power electronic converters for industrial applications: comparison among hard switching, zvs and zvs-zcs converters. In: IEEE. **Power Conversion Conference, 2002. PCC-Osaka 2002. Proceedings of the**. [S.l.], 2002. v. 3, p. 1073–1077.
- CHEN, W.; HUI, S. R. Elimination of an electrolytic capacitor in ac/dc light-emitting diode (led) driver with high input power factor and constant output current. In: . [S.l.]: IEEE, 2012. v. 27, n. 3, p. 1598–1607.
- CHOI, W.; SON, D.; KIM, D. Advantages of low parasitic inductance packages of power mosfet for server power applications. In: IEEE. **Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014-ECCE-ASIA), 2014 International**. [S.l.], 2014. p. 2914–2919.
- COLE, M.; CLAYTON, H.; MARTIN, K. Solid state lighting: The new normal in lighting. In: IEEE. **PCIC Europe (PCIC EUROPE), 2013 Conference Record**. [S.l.], 2013. p. 1–9.
- DATASHEET, L.-P.-. Luxeon k2 with tffc. **Philips Lumileds Lighting Company**, 2007.
- DATASHEET, S. Stmicroelectronics. **STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES**, 2000.
- ELASSER, A.; TORREY, D. A. Soft switching active snubbers for dc/dc converters. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, IEEE, v. 11, n. 5, p. 710–722, 1996.
- FONSECA, Z. P. et al. An electronic ac power system with buck pfc and linear regulator to drive and control the current of power leds. In: IEEE. **Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian**. [S.l.], 2011. p. 864–870.

- GREEN, P. Simple, efficient, high-brightness-led control. **Bodo's Power Magazine**, 2007.
- HARRIS, J. Electric lamps, past and present. **Engineering Science & Education Journal**, IET, v. 2, n. 4, p. 161–170, 1993.
- HERNANDEZ, M. et al. Comparative analysis of boost and buck-boost derived topologies used as power factor correctors. In: IEEE. **Power Electronics Congress, 1995. Technical Proceedings. CIEP 95., IV IEEE International**. [S.l.], 1995. p. 14–19.
- HU, Y.; HUBER, L.; JOVANOVIC, M. M. Single-stage, universal-input ac/dc led driver with current-controlled variable pfc boost inductor. **IEEE Trans. Power Electron**, v. 27, n. 3, p. 1579–1588, 2012.
- INEE, I. N. de E. E. **Eficiência energética - por que desperdiçar energia elétrica**. 2014.
- JUNIOR, E. M. S. **Estudo de estruturas de reatores eletrônicos para LEDs de iluminação**. 185 p. Tese (Doutorado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2010.
- KAILIN, P. et al. Thermal analysis of multi-chip module high power led packaging. In: IEEE. **Electronic Packaging Technology and High Density Packaging (ICEPT-HDP), 2011 12th International Conference on**. [S.l.], 2011. p. 1–4.
- LALL, P.; WEI, J.; DAVIS, L. L70 life prediction for solid state lighting using kalman filter and extended kalman filter based models. In: IEEE. **Electronic Components and Technology Conference (ECTC), 2013 IEEE 63rd**. [S.l.], 2013. p. 1452–1465.
- LEHMAN, B.; WILKINS, A. Designing to mitigate effects of flicker in led lighting: Reducing risks to health and safety. **Power Electronics Magazine, IEEE**, IEEE, v. 1, n. 3, p. 18–26, 2014.
- LI, F. et al. Leds: a promising energy-saving light source for road lighting. In: IEEE. **Power and Energy Engineering Conference, 2009. APPEEC 2009. Asia-Pacific**. [S.l.], 2009. p. 1–3.
- MA, H. et al. A novel valley-fill sepic-derived power supply without electrolytic capacitor for led lighting application. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, IEEE, v. 27, n. 6, p. 3057–3071, 2012.
- MASSEY, R.; SNYDER, E. High voltage single-ended dc-dc converter. In: **IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC) record**. [S.l.: s.n.], 1977. p. 156–159.
- PARK, C.; RIM, C.-T. Filter-free ac direct led driver with unity power factor and low input current thd using binary segmented switched led strings and linear current regulator. In: IEEE. **Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE**. [S.l.], 2013. p. 870–874.
- PINTO, R. A. **Projeto e implementação de lâmpadas para iluminação de interiores empregando diodos emissores de luz (LEDs)**. 129 p. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, 2008.
- RODRIGUES, C. R. B. S. **Contribuições ao uso de diodos emissores de luz em iluminação pública**. 216 p. Tese (Doutorado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Juiz de Fora. Juiz de Fora, 2012.

SHEN, H. et al. Uncertainty analysis in lifetime measurement for white light emitting diodes. In: INTERNATIONAL SOCIETY FOR OPTICS AND PHOTONICS. **SPIE Optical Engineering+ Applications**. [S.l.], 2012. p. 84840A–84840A.

SHEN, Y. et al. Parasitic inductance effects on the switching loss measurement of power semiconductor devices. In: IEEE. **Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium on**. [S.l.], 2006. v. 2, p. 847–852.

SIMONETTI, D. S. L.; SEBASTIAN, J.; UCEDA, J. The discontinuous conduction mode sepic and cuk power factor preregulators: analysis and design. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, IEEE, v. 44, n. 5, p. 630–637, 1997.

TIBOLA, G. **Conversor CA-CC trifásico único com isolamento em alta frequência baseado no conversor CC-CC sepic operando no modo de condução descontínuo**. 239 p. Tese (Doutorado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2013.

TODD, P. C. Snubber circuits: theory, design and application. In: **Unitrode Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual, SEM-900**. Unitrode. [S.l.: s.n.], 1993.

WALDING, C. **High Current LED - Isolated Low Voltage AC Drive**. 2003. Application Note. Disponível em: <http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/AND8137-D.PDF>.

WANG, S. et al. A flicker-free electrolytic capacitor-less ac–dc led driver. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, IEEE, v. 27, n. 11, p. 4540–4548, 2012.

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

WILKINS, A.; VEITCH, J.; LEHMAN, B. Led lighting flicker and potential health concerns: IEEE standard par1789 update. In: IEEE. **Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE**. [S.l.], 2010. p. 171–178.

ZHAN, T. et al. Characteristics of gan-based high-voltage leds compared to traditional high power leds. **Photonics Technology Letters, IEEE**, IEEE, v. 25, n. 9, p. 844–847, 2013.

===== Anexos, Apêndices =====

APÊNDICE A – EQUACIONAMENTO DO CONVERSOR SEPIC EM DCM

EQUACIONAMENTO DO CONVERSOR SEPIC DCM

A corrente que circula pelo indutor L_2 permanece constante durante a terceira etapa. Desta forma, é possível identificar a terceira etapa observando a forma de onda da corrente no indutor L_2 . Pode-se visualizar as principais formas de onda do conversor SEPIC em DCM na figura 70.

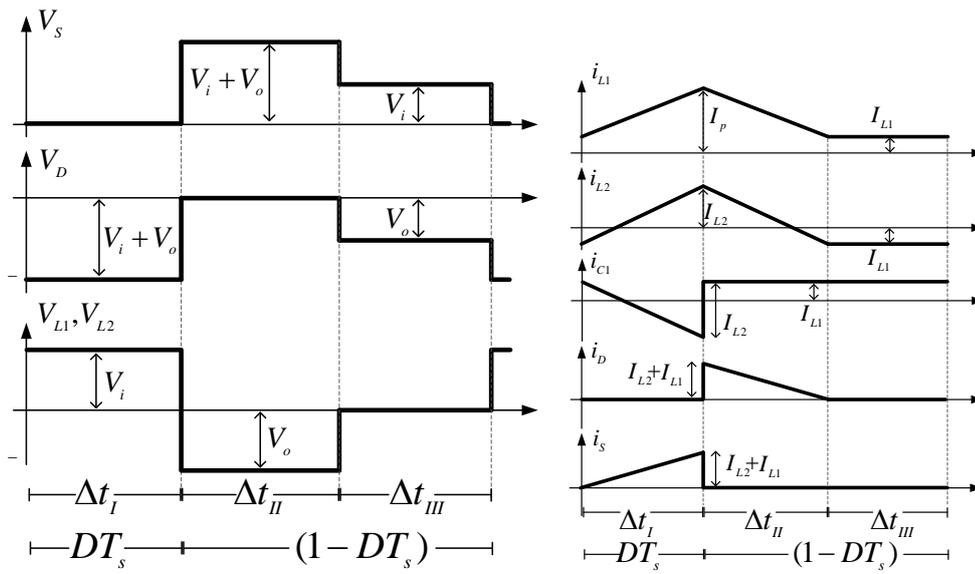


Figura 70 – Principais formas de onda do SEPIC DCM

Fonte: Autoria própria

O circuito equivalente da primeira etapa do conversor pode ser representado pela figura 71 onde o indutor de entrada pode ser substituído por uma fonte de corrente (I_{L1}), o interruptor (S) é representado por um curto circuito, fazendo com que a corrente do capacitor C_2 seja em igual em módulo a corrente do indutor L_2 .

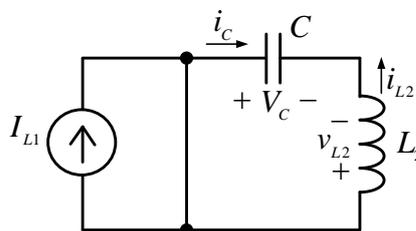


Figura 71 – Circuito equivalente da primeira etapa do SEPIC DCM

Fonte: Autoria própria

Através das formas de onda da figura 70 pode-se encontrar a condição inicial da corrente e tensão no indutor de saída, representado na equação (7.1) e equação (7.2).

$$i_{L2}(0) = -I_{L1} \tag{7.1}$$

$$v_{L2}(0) = -V_{in} \quad (7.2)$$

Ao final da primeira etapa (decorrido Δt_I), a corrente no indutor de saída alcança o valor de pico (I_{L2}), conforme apresentado na equação (7.3).

$$i_{L2}(\Delta t_I) = I_{L2} \quad (7.3)$$

Ao se observar o circuito equivalente da figura 71 nota-se que o capacitor C_1 está em série com o indutor de saída L_2 . Logo, pode-se afirmar (7.4).

$$i_C = -i_{L2} \quad (7.4)$$

Sabe-se que a tensão no indutor L_2 é igual a V_{in} durante a primeira etapa, assim é possível obter a equação (7.5), que descreve a corrente no indutor L_2 durante a primeira etapa.

$$i_{L2}(t) = -I_{L1} + \frac{V_{in}}{L_2}t \quad (7.5)$$

Igualando-se a equação (7.3) na equação (7.5) chega-se à equação (7.6).

$$i_{L2}(\Delta t_I) = -I_{L1} + \frac{V_{in}}{L_2}\Delta t_I = I_{L2} \quad (7.6)$$

O intervalo de duração da primeira etapa (Δt_I) corresponde ao tempo em que o interruptor S acionado e pode ser representada pela equação (7.7).

$$\Delta t_I = DT_s = \frac{D}{f_s} \quad (7.7)$$

Assim, a equação (7.7) pode ser reescrita como (7.8).

$$I_{L2} = -I_{L1} + \frac{DV_{in}}{L_2 f_s} \quad (7.8)$$

A segunda etapa de operação tem início quando o interruptor S é bloqueado. Nesse momento, o diodo D se polariza diretamente e começa a conduzir corrente. Com o diodo conduzindo, o capacitor de saída recebe energia. A segunda etapa de operação pode ser representada pelo circuito equivalente ilustrado na figura 72.

No final da primeira etapa a corrente no indutor L_2 atinge o valor I_{L2} (7.9).

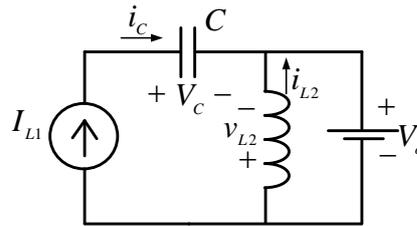


Figura 72 – Circuito equivalente da segunda etapa do SEPIC DCM
Fonte: Autoria própria

$$i_{L2}(0) = I_{L2} \quad (7.9)$$

No decorrer da segunda etapa a corrente do indutor L_2 decresce até chegar novamente a I_{L1} (7.10), indicando o final da segunda etapa.

$$i_{L2}(\Delta t_{II}) = -I_{L1} \quad (7.10)$$

Através da figura 72 pode-se afirmar que a tensão do indutor L_2 é igual a tensão de saída (equação (7.11)). Já a corrente do indutor de entrada (I_{L1}), possui o mesmo valor da corrente do capacitor (equação (7.12)).

$$v_{L2} = -V_o \quad (7.11)$$

$$i_C = I_{L1} \quad (7.12)$$

Para a segunda etapa a corrente do indutor de saída é dada pela equação (7.13).

$$i_{L2}(t) = -I_{L2} + \frac{V_o}{L_2}t \quad (7.13)$$

Substituindo-se a equação (7.10) na equação (7.13) encontra-se a equação (7.14), que representa a corrente do indutor ao final da segunda etapa.

$$i_{L2}(\Delta t_{II}) = I_{L2} - \frac{V_o}{L_2}\Delta t_2 = -I_{L1} \quad (7.14)$$

Reescrevendo a (7.14) pode-se isolar o intervalo de duração da segunda etapa (equação (7.15)).

$$\Delta t_{II} = \frac{L_2(I_{L1} + I_{L2})}{V_o} \quad (7.15)$$

Utilizando a equação (7.8) é possível encontrar o valor da somatória da corrente I_{L2} com a corrente I_{L1} (equação (7.16)).

$$I_{L2} + I_{L1} = \frac{DV_{in}}{L_2 f_s} \quad (7.16)$$

Substituindo-se a equação (7.16) em (7.15) é possível encontrar o tempo de duração da segunda etapa em função da razão cíclica, tensão de saída e de entrada e frequência de comutação (equação (7.17)).

$$\Delta t_{II} = \frac{DV_{in}}{V_o f_s} \quad (7.17)$$

O ganho do conversor (q) é dado pela divisão entre tensão de saída (V_o) e tensão de entrada (V_{in}). Pode-se representar o ganho através da equação (7.18).

$$q = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (7.18)$$

Utilizando a equação (7.18) e substituindo na equação (7.17), encontra-se o tempo de duração da segunda etapa em função da razão cíclica, ganho estático do conversor e frequência de comutação (equação (7.19)).

$$\Delta t_{II} = \frac{D}{f_s q} \quad (7.19)$$

A terceira etapa tem início quando as derivadas de correntes dos indutores de entrada e de saída assumem um valor igual a zero, ou seja são constantes. A corrente de ambos os indutores possuem o mesmo valor em módulo, nessa etapa o diodo D é polarizado inversamente e para de conduzir enquanto o interruptor S permanece bloqueado. O circuito equivalente da terceira é apresentado na figura 73.

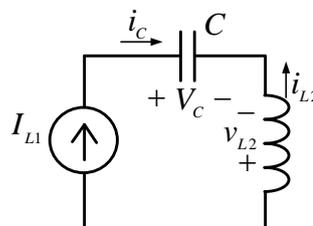


Figura 73 – Circuito equivalente da terceira etapa do SEPIC DCM

Fonte: Autoria própria

A corrente sobre o indutor L_2 não sofre variação durante a terceira etapa. No início equivale a $-I_{L1}$ (equação (7.20)) e ao final desta etapa possui o mesmo valor (equação (7.21)).

$$i_{L2}(0) = -I_{L1} \quad (7.20)$$

$$i_{L2}(\Delta t_{III}) = -I_{L1} \quad (7.21)$$

Sabe-se que o período de comutação (T_s) pode ser representado como a soma do tempo de duração de cada etapa (7.22).

$$\Delta t_I + \Delta t_{II} + \Delta t_{III} = T_s \quad (7.22)$$

Os tempos de duração da primeira e segunda etapa são conhecidos, substituindo-se a equação (7.7) e a equação (7.19) na equação (7.22) chega-se à equação (7.23).

$$DT_s + \frac{DT_s}{q} + \Delta t_{III} = T_s \quad (7.23)$$

Através da equação (7.23), pode-se isolar a o tempo de duração da terceira etapa do conversor (Δt_{III}) chegando a equação (7.24).

$$\Delta t_{III} = \frac{\left(1 - D - \frac{D}{q}\right)}{f_s} \quad (7.24)$$

A corrente média no capacitor é igual a zero, logo a igualdade representada pela equação (7.25) é encontrada ao aplicar o balanço de carga no capacitor.

$$I_{Cmed} = \frac{(I_{L1} - I_{L2})}{2} \Delta t_1 + I_{L1} \Delta t_{II} + I_{L1} \Delta t_{III} = 0 \quad (7.25)$$

Substituindo-se as equações (7.7), (7.19) e (7.24) na equação (7.25) tem-se (7.26).

$$\frac{(I_{L1} - I_{L2})}{2} \frac{D}{f_s} + I_{L1} \frac{D}{f_s q} + I_{L1} \frac{\left(1 - D - \frac{D}{q}\right)}{f_s} = 0 \quad (7.26)$$

Simplificando a equação (7.26) encontra-se a corrente máxima no indutor L_2 (I_{L2}) que pode ser representada pela equação (7.27).

$$I_{L2} = I_{L1} \frac{(2 - D)}{D} \quad (7.27)$$

Para encontrar o valor de I_{L1} , substitui-se a equação (7.27) na equação (7.8), obtendo a equação (7.28).

$$I_{L1} \frac{(2-D)}{D} = -I_{L1} + \frac{DV_{in}}{L_2 f_s} \quad (7.28)$$

Simplificando os termos da equação (7.28), chega-se à equação (7.29).

$$I_{L1} = \frac{D^2 V_{in}}{2L_2 f_s} \quad (7.29)$$

Através da substituição da equação (7.29) na equação (7.27) pode-se obter a equação (7.30).

$$I_{L2} = \frac{D^2 V_{in} (2-D)}{2L_2 f_s D} \quad (7.30)$$

Simplificando a equação (7.30) encontra-se a corrente máxima do indutor L_2 (equação (7.31)).

$$I_{L2} = \frac{D(2-D)V_{in}}{2L_2 f_s} \quad (7.31)$$

A corrente de saída (I_o) do SEPIC pode ser observada na figura 70, de onde pode-se obter a equação (7.32).

$$I_o = \frac{1}{T_S} \frac{(I_{L2} + I_{L1}) \Delta t_2}{2} \quad (7.32)$$

Substituindo as equações (7.31), (7.19) e (7.29) na equação (7.32) encontra-se a equação (7.33).

$$I_o = \frac{1}{2T_S} \frac{D}{f_s q} \left(\frac{D(2-D)V_{in}}{2L_2 f_s} + \frac{D^2 V_{in}}{2L_2 f_s} \right) \quad (7.33)$$

Através da simplificação da equação (7.28), a equação que representa a corrente de saída é dada pela equação (7.34).

$$I_o = \frac{D^2 V_{in}}{2L_2 f_s q} \quad (7.34)$$

Visando a parametrização das equações pode-se definir a corrente de saída parametrizada (\bar{I}_o) pela equação (7.35).

$$\bar{I}_o = \frac{2f_s L_2 I_o}{V_{in}} \quad (7.35)$$

Substituindo a equação (7.34) na equação (7.35) é possível encontrar o valor da corrente de saída parametrizada em função do ganho (q) e da razão cíclica (D).

$$\bar{I}_o = \frac{2f_s L_2}{V_{in}} \frac{D^2 V_{in}}{2L_2 f_s q} \rightarrow \bar{I}_o = \frac{D^2}{q} \quad (7.36)$$

Conforme comentado anteriormente, é desejado o funcionamento do conversor no modo de condução descontínua. Considerando que para um Δt_{II} muito pequeno tendendo a zero, a condição para que o conversor opere em condução crítica pode ser admitido como sendo (7.37).

$$\Delta t_{II} = (1 - D) T_S \quad (7.37)$$

Logo, pode-se afirmar que para todo Δt_{II} menor que o tempo do interruptor desligado, o conversor opera em condução descontínua. Assim pode-se afirmar a equação (7.38).

$$\Delta t_{II} < (1 - D) T_S \iff q < \frac{D}{(1 - D)} \quad (7.38)$$

Através da substituição da equação (7.19) na equação (7.38) chega-se à equação (7.39).

$$\frac{D}{f_s} < (1 - D) T_S \rightarrow q > \frac{D}{(1 - D)} \quad (7.39)$$

Sabe-se que a tensão no indutor de entrada é dada pela equação (7.40).

$$v_{L_1} = L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} \Rightarrow L_1 = \frac{V_{in} \Delta t_1}{\Delta L_1} \quad (7.40)$$

Logo o valor de L_1 pode ser dado por (7.41).

$$L_1 = \frac{D V_{in}}{f_s \Delta L_1} \quad (7.41)$$

Para encontrar a ondulação de tensão no capacitor utiliza-se a equação (7.42).

$$i_{C_1} = C_1 \frac{dv_C}{dt} \quad (7.42)$$

Para o intervalo de tempo Δt_I pode-se isolar C_1 , chegando a equação (7.43).

$$i_{C_1} = C_1 \frac{\Delta v_{C_1}}{\Delta t_I} \Rightarrow C_1 = \frac{i_{C_1} \Delta t_I}{\Delta v_{C_1}} \quad (7.43)$$

Onde pode-se representar a corrente no capacitor média no capacitor, durante o intervalo de tempo (Δt_I) através da equação (7.44).

$$C_1 = \frac{(I_{L1} - I_{L2}) \Delta t_I}{\Delta v_{C_1}} \quad (7.44)$$

Substituindo-se as equações (7.29), (7.31) e (7.7) na equação (7.44) chega-se à equação (7.45).

$$C_1 = \frac{V_{in} D^2 (1 - D)}{2 f_s^2 L_2 \Delta v_{C_1}} \quad (7.45)$$

Substituindo-se a equação (7.36) e a equação (7.18) na equação (7.45) pode-se encontrar a equação parametrizada (7.46). Esta equação permite calcular o valor do capacitor C_1 .

$$C_1 = \frac{V_{in} q \bar{I}_o \left(1 - \sqrt{q \bar{I}_o}\right)}{2 f_s^2 L_2 \Delta v_{C_1}} \quad (7.46)$$

Análise SEPIC Retificador

Considerando a entrada um circuito retificador, a tensão de entrada do conversor passa a ser dada pela equação (7.47).

$$V_{in}(t) = V_{inp} \text{sen}(w_r t) \quad (7.47)$$

Onde V_{inp} representa a tensão de pico de entrada da fonte CA e w_r o ângulo da tensão de entrada. Substituindo-se a equação (7.47) na equação (7.34) obtém-se a equação (7.48). Onde o período da rede é representado por T_r .

$$i_o(t) = \frac{D^2 (V_{inp} \text{sen}(w_r t))^2}{2 L_2 f_s V_o} \quad (7.48)$$

A corrente de saída pode ser representada pela equação (7.49).

$$I_o = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} i_o(t) dt \quad (7.49)$$

O período fornecido pelo retificador equivale a metade do fornecido pela rede, então pode-se afirmar a equação (7.50).

$$I_o = \frac{2}{T_r} \int_0^{\frac{T_r}{2}} i_o(t) dt \quad (7.50)$$

Substituindo a equação (7.48) na equação (7.49) chega-se na equação (7.51).

$$I_o = \frac{1}{T_r} \int_0^{\frac{T_r}{2}} \left(\frac{D^2 V_{inp}^2 \text{sen}(w_r t)^2}{2L_2 f_s q} \right) dt \quad (7.51)$$

A solução da equação (7.51) é dado por (7.52).

$$I_o = \frac{D^2 V_{inp}^2}{4L_2 f_s V_o} \quad (7.52)$$

Definindo-se a corrente de saída parametrizada como a equação (7.53).

$$\bar{I}_o = \frac{4f_s L_2 I_o}{V_{inp}} \quad (7.53)$$

Substituindo-se a equação (7.52) na equação (7.53) chega-se à equação (7.54).

$$\bar{I}_o = \frac{4f_s L_2 D^2 V_{inp}^2}{V_{inp} 4L_2 f_s V_o} \rightarrow \bar{I}_o = \frac{D^2 V_{inp}}{V_o} \quad (7.54)$$

Definindo o ganho através da equação (7.55).

$$q = \frac{V_o}{V_{inp}} \quad (7.55)$$

Substituindo-se a equação (7.55) na equação (7.54), encontra-se a corrente de saída parametrizada (equação (7.56)).

$$\bar{I}_o = \frac{D^2}{q} \quad (7.56)$$

Através da equação (7.53), chega-se à equação (7.57).

$$L_2 = \frac{\bar{I}_o V_{inp}}{4f_s \bar{I}_o} \quad (7.57)$$

Da equação (7.56) é possível afirmar (7.58).

$$\bar{I}_o = \frac{D^2}{q} \rightarrow D = \sqrt{q\bar{I}_o} \quad (7.58)$$

Substituindo-se a equação (7.58) em (7.39) encontra-se (7.59).

$$q \geq \frac{\sqrt{q\bar{I}_o}}{(1 - \sqrt{q\bar{I}_o})} \rightarrow \bar{I}_o \leq \frac{q}{(1 + q)^2} \quad (7.59)$$

A ondulação da corrente de saída pode ser representada pela equação (7.60).

$$i_{C2}(t) = i_o(t) - I_o \quad (7.60)$$

Substituindo-se a equação (7.48) e (7.52) na equação (7.60) obtém-se (7.61).

$$i_{C2}(t) = \frac{D^2 (V_{inp} \text{sen}(w_r t))^2}{2L_2 f_s V_o} - \frac{D^2 V_{inp}^2}{4L_2 f_s V_o} \quad (7.61)$$

Simplificando a equação (7.61) é possível obter a equação (7.62), que representa a corrente no capacitor C_2 .

$$i_{C2}(t) = \frac{D^2 V_{inp}^2}{2L_2 f_s V_o} \left[\text{sen}(w_r t)^2 - \frac{1}{2} \right] \quad (7.62)$$

O capacitor C_2 se carrega somente se corrente sobre ele é maior que zero, conforme (7.63).

$$i_{C2}(t) > 0 \rightarrow \frac{D^2 V_{inp}^2}{2L_2 f_s V_o} \left[\text{sen}(w_r t)^2 - \frac{1}{2} \right] > 0 \iff \left[\text{sen}(w_r t)^2 - \frac{1}{2} \right] > 0 \quad (7.63)$$

Onde o intervalo $(w_r t)$ pode ser encontrado, representado na equação (7.64).

$$\frac{\pi}{4} < w_r t < \frac{3\pi}{4} \quad (7.64)$$

A tensão sobre o capacitor C_2 pode ser definida pela equação (7.65).

$$V_{C2max} = V_{C2min} + \frac{1}{2\pi f_r C_2} \int_{\frac{\pi}{4}}^{\frac{3\pi}{4}} i_{C2}(w_r t) d(w_r t) \quad (7.65)$$

Considerando a variação de tensão no capacitor C_2 como a diferença entre a tensão máxima e mínima e substituindo a equação (7.58) em (7.65), chega-se à equação (7.66).

$$\Delta V_{C_2} = \frac{1}{2\pi f_r C_2} \int_{\frac{\pi}{4}}^{\frac{3\pi}{4}} \frac{D^2 V_{inp}^2}{2L_2 f_s V_o} \left[\text{sen}(w_r t)^2 - \frac{1}{2} \right] d(w_r t) \quad (7.66)$$

Como solução da equação (7.66) encontra-se (7.67), que representa a variação de tensão sobre o capacitor C_2 .

$$\Delta V_{C_2} = \frac{D^2 V_{inp}^2}{8\pi f_r L_2 f_s V_o C_2} \quad (7.67)$$

Isolando-se o capacitor C_2 na equação (7.67), encontra-se a equação (7.68).

$$C_2 = \frac{D^2 V_{inp}^2}{8\pi f_r L_2 f_s V_o \Delta V_{C_2}} \quad (7.68)$$

Finalmente, substituindo a equação (7.36) e (7.18) em (7.68) pode-se encontrar a equação (7.69). Esta equação permite calcular o valor do capacitor C_2 com base em alguns parâmetros conhecidos.

$$C_2 = \frac{\bar{I}_o V_{inp}}{8\pi f_r L_2 f_s \Delta V_{C_2}} \quad (7.69)$$