

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE
CONVERSORES CC-CC COM AMPLA FAIXA DE
CONVERSÃO APLICADOS EM ILUMINAÇÃO DE
ESTADO SÓLIDO

JONAS REGINALDO DE BRITTO

DEZEMBRO, 2009

ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE CONVERSORES CC-CC COM AMPLA FAIXA DE CONVERSÃO APLICADOS EM ILUMINAÇÃO DE ESTADO SÓLIDO

Tese apresentada por **Jonas Reginaldo de Britto** à
Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos
para **obtenção do título de Doutor em Ciências no domínio
da Engenharia Elétrica**, aprovada em 18/12/2009 pela Banca
Examinadora:

João Batista Vieira Jr., Dr. - Orientador (UFU)

Luiz Carlos de Freitas, Dr. (UFU)

Valdeir José Farias, Dr. (UFU)

Ernane Antonio Alves Coelho, Dr. (UFU)

Fábio Vincenzi Romualdo da Silva, Dr. (UFU)

Luiz Carlos Gomes de Freitas, Dr. (UFU)

Aniel Silva de Moraes, Dr. (UFU)

Vera Lúcia Donizete de Souza Franco, Dra. (UFU)

Luiz Henrique Silva Colado Barreto, Dr. (UFC)

José Luiz de Freitas Vieira, , Dr. (UFES)

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

B862a Britto, Jonas Reginaldo de, 1971-

Análise, projeto e implementação de conversores CC-CC com ampla faixa de conversão aplicados em iluminação de estado sólido / Jonas Reginaldo de Britto. - 2009.

216 f. : il.

Orientador: João Batista Vieira Jr.

Tese (doutorado) – Universidade Federal de Uberlândia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Inclui bibliografia.

1. Iluminação elétrica - Teses. 2. Conversores elétricos - Teses. I. Vieira Júnior, João Batista. II. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

CDU: 621.32

ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE CONVERSORES CC-CC COM AMPLA FAIXA DE CONVERSÃO APLICADOS EM ILUMINAÇÃO DE ESTADO SÓLIDO

JONAS REGINALDO DE BRITTO

Tese apresentada por **Jonas Reginaldo de Britto** à Universidade Federal de Uberlândia
como parte dos requisitos para **obtenção do título de Doutor em Ciências no domínio da**
Engenharia Elétrica.

Prof. João Batista Vieira Jr., Dr.
Orientador

Prof. Alexandre Cardoso, Dr.
Coordenador da Pós-Graduação

Aos meus pais Alcides e Maria
À minha esposa Kelly.

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador, o professor João Batista Vieira Júnior pelo grande prazer de tê-lo conhecido, pela oportunidade de trabalharmos juntos e por todos os ensinamentos e palavras sábias a mim transmitidos.

Ao professor Fábio Vincenzi Romualdo da Silva pela parceria e grande contribuição para a conclusão deste trabalho.

Aos demais professores do NUPEP - Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência: Luiz Carlos de Freitas, Valdeir José Farias, Ernane Antônio Alves Coelho, Luis Carlos Gomes de Freitas e Aniel Silva de Moraes, por todo suporte e auxílio.

Aos meus amigos e parceiros de trabalho, Aziz, Kleber, Filipe, Diógenes, Fernando Marques, Henrique e Lucas pelo incentivo, orientação e companheirismo nos momentos difíceis.

Ao casal Cleusa e Edimar Gomes e ao seu filho Edimar Gomes Filho pelo ajuda e grande incentivo desde o pré-vestibular até o ingresso na graduação.

Agradeço especialmente:

Aos meus pais Alcides e Maria, por toda a luta e sacrifício dedicados à minha boa educação.

À minha fiel esposa Kelly por todo amor, carinho e compreensão e por se manter firme ao meu lado o tempo todo.

RESUMO

O presente trabalho consiste do estudo, projeto e implementação de conversores CC-CC, aplicados em sistemas de iluminação de estado sólido baseado em diodos emissores de luz (LEDs). Podem ser alimentados por uma fonte de tensão alternada universal ou por uma bateria sendo que a corrente nos LEDs é controlada digitalmente. O objetivo principal é apresentar uma proposta de novas topologias de conversores abaixadores/elevadores com faixa de conversão muito maior que a dos conversores convencionais. Portanto, inicialmente é apresentada uma visão geral sobre iluminação de estado sólido (SSL). Na sequência, é apresentado o estudo sobre o comportamento dinâmico dos conversores baseado na modelagem através do método de variáveis de espaço de estados médio, finalizando com o dimensionamento de um controlador PI digital. Este trabalho resultou no pedido de patente de invenção PI-0801425-6 depositado junto ao INPI, o qual apresenta uma nova família de conversores com faixa de conversão extremamente larga, denominados de conversores cúbicos.

Palavras-Chave: Iluminação de Estado Sólido, Conversores Quadráticos, Cúbicos, Sepic, Zeta, Cuk, Modelagem de Conversores, Controle Digital, Controlador PI.

ABSTRACT

This work consists of the study, design and implementation of DC-DC converters, used in lighting systems based on light emitting diodes (LEDs). Can be powered by an universal AC voltage source or battery, and the current in the LEDs is controlled digitally. The main objective is to present a proposal of new step-up/down converters topologies with full conversion much higher than that of conventional converters. So, is initially presented an overview of solid-state lighting (SSL). Following is presented the study on the dynamic behavior of converters based on modeling by the method of varying state-space average, ending with the design of a digital PI controller. This work resulted in the application for a patent PI-0801425-6 filed with the INPI, which presents a new family of converters with full conversion extremely wide, called cubic converters.

Keywords: Solid State Lighting, Converters Quadratic, Cubic, Sepic, Zeta, Cuk, modeling of Converters, Digital control, PI controller.

SUMÁRIO

FIGURAS.....	xiv
TABELAS.....	xx
SÍMBOLOS E ABREVIATURAS.....	xxi
CAPÍTULO 1 Introdução Geral.....	26
1.1 - Considerações Iniciais	26
1.2 - Tecnologias de Iluminação	27
1.3 - Circuitos para Acionamento dos LEDs	34
1.4 - Considerações Finais	36
CAPÍTULO 2 Conversor SEPIC.....	37
2.1 - Considerações Iniciais	37
2.2 - Princípio de Operação do Conversor SEPIC	37
2.3 - Formas de Onda Teóricas do Conversor SEPIC	39
2.4 - Equacionamento Básico do Conversor SEPIC	39
2.5 - Análise Estática do Conversor SEPIC	41
2.6 - Análise Dinâmica do Conversor SEPIC	42
2.6.1 - Visão Geral sobre Modelo de Espaço de Estados Médio	43
2.6.2 - Modelo do Conversor SEPIC	46
2.7 - Projeto do Conversor SEPIC	52
2.7.1 - Dimensionamento do Indutor L_1	52
2.7.2 - Dimensionamento do Indutor L_2	55
2.7.3 - Dimensionamento do Capacitor C_2	56
2.7.4 - Dimensionamento do Capacitor C_3	57
2.7.5 - Dimensionamento dos Semicondutores.....	57

2.8 - Sistema de Controle.....	58
2.8.1 - Determinação de $C(s)$ para $V_i=311V_{dc}$	61
2.8.2 - Determinação de $C(s)$ para $V_i=178V_{dc}$	63
2.8.3 - Determinação de $C(s)$ para $V_i=12V_{dc}$	65
2.9 - Simulação e Resultados Experimentais.....	67
2.10 - Considerações Finais	72
CAPÍTULO 3 Conversor ZETA.....	73
3.1 - Considerações Iniciais	73
3.2 - Princípio de Operação do Conversor ZETA.....	73
3.3 - Formas de Onda Teóricas do Conversor ZETA	74
3.4 - Equacionamento Básico do Conversor ZETA.....	75
3.5 - Análise Estática do Conversor ZETA	77
3.6 - Análise Dinâmica do Conversor ZETA.....	78
3.6.1 - Modelo do Conversor ZETA.....	78
3.7 - Projeto do Conversor ZETA.....	82
3.7.1 - Dimensionamento do Indutor L_1	83
3.7.2 - Dimensionamento do Indutor L_2	85
3.7.3 - Dimensionamento do Capacitor C_2	86
3.7.4 - Dimensionamento do Capacitor C_3	87
3.7.5 - Dimensionamento dos Semicondutores.....	87
3.8 - Sistema de Controle.....	88
3.8.1 - Determinação de $C(s)$ para $V_i=311V_{dc}$	88
3.8.2 - Determinação de $C(s)$ para $V_i=178V_{dc}$	90
3.8.3 - Determinação de $C(s)$ para $V_i=12V_{dc}$	92
3.9 - Simulação e Resultados Experimentais.....	94
3.10 - Considerações Finais	98
CAPÍTULO 4 Conversor Cuk.....	99
4.1 - Considerações Iniciais	99
4.2 - Princípio de Operação do Conversor Cuk	99

4.3 - Formas de Onda Teóricas do Conversor Cuk.....	101
4.4 - Equacionamento Básico do Conversor Cuk	102
4.5 - Análise Estática do Conversor Cuk	104
4.6 - Análise Dinâmica do Conversor Cuk	105
4.6.1 - Modelo do Conversor Cuk	105
4.7 - Projeto do Conversor Cuk	109
4.7.1 - Dimensionamento do Indutor L_1	110
4.7.2 - Dimensionamento do Indutor L_2	111
4.7.3 - Dimensionamento do Capacitor C_2	113
4.7.4 - Dimensionamento do Capacitor C_3	113
4.7.5 - Dimensionamento dos Semicondutores.....	114
4.8 - Sistema de Controle.....	114
4.8.1 - Determinação de $C(s)$ para $V_i=311V_{dc}$	115
4.8.2 - Determinação de $C(s)$ para $V_i=178V_{dc}$	116
4.8.3 - Determinação de $C(s)$ para $V_i=12V_{dc}$	118
4.9 - Simulação e Resultados Experimentais	120
4.10 - Considerações Finais	124
CAPÍTULO 5 Conversor BOOST-BUCK²	126
5.1 - Considerações Iniciais	126
5.2 - Princípio de Operação do Conversor Boost-Buck ²	127
5.3 - Formas de Onda Teóricas do Conversor Boost-Buck ²	128
5.4 - Equacionamento Básico do Conversor Boost-Buck ²	129
5.5 - Análise Estática do Conversor Boost-Buck ²	131
5.6 - Análise Dinâmica do Conversor Boost-Buck ²	133
5.6.1 - Modelo do Conversor Boost-Buck ²	133
5.7 - Projeto do Conversor Boost-Buck ²	140
5.7.1 - Dimensionamento do Indutor L_1	140
5.7.2 - Dimensionamento do Indutor L_2	142
5.7.3 - Dimensionamento do Indutor L_3	144
5.7.4 - Dimensionamento do Capacitor C_2	145

5.7.5 - Dimensionamento do Capacitor C_3	146
5.7.6 - Dimensionamento do Capacitor C_4	146
5.7.7 - Dimensionamento dos Semicondutores.....	147
5.8 - Sistema de Controle.....	148
5.8.1 - Determinação de $C(s)$ para $V_i=311V_{dc}$	149
5.8.2 - Determinação de $C(s)$ para $V_i=178V_{dc}$	151
5.8.3 - Determinação de $C(s)$ para $V_i=12V_{dc}$	152
5.9 - Simulação e Resultados Experimentais.....	154
5.10 - Considerações Finais	158
CAPÍTULO 6 Conversor BOOST²-BUCK	160
6.1 - Considerações Iniciais	160
6.2 - Princípio de Operação do Conversor Boost ² -Buck	161
6.3 - Formas de Onda Teóricas do Conversor Boost ² -Buck.....	162
6.4 - Equacionamento Básico do Conversor Boost ² -Buck	163
6.5 - Análise Estática do Conversor Boost ² -Buck	165
6.6 - Análise Dinâmica do Conversor Boost ² -Buck	167
6.6.1 - Modelo do Conversor Boost ² -Buck.....	167
6.7 - Projeto do Conversor Boost ² -Buck.....	172
6.7.1 - Dimensionamento do Indutor L_1	173
6.7.2 - Dimensionamento do Indutor L_2	174
6.7.3 - Dimensionamento do Indutor L_3	176
6.7.4 - Dimensionamento do Capacitor C_2	177
6.7.5 - Dimensionamento do Capacitor C_3	178
6.7.6 - Dimensionamento do Capacitor C_4	178
6.7.7 - Dimensionamento dos Semicondutores.....	179
6.8 - Sistema de Controle.....	180
6.8.1 - Determinação de $C(s)$ para $V_i=311V_{dc}$	181
6.8.2 - Determinação de $C(s)$ para $V_i=178V_{dc}$	182
6.8.3 - Determinação de $C(s)$ para $V_i=12V_{dc}$	184
6.9 - Simulação e Resultados Experimentais.....	186
6.10 - Considerações Finais	190

CAPÍTULO 7 Conclusão Geral.....	192
Referências Bibliográficas.....	196
APÊNDICE A Fluxograma do Algoritmo de Controle.....	205
APÊNDICE B Conversores Cúbicos.....	206
B.1 - Considerações iniciais.....	206
B.2 - Conversor Buck ³	207
B.3 - Conversor Boost ³	207
B.4 - Conversor Buck ³ -Boost	208
B.5 - Conversor Boost ³ -Buck	209
B.6 - Conversor Boost-Buck ³	209
B.7 - Conversor Boost ³ -Buck ³	210
APÊNDICE C Terapia Fotodinâmica.....	211
C.1 - Considerações iniciais.....	211
C.2 - Visão Geral sobre Terapia Fotodinâmica	211
C.3 - Materiais Utilizados	212
C.4 - Considerações Finais	213
ANEXO A	214

FIGURAS

Figura 1.1 – Estrutura do LED tradicional.	30
Figura 1.2 – Estrutura do LED usado em iluminação.	30
Figura 1.3 – Projeção do aumento da eficiência luminosa dos LEDs.	32
Figura 2.1 – Esquemático do conversor SEPIC.	37
Figura 2.2 – Primeiro estágio de operação do conversor SEPIC.....	38
Figura 2.3 – Segundo estágio de operação do conversor SEPIC.....	38
Figura 2.4 – Formas de onda teóricas do conversor SEPIC.	39
Figura 2.5 – Ganho estático do conversor SEPIC.	42
Figura 2.6 – Esquemático Simplificado do Conversor SEPIC.....	46
Figura 2.7 – Diagrama de blocos do sistema de controle.....	58
Figura 2.8 – Diagrama de blocos do controlador PI digital.....	59
Figura 2.9 – Resposta ao degrau unitário de FTMA(s) para $V_i=311V$	62
Figura 2.10 – Resposta ao degrau unitário de T(s) para $V_i=311V$	63
Figura 2.11 – Resposta ao degrau unitário de FTMA(s) para $V_i=178V$	64
Figura 2.12 – Resposta ao degrau unitário de T(s) para $V_i=178V$	65
Figura 2.13 – Resposta ao degrau unitário de FTMA(s) para $V_i=12V$	66
Figura 2.14 – Resposta ao degrau unitário de T(s) para $V_i=12V$	67
Figura 2.15 – Sistema de Control Simulado.....	68
Figura 2.16 – Transitório da Corrente nos LEDs para $V_i=311Vdc$	69

Figura 2.17 – Transitório da Corrente nos LEDs para para $V_i=178V_{dc}$	69
Figura 2.18 – Transitório da Corrente nos LEDs para $V_i=12V_{dc}$	70
Figura 2.19 – Formas de onda para $V_i=311V_{DC}$ – Inferior: Tensão V_{DS} na chave 200V/div – Superior: Corrente nos LEDs 200mA/div, escala horizontal de 5us/div.....	71
Figura 2.20 – Formas de onda para $V_i=178V_{DC}$ – Inferior: Tensão V_{DS} na chave 100V/div – Superior: Corrente nos LEDs 200mA/div, escala horizontal de 5us/div.....	71
Figura 2.21 – Formas de onda para $V_i=12V_{DC}$ – Inferior: Tensão V_{DS} na chave 50V/div – Superior: Corrente nos LEDs 200mA/div, escala horizontal de 5us/div.....	71
Figura 3.1 – Esquemático do Conversor ZETA.	73
Figura 3.2 – Primeiro estágio de operação do conversor ZETA.	74
Figura 3.3 – Segundo estágio de operação do conversor ZETA.	74
Figura 3.4 – Formas de onda teóricas conversor ZETA.....	75
Figura 3.5 – Ganho estático do conversor ZETA.....	78
Figura 3.6 – Esquemático Simplificado do Conversor ZETA.....	79
Figura 3.7 – Resposta ao degrau unitário de FTMA(s) para $V_i=311V$	89
Figura 3.8 – Resposta ao degrau unitário de T(s) para $V_i=311V$	90
Figura 3.9 – Resposta ao degrau unitário de FTMA(s) para $V_i=178V$	91
Figura 3.10 – Resposta ao degrau unitário de T(s) para $V_i=178V$	92
Figura 3.11 – Resposta ao degrau unitário de FTMA(s) para $V_i=12V$	93
Figura 3.12 – Resposta ao degrau unitário de T(s) para $V_i=12V$	94
Figura 3.13 – Transitório da Corrente nos LEDs para $V_i=311V_{dc}$	95
Figura 3.14 – Transitório da Corrente nos LEDs para para $V_i=178V_{dc}$	96
Figura 3.15 – Transitório da Corrente nos LEDs para $V_i=12V_{dc}$	96

Figura 3.16 – Formas de onda para $V_i=311V_{DC}$ – Inferior: Tensão V_{DS} na chave 200V/div – Superior: Corrente nos LEDs 200mA/div, escala horizontal de 5us/div.....	97
Figura 3.17 – Formas de onda para $V_i=178V_{DC}$ – Inferior: Tensão V_{DS} na chave 100V/div – Superior: Corrente nos LEDs 200mA/div, escala horizontal de 5us/div.....	97
Figura 3.18 – Formas de onda para $V_i=12V_{DC}$ – Inferior: Tensão V_{DS} na chave 50V/div – Superior: Corrente nos LEDs 200mA/div, escala horizontal de 5us/div.....	97
Figura 4.1 – Esquemático do Conversor Cuk.....	99
Figura 4.2 – Primeiro estágio de operação do conversor Cuk.....	100
Figura 4.3 – Segundo estágio de operação do conversor Cuk.....	101
Figura 4.4 – Formas de onda teóricas conversor Cuk.	102
Figura 4.5 – Ganho estático do conversor Cuk.	105
Figura 4.6 – Esquemático Simplificado do Conversor Cuk	106
Figura 4.7 – Resposta ao degrau unitário de FTMA(s) para $V_i=311V$	115
Figura 4.8 – Resposta ao degrau unitário de T(s) para $V_i=311V$	116
Figura 4.9 – Resposta ao degrau unitário de FTMA(s) para $V_i=178V$	117
Figura 4.10 – Resposta ao degrau unitário de T(s) para $V_i=178V$	118
Figura 4.11 – Resposta ao degrau unitário de FTMA(s) para $V_i=12V$	119
Figura 4.12 – Resposta ao degrau unitário de T(s) para $V_i=12V$	120
Figura 4.13 – Transitório da Corrente nos LEDs para $V_i=311V_{dc}$	121
Figura 4.14 – Transitório da Corrente nos LEDs para para $V_i=178V_{dc}$	122
Figura 4.15 – Transitório da Corrente nos LEDs para $V_i=12V_{dc}$	122
Figura 4.16 – Formas de onda para $V_i=311V_{DC}$ – Inferior: Tensão V_{DS} na chave 200V/div – Superior: Corrente nos LEDs 200mA/div, escala horizontal de 5us/div.....	123

Figura 4.17 – Formas de onda para $V_i=178V_{DC}$ – Inferior: Tensão V_{DS} na chave 100V/div – Superior: Corrente nos LEDs 200mA/div, escala horizontal de 5us/div.....	123
Figura 4.18 – Formas de onda para $V_i=12V_{DC}$ – Inferior: Tensão V_{DS} na chave 50V/div – Superior: Corrente nos LEDs 200mA/div, escala horizontal de 5us/div.....	124
Figura 5.1 – Esquemático do Conversor Boost-Buck ²	127
Figura 5.2 – Primeiro estágio de operação do conversor Boost-Buck ²	127
Figura 5.3 – Segundo estágio de operação do conversor Boost-Buck ²	128
Figura 5.4 – Formas de onda teóricas conversor Boost-Buck ²	129
Figura 5.5 – Ganho estático do conversor Boost-Buck ²	133
Figura 5.6 – Esquemático Simplificado do Conversor Boost-Buck ²	134
Figura 5.7 – Resposta ao degrau unitário de FTMA(s) para $V_i=311V$	150
Figura 5.8 – Resposta ao degrau unitário de T(s) para $V_i=311V$	150
Figura 5.9 – Resposta ao degrau unitário de FTMA(s) para $V_i=178V$	151
Figura 5.10 – Resposta ao degrau unitário de T(s) para $V_i=178V$	152
Figura 5.11 – Resposta ao degrau unitário de FTMA(s) para $V_i=12V$	153
Figura 5.12 – Resposta ao degrau unitário de T(s) para $V_i=12V$	154
Figura 5.13 – Transitório da Corrente nos LEDs para $V_i=311V_{dc}$	155
Figura 5.14 – Transitório da Corrente nos LEDs para para $V_i=178V_{dc}$	156
Figura 5.15 – Transitório da Corrente nos LEDs para $V_i=12V_{dc}$	156
Figura 5.16 – Formas de onda para $V_i=311V_{DC}$ – Inferior: Tensão V_{DS} na chave 200V/div – Superior: Corrente nos LEDs 200mA/div, escala horizontal de 5us/div.....	157
Figura 5.17 – Formas de onda para $V_i=178V_{DC}$ – Inferior: Tensão V_{DS} na chave 100V/div – Superior: Corrente nos LEDs 200mA/div, escala horizontal de 5us/div.....	157

Figura 5.18 – Formas de onda para $V_i=12V_{DC}$ – Inferior: Tensão V_{DS} na chave 50V/div – Superior: Corrente nos LEDs 200mA/div, escala horizontal de 5us/div.....	158
Figura 6.1 – Esquemático do Conversor Boost ² -Buck.....	161
Figura 6.2 – Primeiro estágio de operação do conversor Boost ² -Buck.....	162
Figura 6.3 – Segundo estágio de operação do conversor Boost ² -Buck.....	162
Figura 6.4 – Formas de onda teóricas conversor Boost ² -Buck.	163
Figura 6.5 – Ganho estático do conversor Boost ² -Buck.....	167
Figura 6.6 – Esquemático Simplificado do Conversor Boost ² -Buck.	168
Figura 6.7 – Resposta ao degrau unitário de FTMA(s) para $V_i=311V$	181
Figura 6.8 – Resposta ao degrau unitário de T(s) para $V_i=311V$	182
Figura 6.9 – Resposta ao degrau unitário de FTMA(s) para $V_i=178V$	183
Figura 6.10 – Resposta ao degrau unitário de T(s) para $V_i=178V$	184
Figura 6.11 – Resposta ao degrau unitário de FTMA(s) para $V_i=12V$	185
Figura 6.12 – Resposta ao degrau unitário de T(s) para $V_i=12V$	186
Figura 6.13 – Transitório da Corrente nos LEDs para $V_i=311V_{dc}$	187
Figura 6.14 – Transitório da Corrente nos LEDs para para $V_i=178V_{dc}$	188
Figura 6.15 – Transitório da Corrente nos LEDs para $V_i=12V_{dc}$	188
Figura 6.16 – Formas de onda para $V_i=311V_{DC}$ – Inferior: Tensão V_{DS} na chave 200V/div – Superior: Corrente nos LEDs 200mA/div, escala horizontal de 5us/div.....	189
Figura 6.17 – Formas de onda para $V_i=178V_{DC}$ – Inferior: Tensão V_{DS} na chave 100V/div – Superior: Corrente nos LEDs 200mA/div, escala horizontal de 5us/div.....	189
Figura 6.18 – Formas de onda para $V_i=12V_{DC}$ – Inferior: Tensão V_{DS} na chave 50V/div – Superior: Corrente nos LEDs 200mA/div, escala horizontal de 5us/div.....	190

Figura B.1 Esquemático do Conversor Buck ³	207
Figura B.2 Esquemático do Conversor Boost ³	208
Figura B.3 Esquemático do Conversor Buck ³ -Boost	208
Figura B.4 Esquemático do Conversor Boost ³ -Buck	209
Figura B.5 Esquemático do Conversor Boost-Buck ³	210
Figura B.6 Esquemático do Conversor Boost ³ -Buck ³	210

TABELAS

Tabela 2.1 – Especificações do Conversor SEPIC.....	52
Tabela 2.2 – Tipos de núcleo.....	53
Tabela 2.3 – Parâmetros do Conversor SEPIC.....	61
Tabela 3.1 – Especificações do Conversor ZETA.....	82
Tabela 3.2 – Parâmetros Experimentais do Conversor ZETA	88
Tabela 4.1 – Especificações do Conversor Cuk.	109
Tabela 4.2 – Parâmetros Experimentais do Conversor Cuk.....	114
Tabela 5.1 – Especificações do Conversor Boost-Buck ²	140
Tabela 5.2 – Parâmetros do Conversor Boost-Buck ²	149
Tabela 6.1 – Especificações do Conversor Boost ² -Buck.	172
Tabela 6.2 – Parâmetros Experimentais do Conversor Boost ² -Buck.....	180
Tabela 7.1 – Parâmetros dos Conversores.....	193

SÍMBOLOS E ABREVIATURAS

$\approx IL1$ – Ondulação da corrente em L1;

$\approx IL2$ – Ondulação da corrente em L2;

$\approx IL3$ – Ondulação da corrente em L3;

$\approx VC2$ – Ondulação da tensão sobre C2;

$\approx VC3$ – Ondulação da tensão sobre C3;

$\approx VC4$ – Ondulação da tensão sobre C4;

A1 – Matriz A de espaço de estados para o primeiro estágio de operação do conversor;

A2 – Matriz A de espaço de estados para o segundo estágio de operação do conversor;

Acu – Seção transversal do condutor;

Ae – Seção transversal do núcleo;

Al – Fator de Indutância;

AlInGaN – Aluminum Indium Gallium Nitride;

AlInGaP – Aluminum Indium Gallium Phosphide;

Ap – Seção transversal do enrolamento de cobre;

AS – Matriz resultante da soma A1 e A2;

Aw – Área da Janela;

B1 – Matriz B de espaço de estados para o primeiro estágio de operação do conversor;

B2 – Matriz B de espaço de estados para o segundo estágio de operação do conversor;

Bmax – Densidade de fluxo máxima;

BS – Matriz resultante da soma B1 e B2;

BSat – Densidade de fluxo de saturação;

C1 – Matriz C de espaço de estados para o primeiro estágio de operação do conversor;

C2 – Capacitor 2;

C2 – Matriz C de espaço de estados para o segundo estágio de operação do conversor;

C3 – Capacitor 3;

C4 – Capacitor 4;

cc – corrente contínua;

CFL - Compact Fluorescent Lamp;

CS – Matriz resultante da soma C1 e C2;

D – Razão cíclica de operação da chave;

D1 – Diodo 1;

D2 – Diodo 2;

D3 – Diodo 3;

D4 – Diodo 4;

D5 – Diodo 5;

E – Energia;

E1 – Matriz E de espaço de estados para o primeiro estágio de operação do conversor;

E2 – Matriz E de espaço de estados para o segundo estágio de operação do conversor;

ES – Matriz resultante da soma E1 e E2;

Fs – Frequência de chaveamento;

GaAs – Gallium Arsenide;

GaN – Gallium Nitride;

h – Rendimento do conversor;

HID – High-Intensity Discharge;

HPS – High Pressure Sodium;

ID1 – Corrente em D1;

ID2 – Corrente em D2;

ID3 – Corrente em D3;

ID4 – Corrente em D4;

ID5 – Corrente em D5;

IL1 – Corrente média em L 1;

IL1máx – Corrente máxima em L1;

IL1md1 – Corrente média em L1 para Vimin;

IL1md2 – Corrente média em L1 para Vimáx;

IL2 – Corrente média em L2;

IL2máx – Corrente máxima em L2;

IL2md1 – Corrente média em L2 para Vimin;

IL2md2 – Corrente média em L2 para Vimáx;

IL3 – Corrente média em L3;

IL3máx – Corrente máxima em L3;

IL3md1 – Corrente média em L3 para Vimin;

IL3md2 – Corrente média em L3 para Vimáx;

INPI – Instituto Nacional de Propriedade Industrial;

Io – Corrente média na saída do conversor;

IRC – Índice de Rendimento de Cor;

IS – Corrente em S;

Jmax – Densidade de corrente máxima;

Kw – Fator de ocupação do cobre dentro do carretel;

L1 – Indutor 1;

L2 – Indutor 2;

L3 – Indutor 3;

le – Comprimento efetivo do núcleo;

LED – Light Emitting Diode;

l_g – Comprimento do entreferro;

lm – Lumen;

μ_e – Permeabilidade Magnética efetiva do núcleo;

MH – Metal Halide;

MV – Mercury Vapour;

P_i – Potência na entrada do conversor;

P_o – Potência na saída do conversor;

R_D – Somatório das resistências dinâmicas dos n LEDs;

R_S – Resistência do sensor de corrente;

S – Chave;

SiC – Silicon Carbide;

SSL – Solid-State Lighting;

T – Período de chaveamento;

u – Variáveis de entrada e controle;

UV – Ultra Violeta;

V_{C2} – Tensão média sobre C_2 ;

V_{C3} – Tensão média sobre C_3 ;

V_{C4} – Tensão média sobre C_4 ;

V_{D1} – Tensão sobre D_1 ;

V_{D2} – Tensão sobre D_2 ;

V_{D3} – Tensão sobre D_3 ;

V_{D4} – Tensão sobre D_4 ;

V_{D5} – Tensão sobre D_5 ;

V_{FD} – Somatório das tensões de limiar da junção dos n LEDs;

V_i – Tensão contínua na entrada do conversor;

$V_{im\acute{a}x}$ – Tensão máxima na entrada do conversor;

V_{imin} – Tensão mínima na entrada do conversor;

V_o – Tensão média na saída do conversor;

V_S – Tensão sobre S;

W – Watt;

WLED – White-Light Emitting Diode;

x – Variáveis de estado;

y – Variáveis de saída;

CAPÍTULO 1

Introdução Geral

1.1 - Considerações Iniciais

O presente trabalho consiste de estudo, projeto e implementação de conversores cc-cc para a aplicação em sistemas de iluminação de estado sólido baseado em *Light emitting diodes* (LEDs) de alta potência de luz branca alimentados por uma tensão alternada universal ou por uma bateria. Os principais objetivos do trabalho são:

- Apresentar uma visão geral sobre sistema de iluminação de estado sólido;
- Estudar o comportamento dinâmico de conversores abaixadores/elevadores convencionais, assim como, dimensionar os parâmetros de um compensador PI necessários à implementação de uma estratégia de controle da corrente através dos LEDs;
- Propor novas topologias de conversores cc-cc abaixadores/elevadores com faixa de conversão muito maior do que a dos conversores convencionais.

Nos circuitos de acionamento dos LEDs foram utilizadas as topologias convencionais SEPIC, Zeta e Cuk e as novas topologias, Boost²-Buck e Boost-Buck².

O presente trabalho também apresenta um breve estudo teórico sobre a proposta de uma nova classe de conversores cc-cc não isolados com faixa de conversão extremamente larga, onde o mesmo é objeto de um pedido de patente depositado junto ao INPI. Tais conversores foram denominados de conversores cúbicos devido ao fato do ganho estático apresentar uma dependência cúbica da razão cíclica.

1.2 - Tecnologias de Iluminação

Desde a invenção da lâmpada incandescente em 1879 por Joseph Thomas Edison e Swan, muitas melhorias ocorreram para que as lâmpadas atuais apresentassem uma eficiência luminosa de aproximadamente 15 lm/W, potência de 60 W e vida útil média de 1000 horas. Tais lâmpadas são muito ineficientes porque de 90 a 95% das suas emissões luminosas estão no campo do infravermelho[1].

As lâmpadas incandescentes operam com uma corrente elétrica passando através de um filamento metálico que é aquecido até o ponto de incandescência. Hoje, esses filamentos metálicos são mais comumente feitos de tungstênio. Muitos avanços tecnológicos recentes têm mostrado que um composto de filamentos de nanotubos de carbono poderá ser usado com mais eficiência em termos energéticos nas lâmpadas incandescentes [2]. Apesar da ineficiência, as lâmpadas incandescentes oferecem várias vantagens em relação a outras importantes fontes de luz. Essas vantagens incluem: um excelente índice de rendimento de cor (IRC), fácil variação da luminosidade, baixo custo, luminárias não onerosas e simplicidade de instalação, manutenção e descarte [3].

Em 1901, Peter Cooper Hewitt, um inventor americano, patenteou a primeira lâmpada de vapor de mercúrio de baixa pressão. Foi o primeiro protótipo da moderna lâmpada fluorescente. George Inman, que trabalhava para a General Electric, melhorou o projeto original e criou a primeira lâmpada fluorescente prática. No final dos anos de 1930, foi produzida nos Estados Unidos a primeira lâmpada fluorescente [4]. Tais lâmpadas produzem luz através da aplicação de uma alta tensão entre dois eletrodos, produzindo um arco elétrico que ioniza o mercúrio presente na lâmpada. O mercúrio ionizado emite principalmente radiação ultra violeta (UV) que excita o revestimento de fósforo interno ao tubo causando o efeito de fluorescência e a produção de luz visível. Estas lâmpadas precisam de um reator para poder funcionar. O propósito de se usar um reator é de limitar a corrente em um determinado

valor e para fornecer a tensão necessária para a partida da lâmpada. A eficiência luminosa das lâmpadas fluorescentes está na faixa de 60 a 90 lm/W dependendo do tipo de reator utilizado. Os reatores eletrônicos são mais eficientes que os magnéticos. Uma versão de dimensões menores da lâmpada fluorescente, a lâmpada fluorescente compacta (CFL), foi introduzida no início dos anos de 1980. Lâmpadas fluorescentes compactas possuem eficiência luminosa de aproximadamente 55 lm/W e são mais comumente utilizadas nos setores comercial e industrial. Inicialmente o uso no setor residencial era limitado e quando usada, ela era geralmente restrita a cozinhas, banheiros e áreas utilitárias [5].

Em 1810 Humphry Davy, um químico inglês, demonstrou uma lâmpada ao Instituto Royal da Grã-Bretanha, criando um pequeno arco entre as duas varetas de carvão ligadas a uma bateria. Isto levou ao desenvolvimento da iluminação de alta intensidade de descarga (HID), mas a primeira lâmpada de vapor de mercúrio (VM) de alta pressão só chegou ao mercado após 1932. Lâmpadas HID funcionam de forma semelhante às lâmpadas fluorescentes, onde um arco é iniciado através de uma mistura de gases, e exigem um reator para regular a tensão e corrente. No entanto, as lâmpadas HID diferem das lâmpadas fluorescentes no fato de operarem em temperaturas e pressões muito altas. Os três principais tipos de lâmpadas HID são: vapor de mercúrio (MV), haleto metálico (MH) e sódio de alta pressão (HPS).

Em 1961, Gilbert Reiling patenteou a primeira lâmpada MH. Esta lâmpada apresentou um aumento da eficiência luminosa e propriedades de cor com relação à lâmpada MV, o que a tornava mais adequada para uso comercial, industrial e iluminação pública. A lâmpada MH foi introduzida em 1964 em uma feira mundial. A primeira lâmpada HPS foi introduzida logo depois, em 1965. A eficiência luminosa de cada uma das três tecnologias de lâmpadas HID é: 25-50 lm/W para as MV, 46-100 lm/W para as MH e 50-124 lm/W para as HPS [4].

No fim dos anos de 1990, cientistas e especialistas da indústria de iluminação previam que a iluminação de estado sólido (SSL) seria uma força revolucionária na indústria da iluminação [1], [6] e [7]. Essa tecnologia de iluminação emergente apresenta maior eficiência em termos energéticos do que as tecnologias convencionais como as lâmpadas incandescentes e as fluorescentes.

Recentemente adotado pela sociedade internacional de engenharia de iluminação, o termo iluminação de estado sólido é usado para descrever o uso de diodos emissores de luz branca (WLED) com propósito de iluminação [8], onde a SSL é considerada a luz do terceiro milênio[9].

A história da tecnologia SSL começa com a descoberta da emissão de luz quando uma corrente fluía através de um certo tipo de cristal. Esta descoberta foi feita cerca de cem anos atrás por um engenheiro chamado Henry J. Round [10]. Em 1962, o primeiro LED foi inventado por Nick Holonyak Jr. Juntamente com a General Electric [7], sendo que seis anos depois, os LEDs foram comercialmente introduzidos pela Monsanto juntamente com a Hewlett-Packard [11].

As primeiras aplicações dos LEDs foram como indicadores de equipamentos eletrônicos com posterior expansão para aplicação em displays alfanuméricos de relógios e calculadoras [12].

Os LEDs são baseados no princípio científico de injeção de luminescência, no qual elétrons e lacunas se combinam (também conhecido como recombinação radiante) dentro da região ativa dos materiais semicondutores e emitem fótons.

As estruturas básicas de um LED tradicional e de um utilizado em iluminação podem ser vistas nas figuras 1.1 e 1.2 respectivamente.

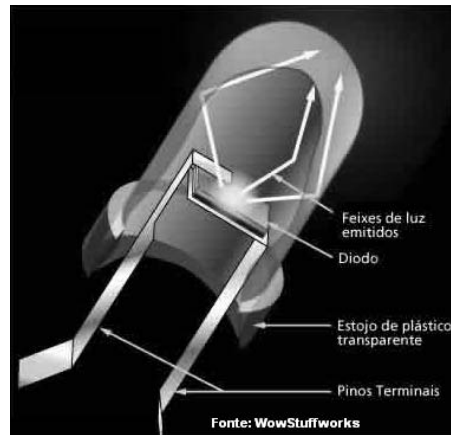


Figura 1.1 – Estrutura do LED tradicional.

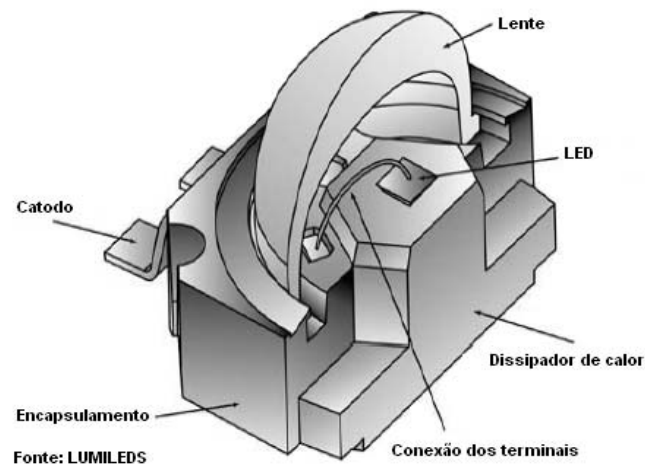


Figura 1.2 – Estrutura do LED usado em iluminação.

Diferentes materiais semicondutores são utilizados na produção de LEDs de luz monocromática. O Fosforeto de Alumínio-Índio-Gálio (AlInGaP) crescido sobre um substrato de Arseneto de Gálio (GaAs) emite luz de cor vermelha ou laranja. A fim de aumentar o poder de emissão de luz, o Fosfeto de Gálio (GaP) transparente é utilizado para substituir o GaAs usando a técnica de união de camadas [13]. O verde, azul e UV podem ser obtidos a partir do Nitreto de Alumínio-Índio-Gálio (AlInGaN) crescido sobre safira ou Carbetto de Silício (SiC) [14].

Subseqüentes melhorias na eficiência e longevidade, bem como no avanço tecnológico através da criação de um LED de luz azul em meados da década de 1990, permitiram o desenvolvimento de LEDs de luz branca fazendo com que a SSL se tornasse uma realidade [15].

Diferentes alternativas tecnológicas podem ser usadas para a obtenção de luz branca nos LEDs. Atualmente os dispositivos disponíveis são baseados em emissão fluorescente de fósforos recobrimo LEDs de Nitreto de Gálio (GaN) emitindo luz azul ou violeta [16].

A SSL tem potencial para revolucionar o mercado de iluminação através da introdução de uma fonte de luz mais eficiente. Um potencial significativo de economia de energia e de longo tempo de vida útil são vantagens que tornam os LEDs muito atraentes para aplicações em iluminação de modo geral.

Em 2007, os LEDs de luz branca eram capazes de produzir uma eficiência luminosa de 134 lm/W em laboratório [17]. Em 2008, dispositivos comerciais atingiram uma eficiência de 100 lm/W [18] e a partir de outubro de 2009, foi disponibilizado comercialmente o modelo XLamp® XP-G LED do fabricante CREE capaz de fornecer 139 lúmens operando a 1W [19].

As fontes de luz, incandescente, fluorescente e HID evoluíram para os seus níveis atuais de desempenho após muitos de pesquisa e desenvolvimento.

A tecnologia SSL, por outro lado, tem potencial não só para atingir os níveis de desempenho de algumas das mais eficazes fontes de luz branca atuais, mas também para dobrar do desempenho destas fontes [20]. Esta projeção é ilustrada na figura 1.3.

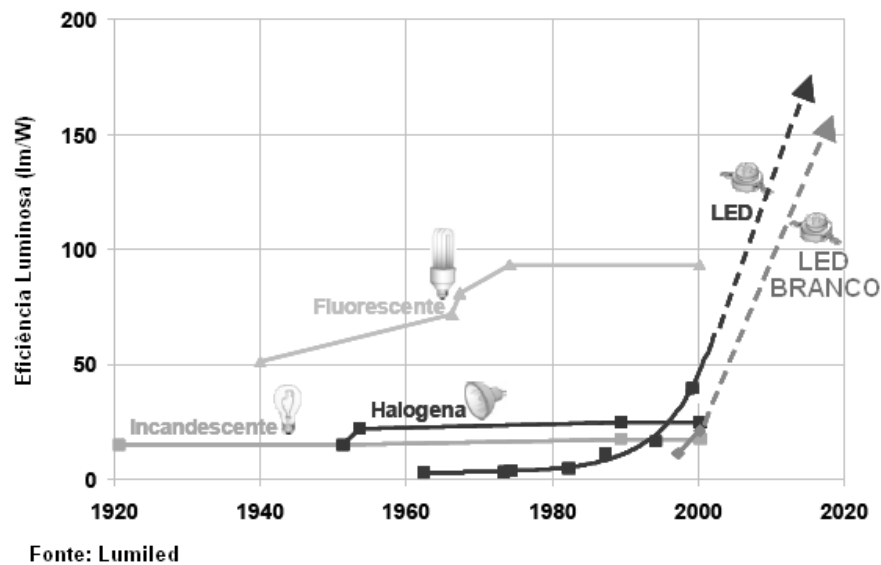


Figura 1.3 – Projeção do aumento da eficiência luminosa dos LEDs.

De acordo com [21], a eficiência de 160 lm/W pode se tornar possível para SSL em um futuro próximo, que é um nível de desempenho inigualável para nenhuma fonte de luz branca prática até a presente data. Lembrando que há uma diferença significativa entre os resultados laboratoriais e os resultados de produtos reais. Com a melhoria contínua dos materiais, é aceitável que uma eficiência de 200 lm/W possa ser atingida nos próximos 10 ou 15 anos [22].

Pode-se perceber em [23] que como toda tecnologia inovadora, a SSL ainda encontra obstáculos para se consolidar no mercado de iluminação. Neste setor, não houve pesquisas que não explorassem os obstáculos que enfrentam as tecnologias de iluminação de energia eficiente no mercado. As barreiras que contribuem para a lenta difusão de novas tecnologias de iluminação incluem a tecnologia precoce e as vantagens comparativas detidas pelas tecnologias convencionais. Em particular, quando as lâmpadas CFL foram introduzidas no início de 1980, um dos mais importantes obstáculos enfrentados foi seu elevado custo inicial, sendo que tal custo serviu como uma barreira psicológica para os consumidores.

Para o mercado de iluminação, em especial, estudos de casos anteriores como reatores magnéticos para lâmpadas fluorescentes [24] e CFL [23], deram provas da lenta difusão de novas tecnologias de iluminação energeticamente eficientes.

Considerando que a SSL é altamente inovadora e eficiente em termos energéticos e provavelmente vai ser uma tecnologia que acabará com o domínio no mercado de iluminação por parte das lâmpadas incandescentes, fluorescentes e HID.

No entanto, substituir as tecnologias de iluminação mais antigas é um desafio, em parte, devido à estrutura já consolidada da indústria de lâmpadas. Muitas dessas indústrias não são criadas para comprar os seus componentes de terceiros, e nenhuma delas fabricam atualmente os LEDs que são o coração da SSL. Além disso, muitos usuários finais, agora requerem produtos de iluminação altamente especializados, que resultarão em uma indústria de iluminação altamente fragmentada.

Até o ano de 2004, a SSL tinha uma penetração apenas em nichos de mercado como placas de sinalização, semáforos e iluminação automobilística. Isto se devia às características inerentes a esta tecnologia como monocromaticidade, longevidade, robustez e compaticidade que fornecem vantagens únicas sobre as tecnologias tradicionais de iluminação.

Eventualmente, com a melhora do desempenho e a redução dos custos, a SSL será capaz de competir com as tecnologias convencionais simplesmente por meio do retorno do investimento baseado na redução do consumo de energia e do custo com manutenção. As estimativas futuras para a economia de energia elétrica mundial no setor de iluminação obtida com o uso da SSL são otimistas e prevêem uma redução de 50% até 2025, o que, por sua vez, diminuirão o consumo total de eletricidade em cerca de 10% [25].

1.3 - Circuitos para Acionamento dos LEDs

Quando se pensa em dimensionar um circuito para acionar lâmpadas a LED, é importante considerar que o conjunto formado pelo circuito de acionamento mais a lâmpada, mantenham as principais características dos LEDs que são, a elevada eficiência luminosa (lm/W) e o longo tempo de vida útil.

A qualidade do fluxo luminoso e o tempo de vida útil dos LEDs são fortemente afetados pela variação da temperatura da junção. A maioria dos fabricantes de LEDs de luz branca de alta potência estimam um tempo de vida útil de cerca de 50.000 horas com a manutenção de 70% do fluxo luminoso inicial, assumindo a operação a uma corrente constante de 350 mA e mantendo a temperatura de junção não superior a 90°C. Dados específicos de fabricantes devem ser consultados, pois alguns LEDs disponíveis hoje no mercado são avaliados para operar até 1A com temperatura de junção de até 120° C [16].

Os LEDs podem ser acionados por correntes de diferentes formas, contínua ou alternada, porém, de acordo com o estudo realizado em [71] e [72], os LEDs apresentaram um melhor desempenho (maior eficiência luminosa e menor temperatura de junção) quando acionados com uma corrente constante com uma ondulação máxima de aproximadamente 20%.

Neste sentido, nos últimos anos tem ocorrido um crescente avanço nas pesquisas envolvendo LEDs, no sentido de desenvolver circuitos para o acionamento dos mesmos de forma eficiente e com controle de corrente.

A proposta de uma solução para o acionamento de um arranjo de LEDs de luz branca utilizado em um sistema de iluminação de emergência baseado em uma topologia flyback com controle da corrente média através dos LEDs é apresentada em [26].

Um conversor buck usado para acionar dois arranjos de LEDs em paralelo a partir de uma bateria com aplicação voltada para iluminação automotiva é proposta em [27].

Uma proposta para acionamento de um arranjo de LEDs de 30W a 40V com correção de fator de potência é apresentada em [28]. Um conversor ressonante LLC baseado na tecnologia em que os elementos passivos são integrados à placa de circuito impresso é utilizado para acionar uma *string* de 64 LEDs de 1W com tensão de saída de 200Vcc a partir de uma tensão de 230 Vca [29]. Uma proposta de um conversor boost para o acionamento de matrizes de LEDs com controle através de FPGA é proposta em [30]. Um conversor buck com controle de corrente por histerese utilizando um Circuito Integrado (CI) dedicado é proposto para acionar *strings* de no mínimo 6 LEDs de potência com tensão de 16 V a partir de uma tensão alternada universal. Entretanto o mesmo apresenta uma eficiência muito baixa (43 %) para a máxima tensão de entrada e para a mínima tensão de saída [31].

Teoricamente, uma faixa de conversão mais larga pode ser obtida ajustando devidamente o sinal modulante de controle do conversor. Em aplicações práticas, a máxima e a mínima faixa de conversão atingível para os conversores convencionais é limitada pelas características de comutação dos semicondutores.

Uma forma de fornecer uma larga faixa de conversão sem a utilização de transformadores de isolamento é a conexão em cascata de mais de um estágio conversor. Uma das vantagens deste conversor é um alto ganho, entretanto, a desvantagem é que a eficiência diminui em função do alto número de estágios como pode ser visto em [32]. Em [33] é introduzido um conversor CC-CC o qual uma larga faixa de redução de tensão pode ser obtida sem ter de usar uma razão cíclica muito pequena. O conversor é chamado de Cuk com divisor de tensão, sendo que para haver um aumento na faixa de conversão, é necessário o acréscimo de mais de um estágio composto por mais uma chave. Em [34], é apresentada uma família de conversores cc-cc abaixadores e abaixadores/elevadores utilizando uma chave principal cujo

ganho estático apresenta uma dependência quadrática da razão cíclica quando operando como abaixador. Um conversor boost quadrático cujo ganho estático também apresenta uma dependência quadrática da razão cíclica foi apresentado em [35].

Em função da aplicação proposta no presente trabalho, se faz necessário o uso de conversores que possam operar como abaixador ou elevador e que apresentem uma ampla faixa de conversão CC. Sendo assim, os conversores abaixadores/elevadores convencionais não suprem a necessidade da aplicação proposta neste trabalho.

1.4 - Considerações Finais

Este trabalho consiste de um total de oito capítulos e três apêndices, divididos da seguinte forma: no capítulo 1, é apresentado o estado da arte sobre tecnologias de iluminação e conversores utilizados no acionamento de lâmpadas a LED. Nos capítulos 2, 3, 4, 5 e 6 são apresentadas as análises qualitativa e quantitativa dos conversores SEPIC, ZETA, Cuk, Boost-Buck² e Boost²-Buck respectivamente.

Durante o período de realização deste trabalho, foram geradas as publicações: [37], [38], [39], [40], [41] e [42] em conferências nacionais e internacionais, assim como [43] já foi publicado e [70] foi aceito para publicação, ambos em periódico qualis B1 da capes. Visando a complementação de alguns tópicos abordados ao longo dos capítulos e também a descrição de outras atividades desenvolvidas que complementaram este trabalho, esta tese finaliza com a apresentação três apêndices e um anexo como a seguir:

- Apêndice A: Fluxograma do algoritmo de controle.
- Apêndice B: Conversores Cúbicos.
- Apêndice C: Terapia fotodinâmica.
- Anexo A: Principais características do microcontrolador PIC16F819 extraídas de [68].

CAPÍTULO 2

Conversor SEPIC

2.1 - Considerações Iniciais

O esquema simplificado do circuito de acionamento dos LEDs usando o conversor SEPIC é mostrado na Figura 2.1. O conversor SEPIC pode operar como elevador ou abaixador de tensão e apresenta como características principais: simplicidade e entrada com características de fonte de corrente. Isto implica em uma pequena ondulação na corrente de entrada e saída com características de fonte tensão, facilitando a utilização de transformadores com múltiplas saídas [43]. As características estáticas do conversor SEPIC são análogas às do conversor Cuk isolado [44], [45] e [46].

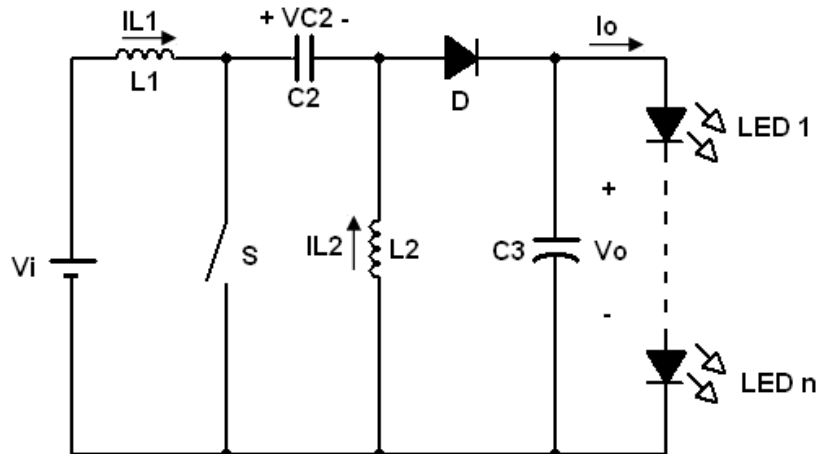


Figura 2.1 – Esquemático do conversor SEPIC.

2.2 - Princípio de Operação do Conversor SEPIC

A operação do conversor SEPIC em regime permanente no modo de condução contínua consta de dois estágios.

Primeiro estágio (t_0, t_1) - A figura 2.2 mostra a operação do conversor durante o primeiro estágio onde a chave S fecha e o diodo D bloqueia. O indutor L_1 armazena energia da fonte, as correntes nos indutores crescem linearmente e o capacitor C_3 alimenta os LED.

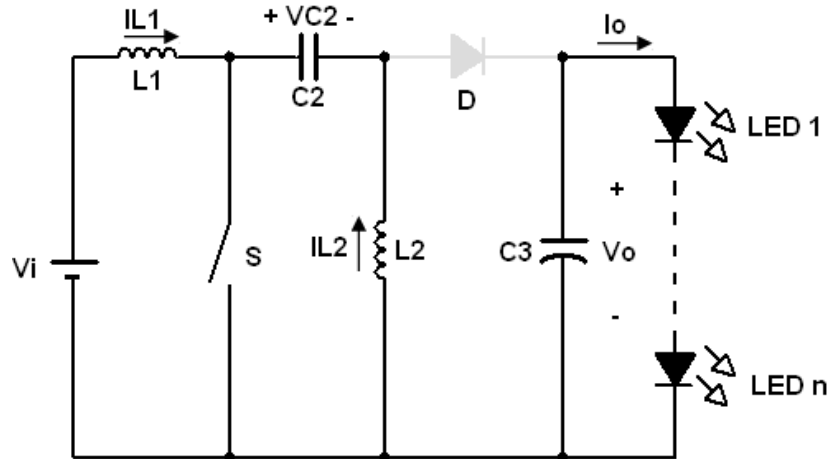


Figura 2.2 – Primeiro estágio de operação do conversor SEPIC.

Segundo estágio (t_1, t_2) - A figura 2.3 mostra a operação do conversor durante o segundo estágio onde a chave S abre e o diodo D conduz. Os indutores transferem energia para o capacitor C_3 e para os LED.

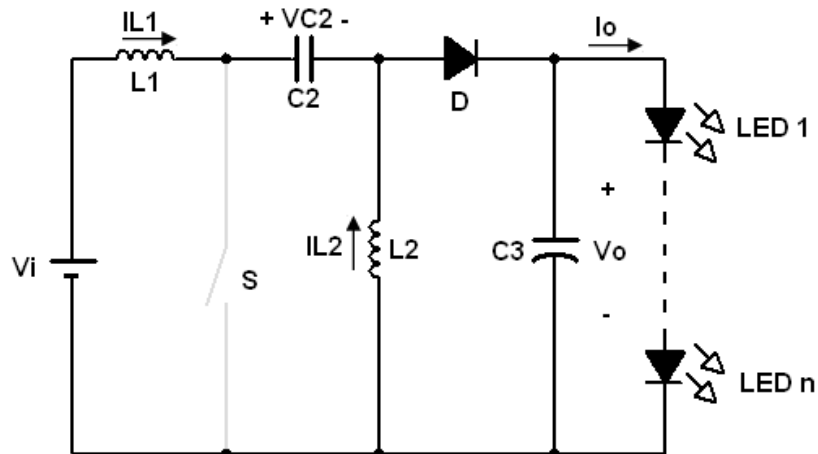


Figura 2.3 – Segundo estágio de operação do conversor SEPIC.

2.3 - Formas de Onda Teóricas do Conversor SEPIC

Na figura 2.4 pode-se observar as formas de onda teóricas do conversor SEPIC operando no modo de condução contínua em regime permanente, onde as ondulações nas tensões dos capacitores são desprezadas, assim como as tensões médias nos indutores são consideradas nulas.

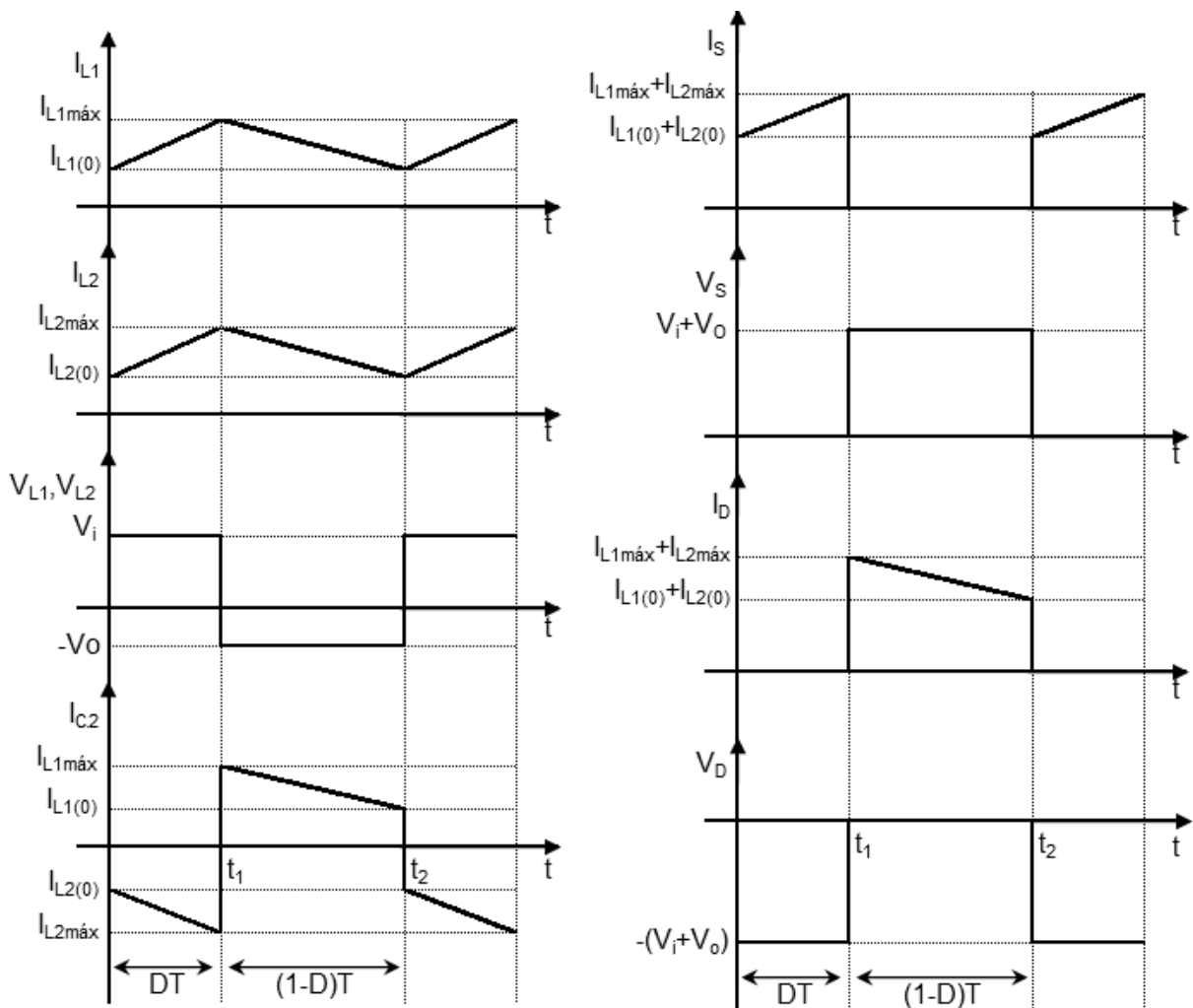


Figura 2.4 – Formas de onda teóricas do conversor SEPIC.

2.4 - Equacionamento Básico do Conversor SEPIC

O equacionamento do conversor SEPIC é baseado na análise dos estágios de operação, onde são feitas as seguintes considerações: $t_0 = 0$, $t_1 = DT$ e $t_2 = T$, sendo que D representa a razão cíclica de operação da chave obtida por:

$$D = \frac{t_1 - t_0}{T} \quad (2.1)$$

Primeiro estágio (t_0 , t_1)

$$i_{L1}(t) = i_{L1(0)} + \frac{V_i}{L_1} DT \quad (2.2)$$

$$i_{L2}(t) = i_{L2(0)} + \frac{V_i}{L_2} DT \quad (2.3)$$

$$i_s(t) = \left(\frac{V_i}{L_1} + \frac{V_i}{L_2} \right) DT + i_{L1(0)} + i_{L2(0)} \quad (2.4)$$

$$i_D(t) = 0 \quad (2.5)$$

$$i_{C2}(t) = i_{L2}(t) \quad (2.6)$$

$$V_s(t) = 0 \quad (2.7)$$

$$V_D(t) = -(V_i + V_o) \quad (2.8)$$

$$V_{L1}(t) = V_{L2}(t) = V_i \quad (2.9)$$

Segundo estágio (t_1 , t_2)

$$i_{L2}(t) = i_{L2(DT)} - \frac{V_o}{L_2} (1-D)T \quad (2.10)$$

$$i_s(t) = 0 \quad (2.11)$$

$$i_D(t) = - \left(\frac{V_o}{L_1} + \frac{V_o}{L_2} \right) (1-D)T + i_{L1(DT)} + i_{L2(DT)} \quad (2.12)$$

$$i_{C2}(t) = -i_{L1}(t) \quad (2.13)$$

$$V_s(t) = V_i + V_o \quad (2.14)$$

$$V_D(t) = 0 \quad (2.15)$$

$$V_{L1}(t) = V_{L2}(t) = -V_o \quad (2.16)$$

2.5 - Análise Estática do Conversor SEPIC

Usando o princípio de que a corrente média através do capacitor C_2 em regime permanente é nula, as seguintes equações são válidas.

$$I_{L2}DT = I_{L1}(1-D)T \quad (2.17)$$

Resolvendo-se (2.17) para I_{L2} , obtém-se:

$$I_{L2} = \frac{I_{L1}(1-D)}{D} \quad (2.18)$$

Do mesmo modo para o capacitor C_3 , obtém-se:

$$I_o = I_{L2} \quad (2.19)$$

Substituindo-se (2.19) em (2.18), obtém-se:

$$I_{L1} = \frac{I_o D}{(1-D)} \quad (2.20)$$

Sabendo que a tensão média sobre o indutor L_1 é nula, obtém-se:

$$V_i DT = (V_{C2} + V_{C3} - V_i)(1-D)T \quad (2.21)$$

Aplicando o mesmo princípio ao indutor L_2 , obtém-se:

$$V_{C2} DT = V_{C3}(1-D)T \quad (2.22)$$

Resolvendo (2.22) para V_{C3} , obtém-se:

$$V_{C3} = \frac{DV_{C2}}{(1-D)} \quad (2.23)$$

Substituindo (2.23) em (2.21), obtém-se:

$$V_{C2} = V_i \quad (2.24)$$

Substituindo (2.24) em (2.23), obtém-se:

$$V_o = V_{C2} = \frac{DV_i}{(1-D)} \quad (2.25)$$

Sendo assim, o ganho estático do conversor SEPIC é determinado pela equação (2.26) e mostrado na figura 2.5.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{(1-D)} \quad (2.26)$$

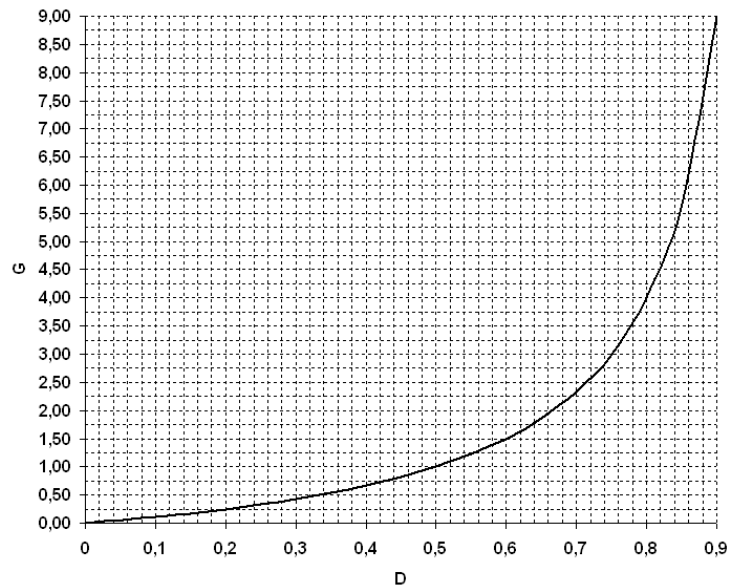


Figura 2.5 – Ganho estático do conversor SEPIC.

2.6 - Análise Dinâmica do Conversor SEPIC

Uma modelagem para pequenos sinais do conversor SEPIC é apresentada aqui com o objetivo de facilitar o projeto de um controlador PI para a malha de controle da corrente dos LEDs.

2.6.1 - Visão Geral sobre Modelo de Espaço de Estados Médio

A modelagem desempenha um papel fundamental na revelação da visão do comportamento dinâmico de um conversor, bem como proporciona uma base para projeto de um controlador.

Nos últimos anos o estudo sobre o comportamento dinâmico de conversores CC-CC tem se intensificado e como consequência disto, é possível encontrar na literatura diferentes métodos de modelagem de conversores CC-CC [47], [48], [49], [50], [51] e [52].

O método de espaço de estados médio proposto por [49] é um dos mais conhecidos e consiste de três estágios:

- 1) Formular as equações de espaço de estados para cada subintervalo do período de chaveamento;
- 2) Obter uma equação de espaço de estados única através média das equações dos subintervalos;
- 3) Inserir uma perturbação de pequeno sinal e obter uma equação de espaço de estados médio linear, a partir da qual várias funções de transferência possam ser determinadas. Uma vez que a técnica de espaço de estados médio é baseada em matriz, todos os passos acima serão realizados de forma matricial, o que facilita o processo de modelagem.

Alguns trabalhos propuseram uma análise dinâmica para o conversor SEPIC [53], [54], [55], [56], no entanto os métodos e as aplicações utilizados foram diferentes dos propostos neste trabalho.

Considerando o conversor operando no modo de condução contínua em regime permanente como já exposto anteriormente, as equações de espaço de estados para os dois estágios de operação são descritas a seguir:

Para o primeiro estágio de operação:

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_1 x(t) + B_1 u(t) \quad (2.27)$$

$$y(t) = C_1 x(t) + E_1 u(t) \quad (2.28)$$

Para o segundo estágio de operação:

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_2 x(t) + B_2 u(t) \quad (2.29)$$

$$y(t) = C_2 x(t) + E_2 u(t) \quad (2.30)$$

O comportamento médio do conversor é dado sobre um período de chaveamento, assim:

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_s x(t) + B_s u(t) \quad (2.31)$$

$$y(t) = C_s x(t) + E_s u(t) \quad (2.32)$$

onde:

$$A_s = A_1 d + A_2 (1 - d) \quad (2.33)$$

$$B_s = B_1 d + B_2 (1 - d) \quad (2.34)$$

$$C_s = C_1 d + C_2 (1 - d) \quad (2.35)$$

$$E_s = E_1 d + E_2 (1 - d) \quad (2.36)$$

As variáveis $x(t)$ representam respectivamente as correntes e tensões nos indutores e capacitores do conversor. Normalmente $u(t)$ é composta por uma variável de entrada, corrente ou tensão, uma variável de saída e um sinal de controle como a razão cíclica.

As equações (2.31) e (2.32) não são lineares e podem ser linearizadas através da inserção de uma perturbação de pequeno sinal, assim as variáveis ficam compostas por um valor médio mais uma perturbação de pequeno sinal como a seguir:

$$x = X + \tilde{x} \quad (2.37)$$

$$y = Y + \tilde{y} \quad (2.38)$$

$$u = U + \tilde{u} \quad (2.39)$$

$$d = D + \tilde{d} \quad (2.40)$$

onde o símbolo ($\tilde{}$) representa uma perturbação de pequeno sinal.

Substituindo (2.37), (2.38), (2.39) e (2.40) em (2.31) e (2.32) e desconsiderando os termos constantes e de segunda ordem, obtém-se:

$$\frac{d \tilde{x}(t)}{dt} = A \tilde{x}(t) + B_u \tilde{u}(t) + B_d \tilde{d}(t) \quad (2.41)$$

$$\tilde{y}(t) = C \tilde{x}(t) + E_u \tilde{u}(t) + E_d \tilde{d}(t) \quad (2.42)$$

onde:

$$A = A_1 D + A_2 (1 - D) \quad (2.43)$$

$$B_u = B_1 D + B_2 (1 - D) \quad (2.44)$$

$$C = C_1 D + C_2 (1 - D) \quad (2.45)$$

$$E_u = E_1 D + E_2 (1 - D) \quad (2.46)$$

$$B_d = (A_1 - A_2) X + (B_1 - B_2) U \quad (2.47)$$

$$E_d = (C_1 - C_2) X + (E_1 - E_2) U \quad (2.48)$$

Aplicando transformada de Laplace em (2.41) e (2.42), podem-se encontrar as funções de transferência de pequeno sinal para o conversor como a seguir:

$$\tilde{x}(S) = \begin{bmatrix} (SI - A)^{-1} B_u & (SI - A)^{-1} B_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}(S) \\ \tilde{d}(S) \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

$$\tilde{y}(S) = \begin{bmatrix} C(SI - A)^{-1} B_u + E_u & C(SI - A)^{-1} B_d + E_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}(S) \\ \tilde{d}(S) \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

2.6.2 - Modelo do Conversor SEPIC

A figura 2.6 mostra o circuito equivalente do conversor SEPIC utilizado para acionar o arranjo de LEDs, representados pelo modelo equivalente, o qual é formado pela tensão V_{FD} que representa a somatória das tensões de polarização direta dos diodos, em série com a resistência dinâmica R_D do diodo.

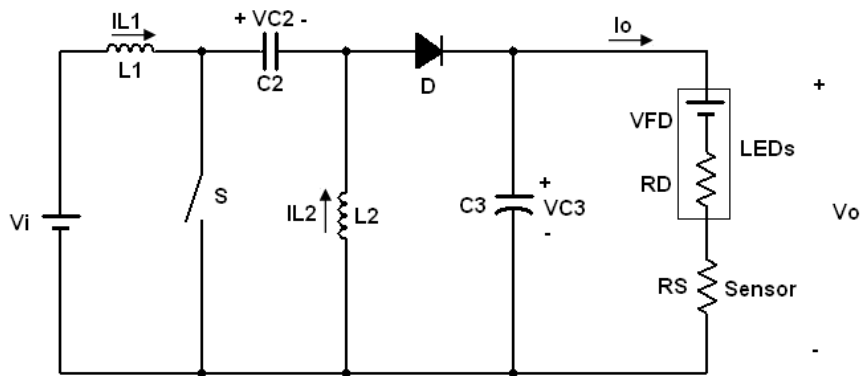


Figura 2.6 – Esquemático Simplificado do Conversor SEPIC.

As equações de espaço de estados para o conversor SEPIC sobre um período de chaveamento podem ser escritas como a seguir:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{v_i}{L_1} d + \frac{v_i - v_{C2} - v_{C3}}{L_1} (1-d) \quad (2.51)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{v_{C2}}{L_2} d - \frac{v_{C3}}{L_2} (1-d) \quad (2.52)$$

$$\frac{dv_{C2}}{dt} = -\frac{i_{L2}}{C_2} d + \frac{i_{L1}}{C_2} (1-d) \quad (2.53)$$

$$\frac{dv_{C3}}{dt} = -\frac{i_o}{C_3} d + \frac{(i_{L1} + i_{L2} - i_o)}{C_3} (1-d) \quad (2.54)$$

$$i_o = \frac{v_{C3} - V_{FD}}{(R_D + R_S)} \quad (2.55)$$

Inserindo as perturbações de pequenos sinais e considerando somente os termos de primeira ordem nas equações (2.51), (2.52), (2.53), (2.54) e (2.55), obtém-se:

$$\frac{d \tilde{i}_{L1}(t)}{dt} = -\frac{(1-D)}{L_1} \tilde{v}_{C2}(t) - \frac{(1-D)}{L_1} \tilde{v}_{C3}(t) + \frac{1}{L_1} \tilde{v}_i(t) + \frac{V_i}{L_1(1-D)} \tilde{d}(t) \quad (2.56)$$

$$\frac{d \tilde{i}_{L2}(t)}{dt} = \frac{D}{L_2} \tilde{v}_{C2}(t) - \frac{(1-D)}{L_2} \tilde{v}_{C3}(t) + \frac{V_i}{(1-D)L_2} \tilde{d}(t) \quad (2.57)$$

$$\frac{d \tilde{v}_{C2}(t)}{dt} = \frac{(1-D)}{C_2} \tilde{i}_{L1}(t) - \frac{D}{C_2} \tilde{i}_{L2}(t) - \frac{I_o}{C_2(1-D)} \tilde{d}(t) \quad (2.58)$$

$$\frac{d \tilde{v}_{C3}(t)}{dt} = \frac{(1-D)}{C_3} \tilde{i}_{L1}(t) + \frac{(1-D)}{C_3} \tilde{i}_{L2}(t) - \frac{1}{C_3(R_D + R_S)} \tilde{v}_{C3}(t) - \frac{I_o}{C_3(1-D)} \tilde{d}(t) \quad (2.59)$$

$$\tilde{i}_o(t) = \frac{1}{(R_D + R_S)} \tilde{v}_{C3}(t) \quad (2.60)$$

Escrevendo as equações de espaço de estados na forma matricial para o conversor SEPIC, obtém-se:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1}(t) \\ \tilde{i}_{L2}(t) \\ \tilde{v}_{C2}(t) \\ \tilde{v}_{C3}(t) \end{bmatrix} = A \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1}(t) \\ \tilde{i}_{L2}(t) \\ \tilde{v}_{C2}(t) \\ \tilde{v}_{C3}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{vi} & B_d \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{v}_i(t) \\ \tilde{d}(t) \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

e

$$\tilde{i}_{o(t)} = C \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1}(t) \\ \tilde{i}_{L2}(t) \\ \tilde{v}_{C2}(t) \\ \tilde{v}_{C3}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{vi} & B_d \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{v}_i(t) \\ \tilde{d}(t) \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

onde

$$A = \begin{bmatrix} X_1 & X_2 & X_3 & X_4 \\ Y_1 & Y_2 & Y_3 & Y_4 \\ Z_1 & Z_2 & Z_3 & Z_4 \\ W_1 & W_2 & W_3 & W_4 \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

$$B_u = \begin{bmatrix} X_5 \\ Y_5 \\ Z_5 \\ W_5 \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

$$C = [K_1 \quad K_2 \quad K_3 \quad K_4] \quad (2.65)$$

$$E_u = [K_5] \quad (2.66)$$

$$B_d = \begin{bmatrix} X_6 \\ Y_6 \\ Z_6 \\ W_6 \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

$$E_d = [K_6] \quad (2.68)$$

sendo que

$$X_1 = 0 \quad (2.69)$$

$$X_2 = 0 \quad (2.70)$$

$$X_3 = -\frac{(1-D)}{L_1} \quad (2.71)$$

$$X_4 = -\frac{(1-D)}{L_1} \quad (2.72)$$

$$X_5 = \frac{1}{L_1} \quad (2.73)$$

$$X_6 = \frac{V_i}{L_1(1-D)} \quad (2.74)$$

$$Y_1 = 0 \quad (2.75)$$

$$Y_2 = 0 \quad (2.76)$$

$$Y_3 = \frac{D}{L_2} \quad (2.77)$$

$$Y_4 = -\frac{(1-D)}{L_2} \quad (2.78)$$

$$Y_5 = 0 \quad (2.79)$$

$$Y_6 = \frac{V_i}{(1-D)L_2} \quad (2.80)$$

$$Z_1 = \frac{(1-D)}{C_2} \quad (2.81)$$

$$Z_2 = -\frac{D}{C_2} \quad (2.82)$$

$$Z_3 = Z_4 = Z_5 = 0 \quad (2.83)$$

$$Z_6 = -\frac{I_o}{C_2(1-D)} \quad (2.84)$$

$$W_1 = \frac{(1-D)}{C_3} \quad (2.85)$$

$$W_2 = \frac{(1-D)}{C_3} \quad (2.86)$$

$$W_3 = W_5 = 0 \quad (2.87)$$

$$W_4 = -\frac{1}{C_3(R_D + R_S)} \quad (2.88)$$

$$W_6 = -\frac{I_o}{C_3(1-D)} \quad (2.89)$$

$$K_1 = 0 \quad (2.90)$$

$$K_2 = 0 \quad (2.91)$$

$$K_3 = K_5 = K_6 = 0 \quad (2.92)$$

$$K_4 = \frac{1}{(R_D + R_S)} \quad (2.93)$$

Substituindo as variáveis de espaço de estados do conversor SEPIC, nas equações (2.49) e (2.50), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_1(S)} \\ \tilde{i}_{L_2(S)} \\ \tilde{v}_{C_2(S)} \\ \tilde{v}_{C_3(S)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left[(SI - A)^{-1} B_u \right]_{11} & \left[(SI - A)^{-1} B_d \right]_{11} \\ \left[(SI - A)^{-1} B_u \right]_{21} & \left[(SI - A)^{-1} B_d \right]_{21} \\ \left[(SI - A)^{-1} B_u \right]_{31} & \left[(SI - A)^{-1} B_d \right]_{31} \\ \left[(SI - A)^{-1} B_u \right]_{41} & \left[(SI - A)^{-1} B_d \right]_{41} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_i(S) \\ \tilde{d}(S) \end{bmatrix} \quad (2.94)$$

onde $\left[(SI - A)^{-1} B_u \right]_{11}$ é elemento resultante do produto da primeira linha de $\left[(SI - A)^{-1} \right]$ pela coluna de $[B_u]$, e assim sucessivamente para os outros elementos.

$$\tilde{i}_o(S) = \begin{bmatrix} C(SI - A)^{-1} B_u + E_u & C(SI - A)^{-1} B_d + E_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_i(S) \\ \tilde{d}(S) \end{bmatrix} \quad (2.95)$$

onde

$$C(SI - A)^{-1} B_u + E_u = \frac{\tilde{i}_o(S)}{\tilde{v}_i(S)} = G_{vi}(s) \quad (2.96)$$

$$C(SI - A)^{-1} B_d + E_d = \frac{\tilde{i}_o(S)}{\tilde{d}(S)} = G_{di}(s) \quad (2.97)$$

Substituindo (2.63), (2.64), (2.65) e (2.66) em (2.96) obtém-se:

$$\frac{\tilde{i}_o(S)}{\tilde{v}_i(S)} = \begin{bmatrix} K_1 & K_2 & K_3 & K_4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S - X_1 & -X_2 & -X_3 & -X_4 \\ -Y_1 & S - Y_2 & -Y_3 & -Y_4 \\ -Z_1 & -Z_2 & S - Z_3 & -Z_4 \\ -W_1 & -W_2 & -W_3 & S - W_4 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_5 \\ Y_5 \\ Z_5 \\ W_5 \end{bmatrix} + [K_5] \quad (2.98)$$

Substituindo (2.63), (2.65), (2.67) e (2.68) em (2.97), obtém-se:

$$\frac{\tilde{i}_o(S)}{\tilde{d}(S)} = \begin{bmatrix} K_1 & K_2 & K_3 & K_4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S - X_1 & -X_2 & -X_3 & -X_4 \\ -Y_1 & S - Y_2 & -Y_3 & -Y_4 \\ -Z_1 & -Z_2 & S - Z_3 & -Z_4 \\ -W_1 & -W_2 & -W_3 & S - W_4 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_6 \\ Y_6 \\ Z_6 \\ W_6 \end{bmatrix} + [K_6] \quad (2.99)$$

Para efeitos do projeto do compensador, a função de transferência $G_{di}(s)$ pode ser obtida resolvendo-se (2.99) com a substituição dos coeficientes de X, Y, Z, W e K definidos por (2.69) a (2.93).

Assim:

$$\frac{\tilde{i}_o(S)}{\tilde{d}(S)} = \frac{a_1 S^3 + b_1 S^2 + c_1 S + d_1}{a_2 S^4 + b_2 S^3 + c_2 S^2 + d_2 S + e_2} \quad (2.100)$$

onde

$$a_1 = \frac{I_o L_1 L_2 C_2}{(D-1)} \quad (2.101)$$

$$b_1 = V_i C_2 (L_2 + L_1) \quad (2.102)$$

$$c_1 = \frac{I_o L_1 D}{(D-1)} \quad (2.103)$$

$$d_1 = V_i \quad (2.104)$$

$$a_2 = C_2 C_3 L_1 L_2 (R_D + R_S) \quad (2.105)$$

$$b_2 = C_2 L_1 L_2 \quad (2.106)$$

$$c_2 = (R_D + R_S) \left[L_1 (C_2 (D-1)^2 + C_3 D^2) + L_2 (D-1)^2 (C_2 + C_3) \right] \quad (2.107)$$

$$d_2 = L_1 D^2 + L_2 (D-1)^2 \quad (2.108)$$

$$e_2 = (D-1)^2 (R_D + R_S) \quad (2.109)$$

2.7 - Projeto do Conversor SEPIC

As especificações de projeto para o conversor SEPIC operando no modo de condução contínua em regime permanente são apresentadas na Tabela 2.1.

A lâmpada a LED a ser acionada pelo conversor SEPIC é formada por 14 LEDs de potência modelo XLamp7090XR-E[®] [18] ligados em série com tensão e corrente nominais de 46,2V e 350mA respectivamente.

Tabela 2.1 – Especificações do Conversor SEPIC.

Parâmetros	Símbolo	Valor
Tensão máxima na entrada	V_{imax}	340 V
Tensão mínima na entrada	V_{imin}	12 V
Potência de Saída	P_o	16 W
Tensão na Saída	V_o	46,2 V
Corrente na Saída	I_o	350 mA
Ondulação da corrente no Indutor L_1	ΔI_{L1}	$0,5 \cdot I_{L1}$
Ondulação da corrente no Indutor L_2	ΔI_{L2}	35mA
Ondulação da tensão no capacitor C_2	ΔV_{C2}	$0,2 \cdot V_{C2}$
Ondulação da tensão no capacitor C_3	ΔV_{C3}	2 V
Frequência de chaveamento	f_s	100 kHz
Rendimento	η	0,8
Potência de Entrada	P_i	20 W

2.7.1 - Dimensionamento do Indutor L_1

Considerando a mínima tensão na entrada, a corrente média no indutor L_1 é obtida por:

$$I_{L1md1} = \frac{P_i}{V_{imin}} \cong 1,7A \quad (2.110)$$

A corrente máxima no indutor L_1 é obtida por:

$$I_{L1max} = I_{L1md1} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \cong 2A \quad (2.111)$$

Considerando a máxima tensão na entrada, a corrente média no indutor L_1 é obtida por:

$$I_{L1md2} = \frac{P_i}{V_{imax}} \cong 60mA \quad (2.112)$$

De acordo com (2.26), obtém-se:

$$D_{min} = 0,12 \quad (2.113)$$

Assim, o indutor L_1 pode ser obtido por:

$$L_1 = \frac{V_{imax}}{\Delta I_{L1}} D_{min} T \cong 14mH \quad (2.114)$$

A energia armazenada no indutor L_1 é obtida por:

$$E = \frac{1}{2} L_1 \cdot I_{L1max}^2 = 27mJ \quad (2.115)$$

Conforme [57], a tabela 2.2, mostra os tipos de núcleos a serem utilizados.

Tabela 2.2 – Tipos de núcleo.

NÚCLEO	K_j $20^\circ C < \Delta T < 60^\circ C$	x
POTE	$74,78 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,17
EE	$63,35 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,12
X	$56,72 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,14
RM	$71,6 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,13
EC	$71,6 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,13
PQ	$71,6 \cdot \Delta T^{0,54}$	+ 0,13

O núcleo escolhido foi do tipo EE cujos dados para $\Delta T \leq 30^\circ C$, são:

$$K_j = 397 \quad (2.116)$$

$$K_{\mu} = 0,4 \quad (2.117)$$

$$x = 0,12 \quad (2.118)$$

A densidade de fluxo não pode ser maior que a densidade de saturação do material. No caso do ferrite, a densidade de saturação é ($B_{\text{sat}} = 0,3 \text{ T}$). Adota-se então:

$$B_{\text{max}} = 0,3 \text{ T} \quad (2.119)$$

Considerando o fator de ocupação $K_w=0,7$ e a densidade de corrente máxima $J_{\text{max}}=450 \text{ A/cm}^2$, o produto da seção transversal do núcleo (A_e) pela área da janela (A_w), é determinado por:

$$A_e A_w \cong \frac{L \cdot I_{\text{max}} \cdot I \cdot 10^4}{J_{\text{max}} \cdot K_w \cdot B_{\text{max}}} \cong 5 \text{ cm}^4 \quad (2.120)$$

Portanto foi utilizado o núcleo EE 42/21/20 cujos valores de A_p , l_e e A_e são:

$$A_p = 6,4 \text{ cm}^4 \quad (2.121)$$

$$A_e = 2,4 \text{ cm}^2 \quad (2.122)$$

$$l_e = 9,7 \text{ cm} \quad (2.123)$$

O fator de indutância A_l é obtido por:

$$A_l = \frac{A_e^2 \cdot B_{\text{max}}^2}{2 \cdot E} \cong 9,5 \eta \text{ H} / \text{esp}^2 \quad (2.124)$$

Considerando $\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$, a permeabilidade efetiva do núcleo com entreferro μ_e é determinada através de:

$$\mu_e = \frac{A_l \cdot l_e}{\mu_o \cdot A_e} = 31 \quad (2.125)$$

O número de espiras é obtido por:

$$N = \frac{L \cdot I_{pk} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{\text{max}}} \cong 378 \quad (2.126)$$

O comprimento do entreferro l_g é obtido por:

$$l_g = \frac{l_e}{\mu_e} \cong 2mm \quad (2.127)$$

A área de cobre é obtida por:

$$A_{cu} = \frac{I_{L1}}{J_{max}} \cong 0,0038cm^2 \quad (2.128)$$

Sendo assim, a bitola do fio a ser utilizado é de 20 AWG.

2.7.2 - Dimensionamento do Indutor L_2

De acordo com (2.19) o valor da corrente média no indutor L_2 é:

$$I_{L2md} = I_o = 350mA \quad (2.129)$$

A corrente máxima no indutor L_2 é obtida por:

$$I_{L2max} = I_{L2md} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} = 368mA \quad (2.130)$$

Considerando a máxima tensão, o valor do indutor L_2 pode ser obtido por:

$$L_2 = \frac{V_o}{\Delta I_{L2}} (1 - D_{min}) T \cong 11mH \quad (2.131)$$

A energia armazenada no indutor L_2 é obtida por:

$$E = \frac{1}{2} L_2 \cdot I_{L2max}^2 \cong 787\mu J \quad (2.132)$$

Considerando o fator de ocupação $K_w=0,7$ e a densidade de corrente máxima $J_{max}=450A/cm^2$, o produto da seção transversal do núcleo (A_e) pela área da janela (A_w), é determinado por:

$$A_e A_w \cong \frac{L \cdot I_{max} \cdot I \cdot 10^4}{J_{max} \cdot K_w \cdot B_{max}} \cong 0,16cm^4 \quad (2.133)$$

Portanto foi utilizado o núcleo EE 25/10/5 cujos valores de A_p , l_e e A_e são respectivamente:

$$A_p = 0,29cm^4 \quad (2.134)$$

$$A_e = 0,34cm^2 \quad (2.135)$$

$$l_e = 4,9cm \quad (2.136)$$

O fator de indutância A_l é obtido por:

$$Al = \frac{A_e^2 \cdot B_{\max}^2}{2 \cdot E} = 6,67H / esp^2 \quad (2.137)$$

Considerando $\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7} H / m$, a permeabilidade efetiva do núcleo com entreferro μ_e é determinada através de:

$$\mu_e = \frac{A_l \cdot l_e}{\mu_o \cdot A_e} = 76 \quad (2.138)$$

O número de espiras é obtido por:

$$N = \frac{L \cdot I_{pk} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{\max}} \cong 419 \quad (2.139)$$

O comprimento do entreferro l_g é obtido por:

$$l_g = \frac{l_e}{\mu_e} \cong 0,6mm \quad (2.140)$$

A área de cobre é obtida por:

$$A_{cu} = \frac{I_{L1}}{J_{\max}} \cong 0,00078cm^2 \quad (2.141)$$

Sendo assim, a bitola do fio a ser utilizado é de 28 AWG.

2.7.3 - Dimensionamento do Capacitor C_2

Considerando a mínima tensão de entrada, de acordo com (2.24), a tensão média no capacitor C_2 pode ser obtida por:

$$V_{C2md1} = V_{i\min} = 12V \quad (2.142)$$

O valor do capacitor C_2 pode ser obtido por:

$$C_2 = \frac{I_{L2} D_{\max}}{0,2 V_{C2md1} f_s} = 1,17 \mu F \quad (2.143)$$

Considerando a máxima tensão de entrada, de acordo com (2.24), a tensão média no capacitor C_2 pode ser obtida por:

$$V_{C2md2} = V_{i\max} = 340V \quad (2.144)$$

O valor da tensão máxima no capacitor C_2 pode ser obtido por:

$$V_{C2\max} = V_{C2md2} + \frac{\Delta V_{C2}}{2} \cong 374V \quad (2.145)$$

2.7.4 - Dimensionamento do Capacitor C_3

O valor da tensão máxima no capacitor C_3 pode ser obtido por:

$$V_{C3\max} = V_o + \frac{\Delta V_{C3}}{2} \cong 47V \quad (2.146)$$

O valor do capacitor C_3 pode ser obtido por:

$$C_3 = \frac{I_o D_{\max} T}{\Delta V_o} = 1,4 \mu F \quad (2.147)$$

2.7.5 - Dimensionamento dos Semicondutores

A corrente média no MOSFET S é determinada por:

$$I_{Smd} = (I_{L1md1} + I_{L2md1}) D = 1,64A \quad (2.148)$$

A corrente máxima no MOSFET S é determinada por:

$$I_{S\max} = I_{L1\max} + I_{L2\max} \cong 2,1A \quad (2.149)$$

A tensão máxima aplicada ao MOSFET S é obtida por:

$$V_{S\max} = V_{i\max} + V_{o\max} \cong 387V \quad (2.150)$$

A corrente média no diodo D é determinada por:

$$I_{Dmd} = I_{Smd} \cong 1,64A \quad (2.151)$$

A corrente máxima no diodo D é determinada por:

$$I_{D\max} = I_{S\max} \cong 2,1A \quad (2.152)$$

A tensão reversa máxima aplicada ao diodo D é obtida por:

$$V_{DR\max} = V_{i\max} + V_{o\max} \cong 387V \quad (2.153)$$

Sendo assim, por motivo de disponibilidade em estoque optou-se por utilizar o diodo HFA08TB60 e o MOSFET IRF840.

2.8 - Sistema de Controle

A estratégia utilizada é baseada no controle digital da corrente média nos LEDs, onde a resposta do sistema é melhorada com a utilização de um controlador PI. O algoritmo do controlador foi implementado por um micro-controlador PIC16F819 da Microchip®, cujas características podem ser observadas no anexo A. O apêndice A mostra o fluxograma do algoritmo de controle, onde um sinal da corrente nos LEDs é aplicado à uma das entradas A/D do microcontrolador, onde o mesmo executa uma rotina para calcular o valor médio de 20 amostras da corrente nos LEDs e posteriormente atualiza a razão cíclica D da chave S através do cálculo do valor atual do controlador PI dado pela equação (2.158).

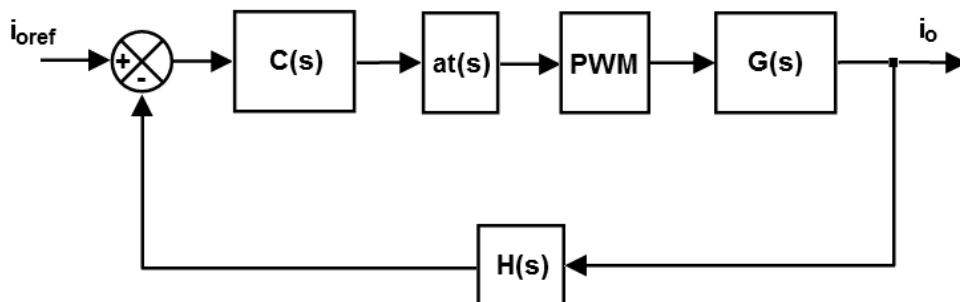


Figura 2.7 – Diagrama de blocos do sistema de controle.

A figura 2.7 mostra o diagrama de blocos do sistema de controle contínuo equivalente ao sistema de controle discreto, onde $H(s)$ é a função de transferência do bloco formado pelo

circuito sensor de corrente mais o filtro *anti aliasing*, $G(s)$ é a função de transferência do conversor, PWM é ganho do modulador e $C(s)$ é a função de transferência do controlador PI representada por:

$$C(s) = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (2.154)$$

Discretizando (2.154) através do método de integração de Euler Backward, tem-se:

$$C(z) = K_p + K_i T_s \frac{z}{(z-1)} \quad (2.155)$$

De acordo com [58], o diagrama de blocos correspondente a (2.155) pode ser observado na figura 2.8, sendo que o algoritmo do mesmo é dado pelas equações (2.156), (2.157) e (2.158).

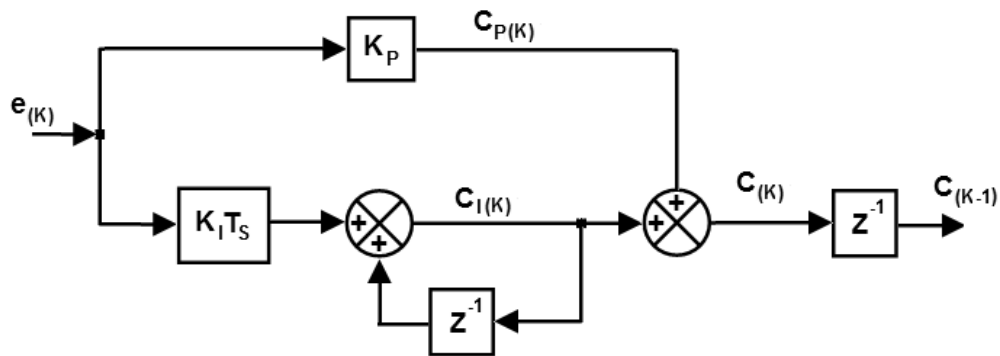


Figura 2.8 – Diagrama de blocos do controlador PI digital.

$$C_{P(k)} = K_P \cdot e_{(k)} \quad (2.156)$$

$$C_{I(k)} = K_I \cdot T_S \cdot e_{(k)} + C_{I(k-1)} \quad (2.157)$$

$$C_{(k)} = C_{P(k)} + C_{I(k)} + C_{(k-1)} \quad (2.158)$$

onde:

K_p = Ganho proporcional;

K_i = Ganho integral;

$e_{(k)}$ = Erro atual;

$e_{(k-1)}$ = Erro anterior;

$C_{P(k)}$ = Controlador Proporcional atual;

$C_{I(k)}$ = Controlador Integral atual;

$C_{I(k-1)}$ = Controlador Integral anterior;

$C_{(k)}$ = Controlador PI atual;

T_s = Período de amostragem.

O valor atualizado do controlador é fornecido através do pino CCP1 do módulo PWM do microcontrolador.

A função de transferência do PWM é representada por:

$$PWM(s) = \frac{1}{V_p} \quad (2.159)$$

onde V_p é a tensão de pico do modulador triangular.

A função de transferência do atraso é representada por:

$$at(s) = e^{-std} \quad (2.160)$$

onde td é a soma do tempo de amostragem com o tempo de atraso computacional. Utilizando a aproximação de Padé de primeira ordem e considerando $V_p=5V$ e $td=500\mu s$, (2.160) é representada por:

$$at(s) = \left(\frac{1 - 250 \cdot 10^{-6} s}{1 + 250 \cdot 10^{-6} s} \right) \quad (2.161)$$

Para evitar o fenômeno de *aliasing*, foi utilizado um filtro passa baixa com frequência de corte igual a metade da frequência de amostragem.

Considerando a frequência de amostragem igual a 2kHz e o ganho do sensor de corrente igual a 5,7, a função de transferência $H(s)$ pode ser representada por:

$$H(s) = \frac{35796}{s + 6280} \quad (2.162)$$

2.8.1 - Determinação de C(s) para Vi=311Vdc

Considerando os parâmetros do conversor SEPIC já dimensionados anteriormente e expostos na tabela 2.3 e D=0,13, obtém-se:

$$G_{di}(S) = \frac{-6,2 \cdot 10^{-11} S^3 + 7,8 \cdot 10^{-6} S^2 - 7,3 \cdot 10^{-4} S + 311}{3,5 \cdot 10^{-15} S^4 + 1,5 \cdot 10^{-10} S^3 + 4,8 \cdot 10^{-7} S^2 + 8,6 \cdot 10^{-3} S + 11,3} \quad (2.163)$$

Tabela 2.3 – Parâmetros do Conversor SEPIC.

Parâmetros	Símbolo	Valor
Indutor L ₁	L ₁	14mH
Indutor L ₂	L ₂	11mH
Capacitor C ₂	C ₂	1μF
Capacitor C ₃	C ₃	1,5μF
Corrente de Saída	I _o	0,35
Resistência do Sensor	R _S	1 ohm
Resistência Dinâmica dos LEDs	R _D	14 ohm

Com o uso da ferramenta *SISO Design* do software Matlab[®] executado através do comando *rltool*, foram dimensionados automaticamente os parâmetros do controlador PI, a partir da consideração de alguns parâmetros aceitáveis para a resposta do sistema em malha fechada, tais como, máximo sobre sinal, máximo tempo de subida e máximo tempo de acomodação.

Como o objetivo do controlador PI é atuar na redução o erro de estado estacionário, o mesmo foi dimensionado considerando uma faixa aceitável de aumento do tempo de acomodação e do sobre sinal. A resposta ao degrau unitário da função de transferência em malha aberta do sistema não compensado (FTMA) para V_i=311V é mostrada na figura 2.9, onde um tempo de acomodação de 4,4ms pode ser observado.

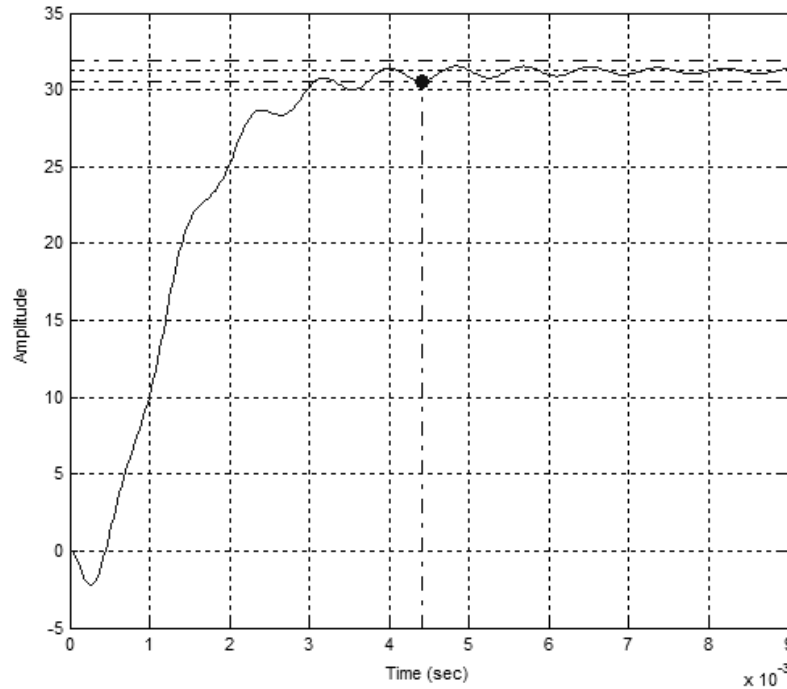


Figura 2.9 – Resposta ao degrau unitário de FTMA(s) para $V_i=311V$.

Sendo assim, para o dimensionamento de $C(s)$, foram considerados um tempo de acomodação máximo de 8ms e um sobre sinal máximo de 10%. Após a sintonia automática dos ganhos K_p e K_i , a função de transferência $C(s)$ para $V_i=311V$ é representada pela equação (2.164).

$$C(S) = \frac{0,0245S + 28,175}{S} \quad (2.164)$$

Assim, a função de transferência do sistema a malha fechada é representada pela equação (2.165) e a resposta do mesmo ao degrau unitário é mostrada pela figura 2.10, onde um tempo de acomodação de 5,4ms e um sobre sinal de 10% podem ser observados.

$$T(S) = \frac{1,09 \cdot 10^{-8} S^5 - 1,4 \cdot 10^{-3} S^4 + 3,96 S^3 - 4,86 \cdot 10^4 S^2 + 1,55 \cdot 10^8 S + 2,51 \cdot 10^{11}}{3,46 \cdot 10^{-15} S^7 + 1,9 \cdot 10^{-10} S^6 + 2,16 \cdot 10^{-6} S^5 + 0,016 S^4 + 115 S^3 + 2,83 \cdot 10^5 S^2 + 4,4 \cdot 10^8 S + 2,51 \cdot 10^{11}} \quad (2.165)$$

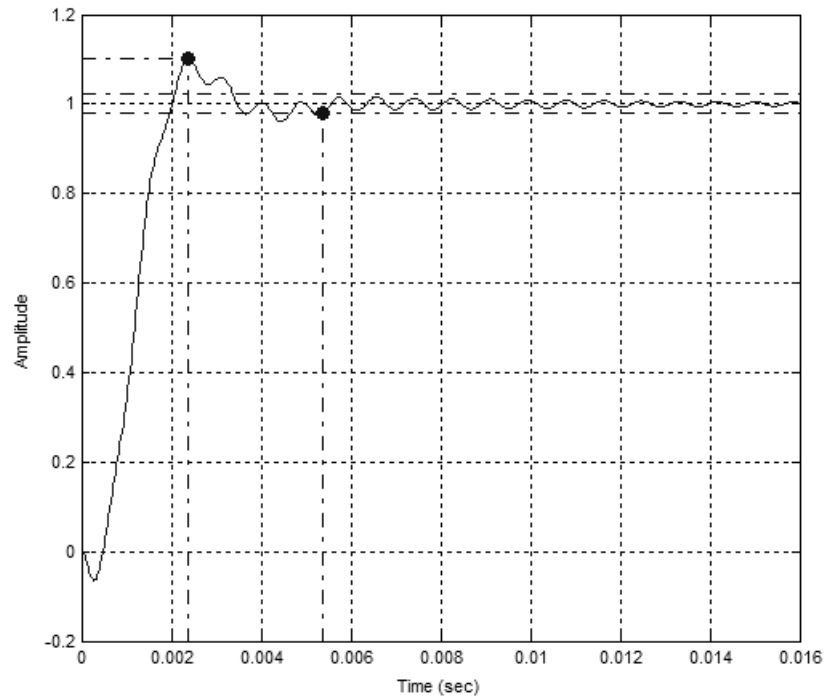


Figura 2.10 – Resposta ao degrau unitário de T(s) para $V_i=311V$.

2.8.2 - Determinação de C(s) para $V_i=178V_{dc}$

Considerando os parâmetros da tabela 2.3 e $D=0,21$, tem-se:

$$G_{di}(S) = \frac{-6,8 \cdot 10^{-11} S^3 + 4,4 \cdot 10^{-6} S^2 - 1,3 \cdot 10^{-3} S + 178}{3,5 \cdot 10^{-15} S^4 + 1,5 \cdot 10^{-10} S^3 + 4 \cdot 10^{-7} S^2 + 7,5 \cdot 10^{-3} S + 9,4} \quad (2.166)$$

Adotando-se os mesmos procedimentos do item 2.8.1, a resposta ao degrau unitário da função de transferência em malha aberta do sistema não compensado para $V_i=178V$ é mostrada na figura 2.11, onde um tempo de acomodação de 4,1ms pode ser observado.

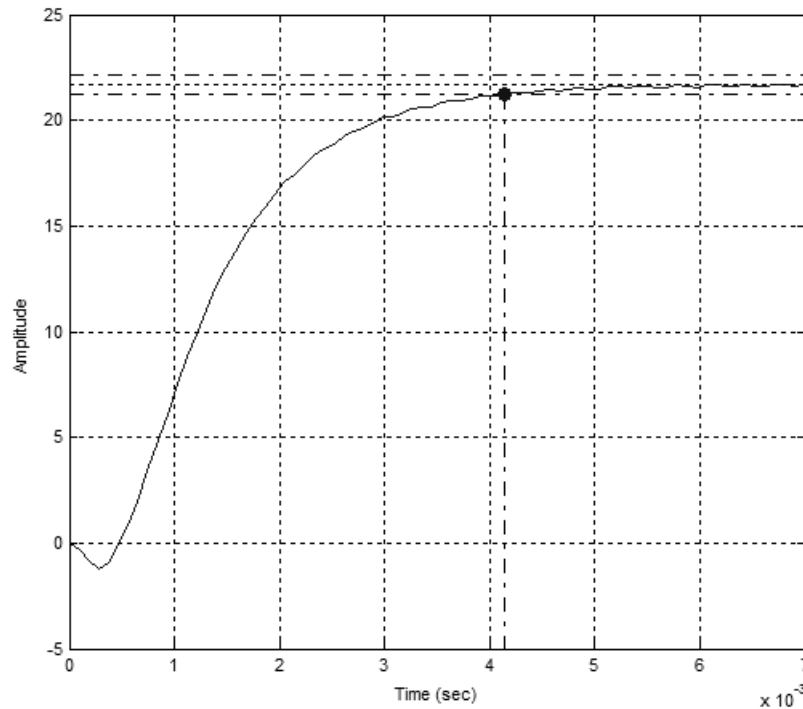


Figura 2.11 – Resposta ao degrau unitário de FTMA(s) para $V_i=178V$.

Sendo assim, para o dimensionamento de $C(s)$, foram considerados um tempo de acomodação máximo de 8ms e um sobre sinal máximo de 10%. Após a sintonia automática dos ganhos K_p e K_i , a função de transferência $C(s)$ para $V_i=178V$ é representada pela equação (2.167).

$$C(s) = \frac{0,0446S + 41,88}{S} \quad (2.167)$$

Assim, a função de transferência do sistema a malha fechada é representada pela equação (2.168) e a resposta do mesmo ao degrau unitário é mostrada pela figura 2.12, onde um tempo de acomodação de 4,9ms e um sobre sinal de 10% podem ser observados.

$$T(S) = \frac{2,18 \cdot 10^{-8} S^5 - 1,49 \cdot 10^{-3} S^4 + 4,68 S^3 - 5,28 \cdot 10^4 S^2 + 1,72 \cdot 10^8 S + 2,13 \cdot 10^{11}}{3,46 \cdot 10^{-15} S^7 + 1,9 \cdot 10^{-10} S^6 + 2,1 \cdot 10^{-6} S^5 + 0,014 S^4 + 101 S^3 + 2,3 \cdot 10^5 S^2 + 4,08 \cdot 10^8 S + 2,13 \cdot 10^{11}} \quad (2.168)$$

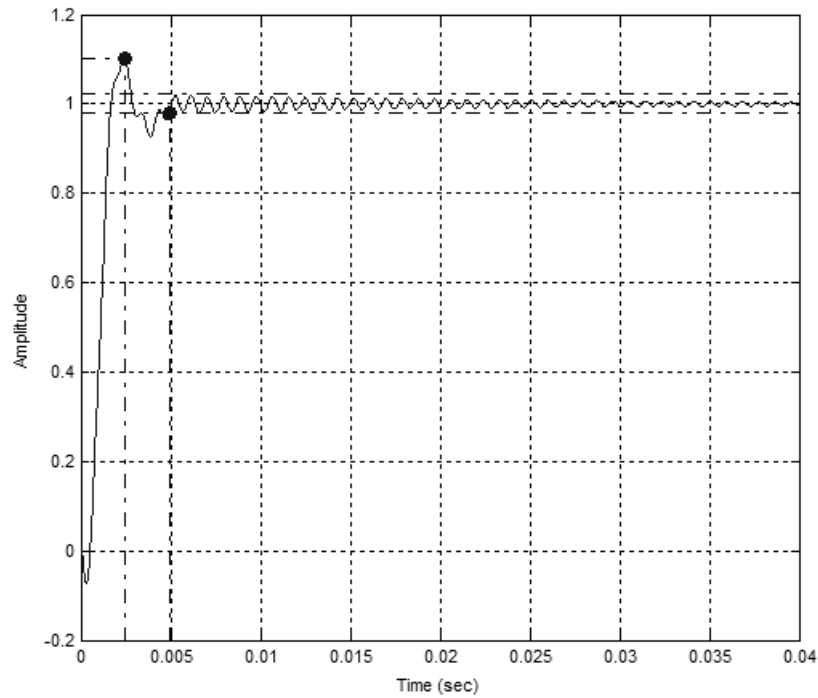


Figura 2.12 – Resposta ao degrau unitário de T(s) para $V_i=178V$.

2.8.3 - Determinação de C(s) para $V_i=12Vdc$

Considerando os parâmetros da tabela 2.3 e $D=0,79$, obtém-se:

$$G_{di}(S) = \frac{-2,6 \cdot 10^{-11} S^3 + 3 \cdot 10^{-7} S^2 - 0,018 S + 12}{3,5 \cdot 10^{-15} S^4 + 1,5 \cdot 10^{-10} S^3 + 2,2 \cdot 10^{-7} S^2 + 9,2 \cdot 10^{-3} S + 0,66} \quad (2.169)$$

Adotando-se os mesmos procedimentos do item 2.8.1, a resposta ao degrau unitário da função de transferência em malha aberta do sistema não compensado para $V_i=12V$ é mostrada na figura 2.13, onde um tempo de acomodação de 59ms pode ser observado.

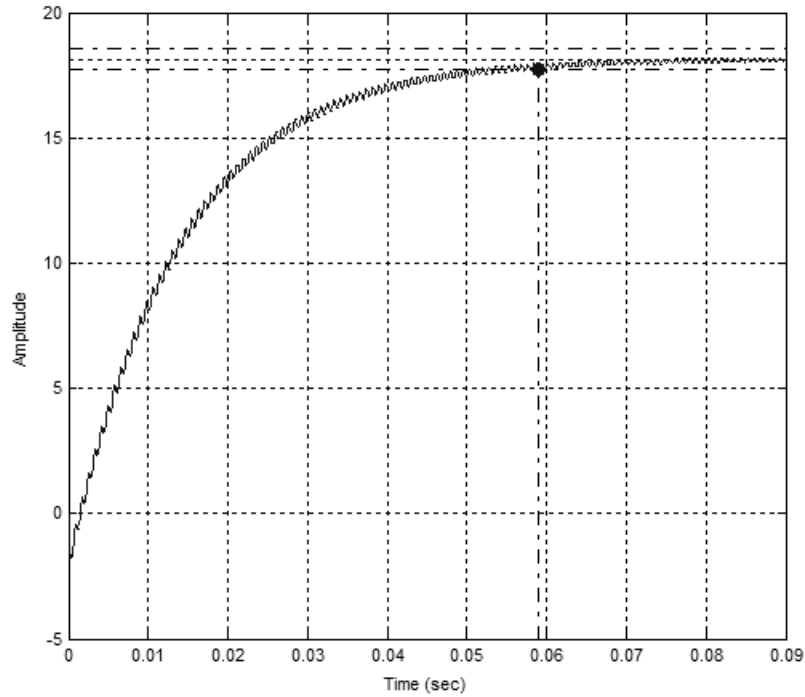


Figura 2.13 – Resposta ao degrau unitário de FTMA(s) para $V_i=12V$.

Sendo assim, para o dimensionamento de $C(s)$, foram considerados um tempo de acomodação máximo de 100ms e um sobre sinal máximo de 10%. Após a sintonia automática dos ganhos K_p e K_i , a função de transferência $C(s)$ para $V_i=12V$ é representada pela equação (2.170).

$$C(s) = \frac{0,0196S + 3,724}{S} \quad (2.170)$$

Assim, a função de transferência do sistema a malha fechada é representada pela equação (2.171) e a resposta do mesmo ao degrau unitário é mostrada pela figura 2.14, onde um tempo de acomodação de 74,3ms e um sobre sinal de 10% podem ser observados.

$$T(S) = \frac{3,6 \cdot 10^{-8} S^5 - 17,9 \cdot 10^{-5} S^4 + 2,7 S^3 - 1,61 \cdot 10^4 S^2 + 4,45 \cdot 10^6 S + 1,3 \cdot 10^9}{3,46 \cdot 10^{-15} S^7 + 1,9 \cdot 10^{-10} S^6 + 1,9 \cdot 10^{-6} S^5 + 0,015 S^4 + 104 S^3 + 2,3 \cdot 10^5 S^2 + 2,1 \cdot 10^7 S + 1,3 \cdot 10^9} \quad (2.171)$$

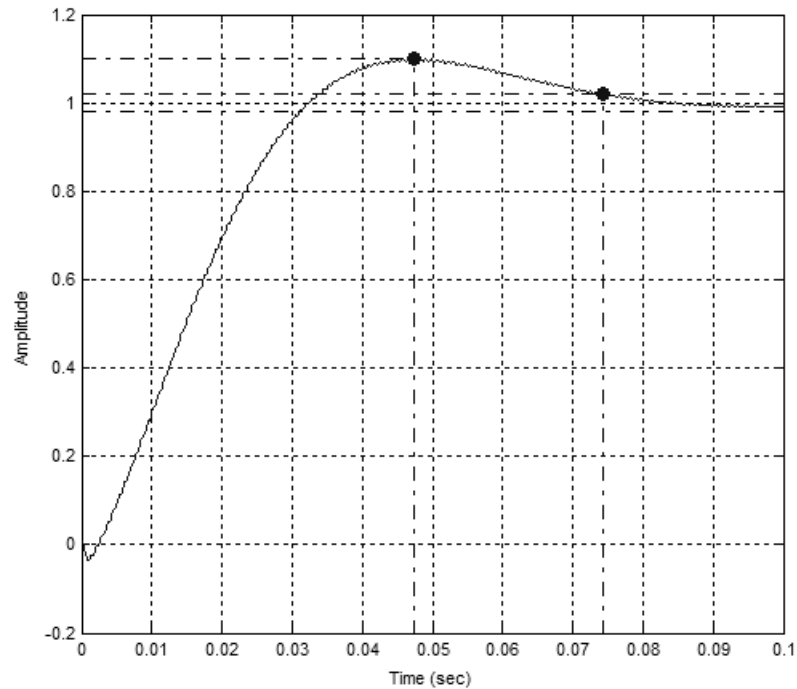


Figura 2.14 – Resposta ao degrau unitário de T(s) para $V_i=12V$.

2.9 - Simulação e Resultados Experimentais

O desempenho do circuito de acionamento dos LEDs utilizando o conversor SEPIC com o controle da corrente é comprovado através de simulação e do funcionamento de um protótipo construído de acordo com os parâmetros já mostrados na tabela 2.3.

A figura 2.15 mostra o diagrama de blocos do sistema de controle simulado no ambiente Simulink do Matlab[®], considerando uma perturbação na tensão de entrada V_i sendo que a ação do controlador $C(s)$ é limitada para operar na faixa de 0 a 0,9.

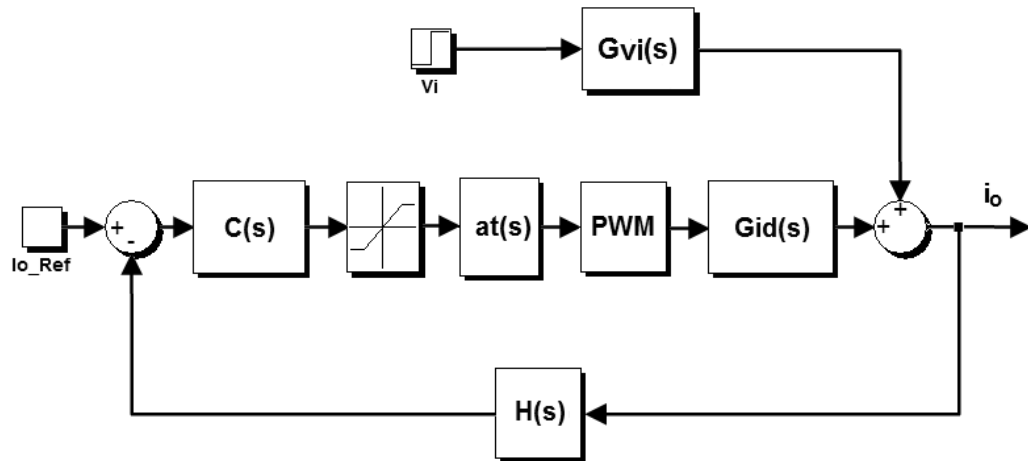


Figura 2.15 – Sistema de Control Simulado.

As funções de transferência $G_{vi}(s)$ para cada um dos três níveis de tensão de entrada V_i são representadas pelas equações (2.172), (2.173) e (2.174):

- Para $V_i = 311V$:

$$G_{vi}(S) = \frac{9,57 \cdot 10^{-9} S^2 + 0,1131}{3,46 \cdot 10^{-15} S^4 + 1,54 \cdot 10^{-10} S^3 + 4,76 \cdot 10^{-7} S^2 + 8,56 \cdot 10^{-3} S + 11,35} \quad (2.172)$$

- Para $V_i = 178V$:

$$G_{vi}(S) = \frac{8,7 \cdot 10^{-9} S^2 + 0,1659}{3,46 \cdot 10^{-15} S^4 + 1,54 \cdot 10^{-10} S^3 + 4 \cdot 10^{-7} S^2 + 7,5 \cdot 10^{-3} S + 9,36} \quad (2.173)$$

- Para $V_i = 12V$:

$$G_{vi}(S) = \frac{2,3 \cdot 10^{-9} S^2 + 0,1659}{3,46 \cdot 10^{-15} S^4 + 1,54 \cdot 10^{-10} S^3 + 2,2 \cdot 10^{-7} S^2 + 9,2 \cdot 10^{-3} S + 0,6615} \quad (2.174)$$

A figura 2.16 mostra o resultado da simulação do comportamento transitório da corrente nos LEDs para a tensão V_i variando de 311V para 340V.

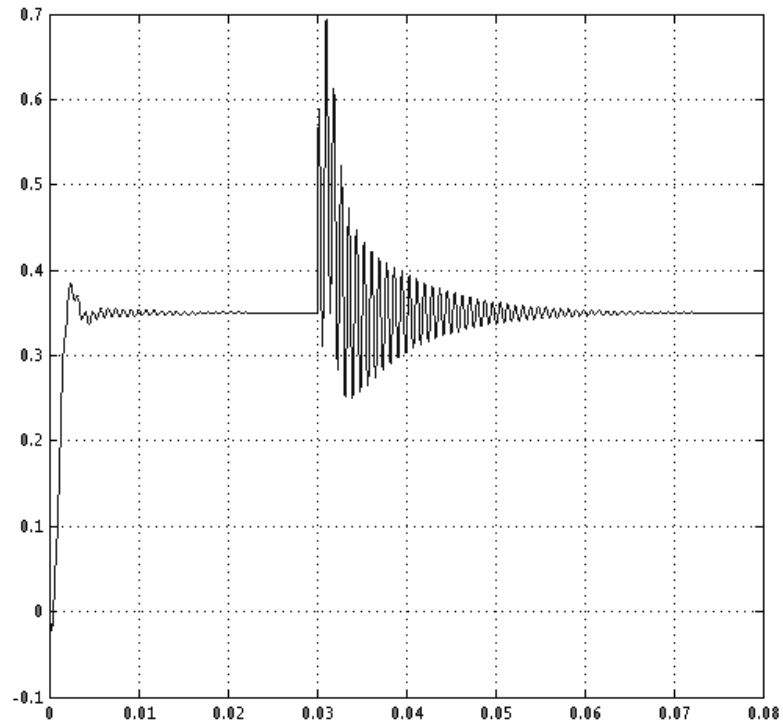


Figura 2.16 – Transitório da Corrente nos LEDs para $V_i=311\text{Vdc}$.

A figura 2.17 mostra o resultado da simulação do comportamento transitório da corrente nos LEDs para a tensão V_i variando de 178V para 196V.

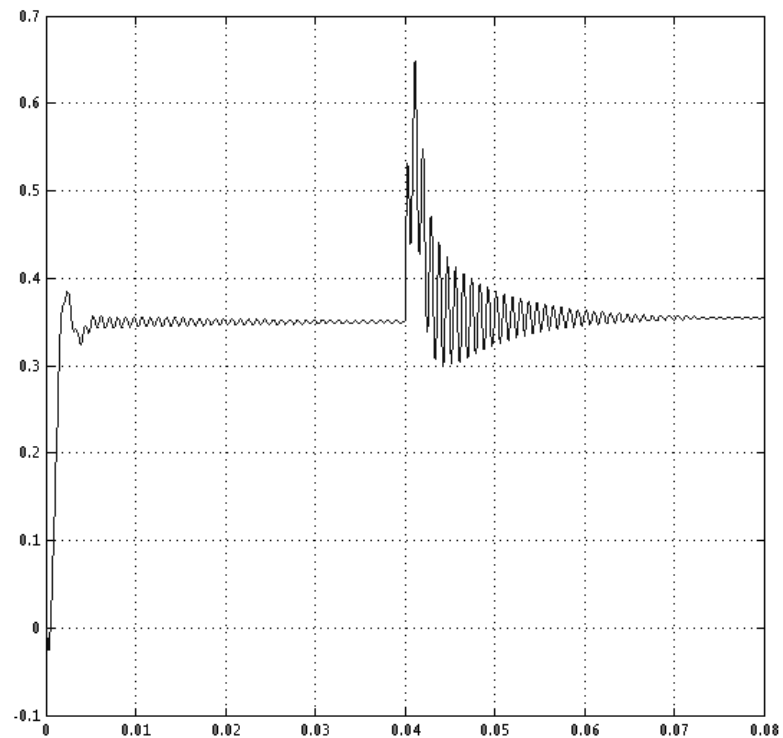


Figura 2.17 – Transitório da Corrente nos LEDs para para $V_i=178\text{Vdc}$.

A figura 2.18 mostra o resultado da simulação do comportamento transitório da corrente nos LEDs para a tensão V_i variando de 12V para 11V.

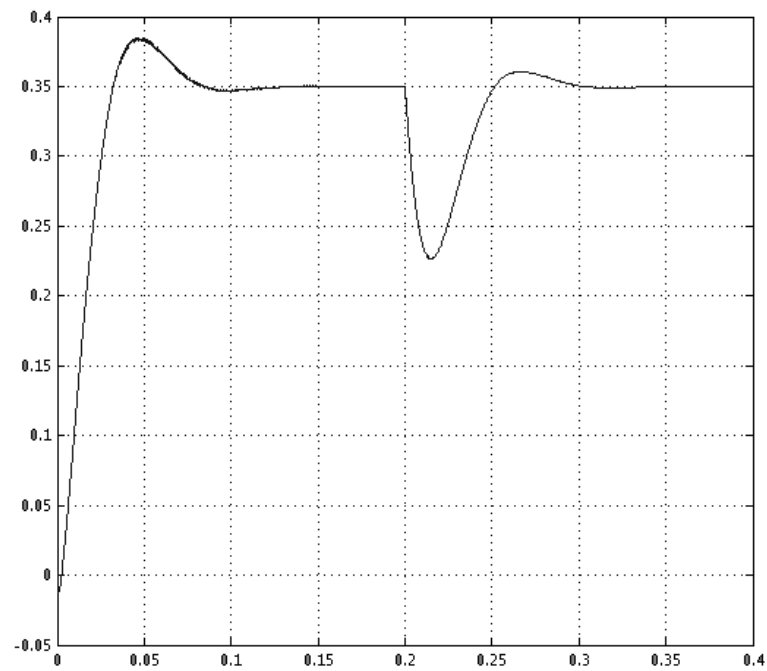


Figura 2.18 – Transitório da Corrente nos LEDs para $V_i=12V_{dc}$.

As figuras 2.19, 2.20 e 2.21 mostram as formas formas de onda experimentais da corrente I_o nos LEDs e da tensão V_{DS} entre dreno e fonte do MOSFET em regime permanente para as tensões de entrada de 311V, 178V e 12V respectivamente.

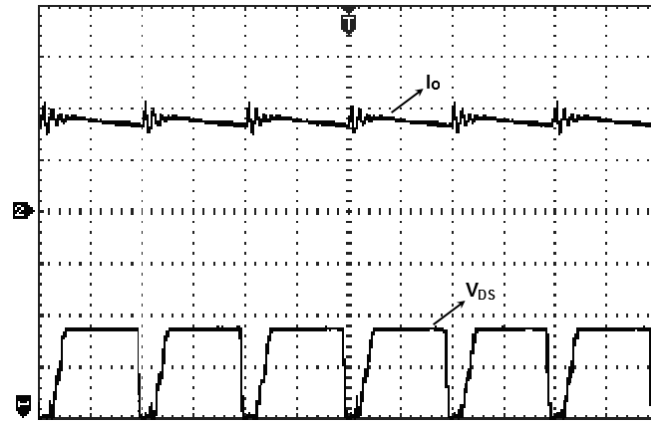


Figura 2.19 – Formas de onda para $V_i=311V_{DC}$ – Inferior: Tensão V_{DS} na chave 200V/div – Superior: Corrente nos LEDs 200mA/div, escala horizontal de 5µs/div.

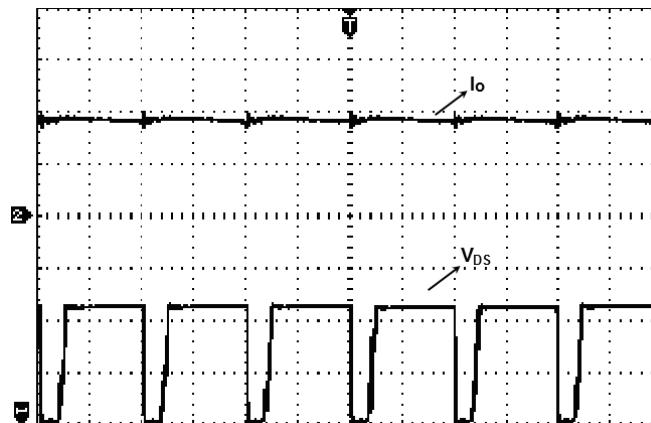


Figura 2.20 – Formas de onda para $V_i=178V_{DC}$ – Inferior: Tensão V_{DS} na chave 100V/div – Superior: Corrente nos LEDs 200mA/div, escala horizontal de 5µs/div.

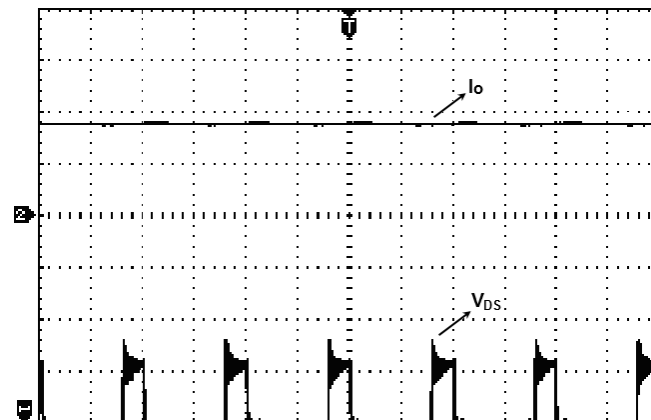


Figura 2.21 – Formas de onda para $V_i=12V_{DC}$ – Inferior: Tensão V_{DS} na chave 50V/div – Superior: Corrente nos LEDs 200mA/div, escala horizontal de 5µs/div.

2.10 - Considerações Finais

Neste capítulo foi apresentada uma análise quantitativa e qualitativa do conversor SEPIC operando no modo de condução contínua, aplicado no acionamento de uma lâmpada construída com 14 LEDs de luz branca de 1W a partir de uma alimentação universal, com controle digital da corrente média dos LEDs. Foi apresentada uma análise estática e também o dimensionamento dos componentes do conversor.

Com a análise dinâmica do sistema utilizando o método de espaço de estados médio, foi possível através do uso do Matlab[®] dimensionar os parâmetros do compensador PI para a posterior implementação de uma estratégia de controle da corrente média nos LEDs.

Foram apresentados resultados de simulação do comportamento transitório da corrente I_o , considerando uma perturbação na tensão de entrada V_i . Para uma variação de 30V para mais sobre $V_i=311V$, a corrente I_o atingiu um valor máximo de aproximadamente 700mA. Para uma variação de 16V para mais sobre $V_i=178V$, a corrente I_o atingiu um valor máximo de aproximadamente 650mA. Para uma variação de 1V para menos sobre $V_i=12V$, a corrente I_o atingiu um valor mínimo de aproximadamente 230mA.

Foram apresentados resultados experimentais mostrando que as formas de onda experimentais da tensão V_{DS} permitem a comprovação da equação (2.14) e das formas de onda teóricas apresentados anteriormente, assim como, as formas de onda experimentais da corrente I_o comprovam a atuação do conversor para a manutenção da mesma em um valor médio de aproximadamente 350mA com uma ondulação na faixa de 10%.

CAPÍTULO 3

Conversor ZETA

3.1 - Considerações Iniciais

O esquema simplificado do circuito de acionamento dos LEDs usando o conversor ZETA é mostrado na figura 3.1. De acordo com [59] e [60], o conversor ZETA é um dual do conversor SEPIC apresentando entrada com características de fonte de tensão e saída com características de fonte corrente.

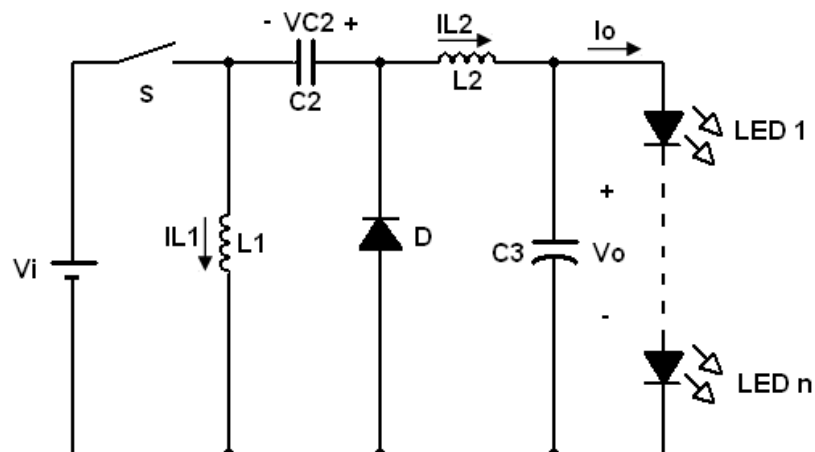


Figura 3.1 – Esquemático do Conversor ZETA.

3.2 - Princípio de Operação do Conversor ZETA

A operação do conversor ZETA em regime permanente no modo de condução contínua consta de dois estágios.

Primeiro estágio (t_0 , t_1) - A figura 3.2 mostra a operação do conversor durante o primeiro estágio onde a chave S está fechada enquanto o diodo D está aberto. Os indutores

armazenam energia proveniente da fonte e do capacitor C_2 enquanto o capacitor C_3 armazena energia.

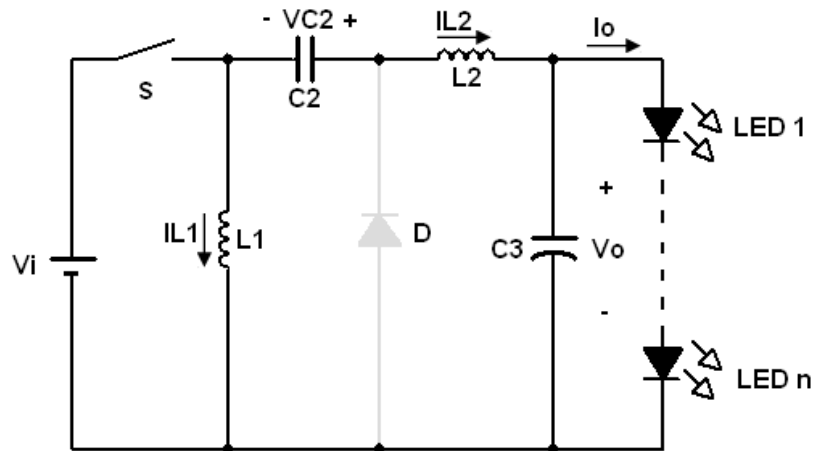


Figura 3.2 – Primeiro estágio de operação do conversor ZETA.

Segundo estágio (t_1 , t_2) - A figura 3.3 mostra a operação do conversor durante o segundo estágio onde a chave S está aberta e o diodo D conduzindo. Os indutores L_1 e L_2 transferem energia para os capacitores C_2 e C_3 .

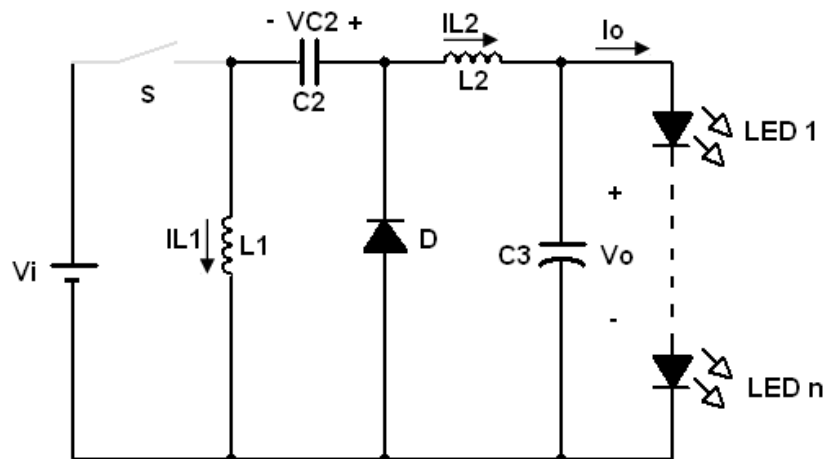


Figura 3.3 – Segundo estágio de operação do conversor ZETA.

3.3 - Formas de Onda Teóricas do Conversor ZETA

Na figura 3.4 pode-se observar as formas de onda teóricas do conversor ZETA operando no modo de condução contínua em regime permanente, onde as ondulações nas

tensões dos capacitores são desprezadas, assim como as tensões médias nos indutores são consideradas nulas.

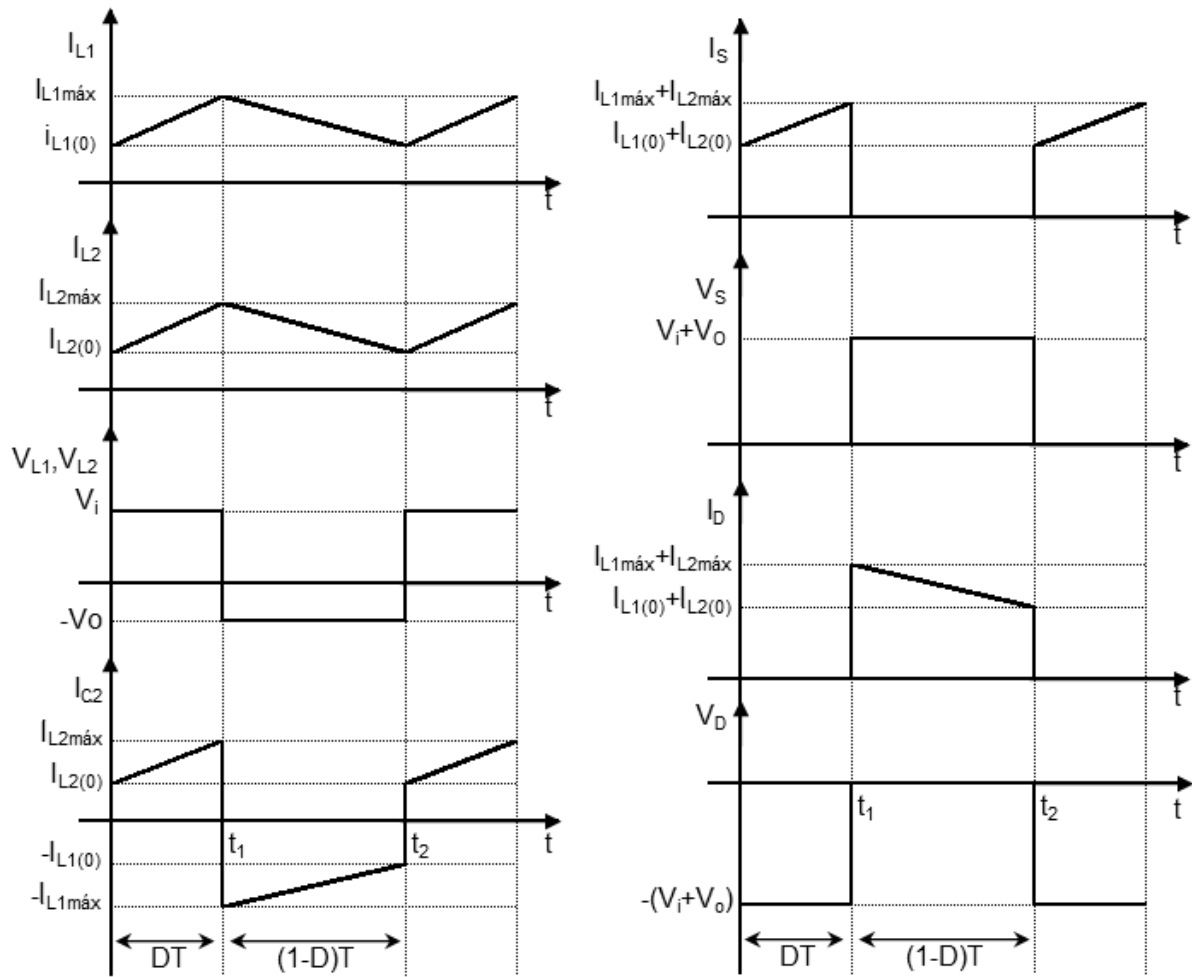


Figura 3.4 – Formas de onda teóricas conversor ZETA.

3.4 - Equacionamento Básico do Conversor ZETA

O equacionamento do conversor ZETA é baseado na análise dos estágios de operação, onde são feitas as seguintes considerações: $t_0 = 0$, $t_1 = DT$ e $t_2 = T$.

Primeiro estágio (t_0, t_1)

$$i_{L1}(t) = i_{L1(0)} + \frac{V_i}{L_1} t \quad (3.1)$$

$$i_{L2}(t) = i_{L2(0)} + \frac{V_i}{L_2} t \quad (3.2)$$

$$i_S(t) = \left(\frac{V_i}{L_1} + \frac{V_i}{L_2} \right) t + i_{L1(0)} + i_{L2(0)} \quad (3.3)$$

$$i_D(t) = 0 \quad (3.4)$$

$$i_{C2}(t) = i_{L2}(t) \quad (3.5)$$

$$V_S(t) = 0 \quad (3.6)$$

$$V_D(t) = -(V_i + V_o) \quad (3.7)$$

$$V_{L1}(t) = V_{L2}(t) = V_i \quad (3.8)$$

Segundo estágio (t1, t2)

$$i_{L1}(t) = -\frac{V_o}{L_1} (t - DT) + i_{L1(DT)} \quad (3.9)$$

$$i_{L2}(t) = -\frac{V_o}{L_2} (t - DT) + i_{L2(DT)} \quad (3.10)$$

$$i_S(t) = 0 \quad (3.11)$$

$$i_D(t) = -\left(\frac{V_o}{L_1} + \frac{V_o}{L_2} \right) (t - DT) + i_{L1(DT)} + i_{L2(DT)} \quad (3.12)$$

$$i_{C2}(t) = -i_{L1}(t) \quad (3.13)$$

$$V_S(t) = V_i + V_o \quad (3.14)$$

$$V_D(t) = 0 \quad (3.15)$$

$$V_{L1}(t) = V_{L2}(t) = -V_o \quad (3.16)$$

3.5 - Análise Estática do Conversor ZETA

Usando o princípio de que a corrente média através do capacitor C_2 em regime permanente é nula, a seguinte equação é válida.

$$I_{L2}DT = I_{L1}(1-D)T \quad (3.17)$$

Resolvendo-se (3.17) para I_{L1} , obtém-se:

$$I_{L1} = \frac{DI_{L2}}{(1-D)} \quad (3.18)$$

Do mesmo modo para o capacitor C_3 , obtém-se:

$$I_o = I_{L2} \quad (3.19)$$

Substituindo-se (3.19) em (3.18), obtém-se:

$$I_{L1} = \frac{I_o D}{(1-D)} \quad (3.20)$$

Sabendo que a tensão média sobre o indutor L_1 é nula, obtém-se:

$$V_i DT = V_{C2}(1-D)T \quad (3.21)$$

Resolvendo (3.21) para V_{C2} , obtém-se:

$$V_{C2} = \frac{DV_i}{(1-D)} \quad (3.22)$$

Aplicando o mesmo princípio ao indutor L_2 , obtém-se:

$$(V_i + V_{C2} - V_{C3})DT = V_{C3}(1-D)T \quad (3.23)$$

Resolvendo (3.23) para V_{C3} , obtém-se:

$$V_{C3} = D(V_{C2} + V_i) = V_o \quad (3.24)$$

Substituindo (3.22) em (3.24), obtém-se:

$$V_o = \frac{DV_i}{(1-D)} \quad (3.25)$$

Sendo assim, o ganho estático do conversor ZETA é determinado pela equação (3.26) e mostrado na figura 3.5.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{(1-D)} \quad (3.26)$$

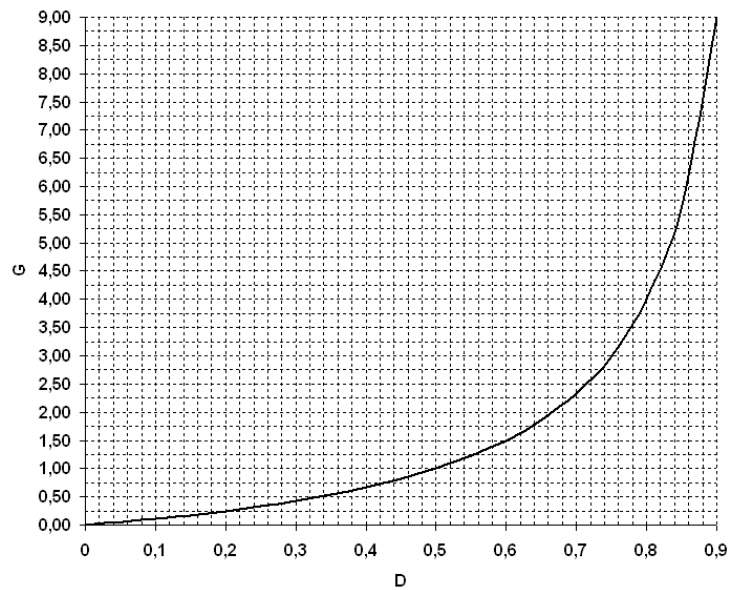


Figura 3.5 – Ganho estático do conversor ZETA.

3.6 - Análise Dinâmica do Conversor ZETA

Dois métodos diferentes de modelagem do conversor ZETA podem ser vistos em [61], [62], no entanto os métodos ou aplicações distinguem dos propostos neste trabalho.

3.6.1 - Modelo do Conversor ZETA

A figura 3.6 mostra o circuito equivalente do conversor ZETA utilizado para acionar o arranjo de LEDs representado pelo modelo equivalente formado pela tensão V_{FD} que é igual a somatória das tensões de polarização dos diodos em série com a respectiva resistência dinâmica equivalente R_D .

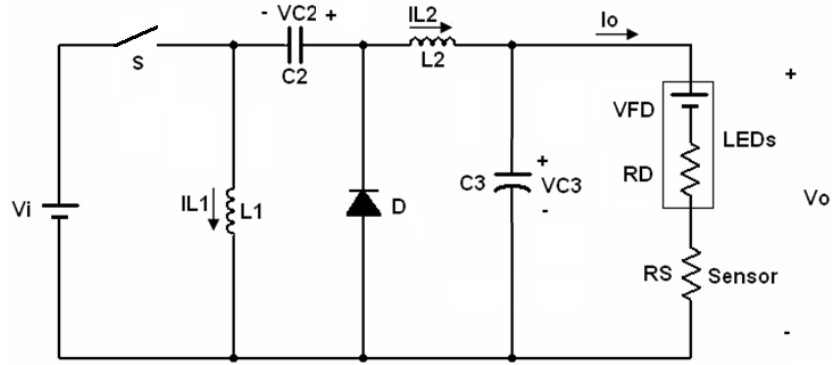


Figura 3.6 – Esquemático Simplificado do Conversor ZETA.

Considerando o conversor operando no modo de condução contínua em regime permanente como já exposto anteriormente, as equações de espaço de estados do conversor ZETA sobre um período de chaveamento podem ser escritas como a seguir:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{v_i}{L_1}d - \frac{v_{C2}}{L_1}(1-d) \quad (3.27)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{v_i + v_{C2} - v_{C3}}{L_2}d - \frac{v_{C3}}{L_2}(1-d) \quad (3.28)$$

$$\frac{dv_{C2}}{dt} = -\frac{i_{L2}}{C_2}d + \frac{i_{L1}}{C_2}(1-d) \quad (3.29)$$

$$\frac{dv_{C3}}{dt} = \frac{(i_{L2} - i_o)}{C_3}d + \frac{(i_{L2} - i_o)}{C_3}(1-d) \quad (3.30)$$

$$i_o = \frac{v_{C3} - V_{FD}}{(R_D + R_S)} \quad (3.31)$$

Inserindo as perturbações de pequenos sinais e considerando somente os termos de primeira ordem nas equações (3.27), (3.28), (3.29), (3.30) e (3.31), obtém-se:

$$\frac{d\tilde{i}_{L1}(t)}{dt} = -\frac{(1-D)}{L_1}\tilde{v}_{C2}(t) + \frac{D}{L_1}\tilde{v}_i(t) + \frac{V_i}{L_1(1-D)}\tilde{d}(t) \quad (3.32)$$

$$\frac{d\tilde{i}_{L2}(t)}{dt} = \frac{D}{L_2}\tilde{v}_{C2}(t) - \frac{1}{L_2}\tilde{v}_{C3}(t) + \frac{D}{L_2}\tilde{v}_i(t) + \frac{V_i}{L_2(1-D)}\tilde{d}(t) \quad (3.33)$$

$$\frac{d \tilde{v}_{C2}(t)}{dt} = \frac{(1-D)}{C_2} \tilde{i}_{L1}(t) - \frac{D}{C_2} \tilde{i}_{L2}(t) - \frac{I_o}{C_2(1-D)} \tilde{d}(t) \quad (3.34)$$

$$\frac{d \tilde{v}_{C3}(t)}{dt} = \frac{1}{C_3} \tilde{i}_{L2}(t) - \frac{1}{C_3(R_D + R_S)} \tilde{v}_{C3}(t) \quad (3.35)$$

$$\tilde{i}_o(t) = \frac{1}{(R_D + R_S)} \tilde{v}_{C3}(t) \quad (3.36)$$

A forma matricial das equações de espaço de estados do conversor ZETA está de acordo com (2.61), (2.62), (2.63), (2.64), (2.65), (2.66), (2.67) e (2.68).

sendo que:

$$X_1 = 0 \quad (3.37)$$

$$X_2 = X_4 = 0 \quad (3.38)$$

$$X_3 = -\frac{(1-D)}{L_1} \quad (3.39)$$

$$X_5 = \frac{D}{L_1} \quad (3.40)$$

$$X_6 = \frac{V_i}{L_1(1-D)} \quad (3.41)$$

$$Y_1 = 0 \quad (3.42)$$

$$Y_2 = 0 \quad (3.43)$$

$$Y_3 = \frac{D}{L_2} \quad (3.44)$$

$$Y_4 = -\frac{1}{L_2} \quad (3.45)$$

$$Y_5 = \frac{D}{L_2} \quad (3.46)$$

$$Y_6 = \frac{V_i}{L_2(1-D)} \quad (3.47)$$

$$Z_1 = \frac{(1-D)}{C_2} \quad (3.48)$$

$$Z_2 = -\frac{D}{C_2} \quad (3.49)$$

$$Z_3 = Z_4 = Z_5 = 0 \quad (3.50)$$

$$Z_6 = -\frac{I_o}{C_2(1-D)} \quad (3.51)$$

$$W_1 = 0 \quad (3.52)$$

$$W_2 = \frac{1}{C_3} \quad (3.53)$$

$$W_3 = W_5 = W_6 = 0 \quad (3.54)$$

$$W_4 = -\frac{1}{C_3(R_D + R_S)} \quad (3.55)$$

$$K_1 = 0 \quad (3.56)$$

$$K_2 = 0 \quad (3.57)$$

$$K_3 = K_5 = K_6 = 0 \quad (3.58)$$

$$K_4 = \frac{1}{(R_D + R_S)} \quad (3.59)$$

A função de transferência $\frac{\tilde{i}_o(S)}{\tilde{d}(S)}$ pode ser obtida resolvendo-se (2.94) com a

substituição dos coeficientes de X, Y, Z, W e K definidos por (3.37) a (3.59).

Assim:

$$\frac{\tilde{i}_o(S)}{\tilde{d}(S)} = \frac{a_1 S^2 + b_1 S + c_1}{a_2 S^4 + b_2 S^3 + c_2 S^2 + d_2 S + e_2} \quad (3.60)$$

onde

$$a_1 = \frac{C_2 L_1 V_i}{(1-D)} \quad (3.61)$$

$$b_1 = -\frac{I_o L_1 D}{(1-D)} \quad (3.62)$$

$$c_1 = V_i \quad (3.63)$$

$$a_2 = C_2 C_3 L_1 L_2 (R_D + R_S) \quad (3.64)$$

$$b_2 = C_2 L_1 (L_2 + C_3 (R_D + R_S)) \quad (3.65)$$

$$c_2 = (C_3 L_2 (D-1)^2 + C_3 L_1 D^2) (L_1 (C_2 + C_3 R_S D^2) + L_2 C_3 R_S (D-1)^2 + R_D) \quad (3.66)$$

$$d_2 = R_D C_3 (D-1)^2 + (L_2 (D-1)^2 + L_1 D^2 + C_3 R_S (D-1)^2) \quad (3.67)$$

$$e_2 = (D-1)^2 \quad (3.68)$$

3.7 - Projeto do Conversor ZETA

As especificações de projeto para o conversor ZETA operando no modo de condução contínua em regime permanente são apresentadas na tabela 3.1 e a lâmpada a LED a ser acionada pelo conversor ZETA é a mesma utilizada no caso do conversor SEPIC no capítulo 2.

Tabela 3.1 – Especificações do Conversor ZETA.

Parâmetros	Símbolo	Valor
Tensão máxima na entrada	V_{imax}	340 V
Tensão mínima na entrada	V_{imin}	12 V
Potência de Saída	P_o	16 W

Tensão na Saída	V_o	46,2 V
Corrente na Saída	I_o	350 mA
Ondulação da corrente no Indutor L_1	ΔI_{L1}	I_{L1}
Ondulação da corrente no Indutor L_2	ΔI_{L2}	35mA
Ondulação da tensão no capacitor C_2	ΔV_{C2}	0,2.V _{C2}
Ondulação da tensão no capacitor C_3	ΔV_{C3}	2 V
Frequência de chaveamento	f_s	100 kHz
Rendimento	η	0,8
Potência de Entrada	P_i	20 W

3.7.1 - Dimensionamento do Indutor L_1

Considerando a mínima tensão na entrada, a corrente média na entrada é obtida por:

$$I_{Smd1} = \frac{P_i}{V_{i\min}} \cong 1,7 A \quad (3.69)$$

De acordo com (3.28), obtém-se:

$$D_{\max} \cong 0,8 \quad (3.70)$$

De acordo com (3.19), a corrente média no indutor L_1 é obtida por:

$$I_{L1md1} = DI_{Smd} = 1,36 A \quad (3.71)$$

A corrente máxima no indutor L_1 é obtida por:

$$I_{L1\max} = I_{L1md} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \cong 1,6 A \quad (3.72)$$

Considerando a máxima tensão na entrada, a corrente média na entrada é obtida por:

$$I_{Smd2} = \frac{P_i}{V_{i\max}} \cong 60 mA \quad (3.73)$$

De acordo com (3.28), obtém-se:

$$D_{\min} \cong 0,12 \quad (3.74)$$

De acordo com (3.20) e (3.21), a corrente média no indutor L_1 é obtida por:

$$I_{L1md2} \cong 48mA \quad (3.75)$$

Assim, o indutor L_1 pode ser obtido por:

$$L_1 = \frac{V_{i\max}}{\Delta I_{L1}} D_{\min} T \cong 17mH \quad (3.76)$$

A energia armazenada no indutor L_1 é obtida por:

$$E = \frac{1}{2} L_1 \cdot I_{L1\max}^2 \cong 22mJ \quad (3.77)$$

Considerando o fator de ocupação $K_w=0,7$ e a densidade de corrente máxima $J_{\max}=450A/cm^2$, o produto da seção transversal do núcleo (A_e) pela área da janela (A_w), é determinado por:

$$A_e A_w \cong \frac{L \cdot I_{\max} \cdot I \cdot 10^4}{J_{\max} \cdot K_w \cdot B_{\max}} \cong 3,9cm^4 \quad (3.78)$$

Portanto foi utilizado o núcleo EE 25/10/5 cujos valores de A_p , l_e e A_e são respectivamente:

$$A_p = 0,29cm^4 \quad (3.79)$$

$$A_e = 0,34cm^2 \quad (3.80)$$

$$l_e = 4,9cm \quad (3.81)$$

O fator de indutância A_l é obtido por:

$$Al = \frac{A_e^2 \cdot B_{\max}^2}{2 \cdot E} \cong 12\eta H / esp^2 \quad (3.82)$$

Considerando $\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7} H / m$, a permeabilidade efetiva do núcleo com entreferro μ_e é determinada através de:

$$\mu_e = \frac{A_l \cdot l_e}{\mu_o \cdot A_e} \cong 38 \quad (3.83)$$

O número de espiras é obtido por:

$$N = \frac{L \cdot I_{pk} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{\max}} \cong 378 \quad (3.84)$$

O comprimento do entreferro l_g é obtido por:

$$l_g = \frac{l_e}{\mu_e} \cong 2,5mm \quad (3.85)$$

A área de cobre é obtida por:

$$A_{cu} = \frac{I_{L1}}{J_{\max}} \cong 0,0030cm^2 \quad (3.86)$$

Sendo assim, a bitola do fio a ser utilizado é de 22 AWG.

3.7.2 - Dimensionamento do Indutor L_2

De acordo com (2.19) o valor da corrente média no indutor L_2 é:

$$I_{L2md} = I_o = 350mA \quad (3.87)$$

A corrente máxima no indutor L_2 é obtida por:

$$I_{L2\max} = I_{L2md} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \cong 368mA \quad (3.88)$$

Considerando a máxima tensão na entrada e (3.76), o valor do indutor L_2 pode ser obtido por:

$$L_2 = \frac{V_o}{\Delta I_{L2}} (1 - D_{\min}) T \cong 12mH \quad (3.89)$$

A energia armazenada no indutor L_2 é obtida por:

$$E = \frac{1}{2} L_2 \cdot I_{L2\max}^2 \cong 786\mu J \quad (3.90)$$

Considerando o fator de ocupação $K_w=0,7$ e a densidade de corrente máxima $J_{\max}=450A/cm^2$, o produto da seção transversal do núcleo (A_e) pela área da janela (A_w), é determinado por:

$$A_e A_w \cong \frac{L I_{\max} \cdot I \cdot 10^4}{J_{\max} \cdot K_w \cdot B_{\max}} \cong 0,16 \text{ cm}^4 \quad (3.91)$$

Optando-se por utilizar um núcleo EE 25/10/5, o fator de indutância A_l é obtido por:

$$A_l = \frac{A_e^2 \cdot B_{\max}^2}{2 \cdot E} = 6,6 \eta H / \text{esp}^2 \quad (3.92)$$

A permeabilidade efetiva do núcleo com entreferro μ_e é determinada através de:

$$\mu_e = \frac{A_l \cdot l_e}{\mu_o \cdot A_e} = 76 \quad (3.93)$$

O número de espiras é obtido por:

$$N = \frac{L \cdot I_{pk} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{\max}} \cong 419 \quad (3.94)$$

O comprimento do entreferro l_g é obtido por:

$$l_g = \frac{l_e}{\mu_e} \cong 0,6 \text{ mm} \quad (3.95)$$

A área de cobre é obtida por:

$$A_{cu} = \frac{I_{L1}}{J_{\max}} \cong 0,00078 \text{ cm}^2 \quad (3.96)$$

Sendo assim, a bitola do fio a ser utilizado é de 28 AWG.

3.7.3 - Dimensionamento do Capacitor C_2

Considerando a mínima tensão de entrada, de acordo com (3.28), a tensão média no capacitor C_2 pode ser obtida por:

$$V_{C2md1} = V_o = 46,2 \text{ V} \quad (3.97)$$

O valor do capacitor C_2 pode ser obtido por:

$$C_2 = \frac{I_{L2} D_{\max}}{0,2 V_{C2md1} f_s} = 76 \text{ nF} \quad (3.98)$$

Considerando a máxima tensão de entrada, de acordo com (3.28), a tensão média no capacitor C_2 pode ser obtido por:

$$V_{C2md2} = V_o = 46,2V \quad (3.99)$$

O valor da tensão máxima no capacitor C_2 pode ser obtido por:

$$V_{C2max} = V_{C2md2} + \frac{\Delta V_{C2}}{2} = 47,2V \quad (3.100)$$

3.7.4 - Dimensionamento do Capacitor C_3

O valor da tensão máxima no capacitor C_3 pode ser obtido por:

$$V_{C3max} = V_o + \frac{\Delta V_{C3}}{2} = 47,2V \quad (3.101)$$

O valor do capacitor C_3 pode ser obtido por:

$$C_3 = \frac{V_o(1-D_{max})}{8f_s^2 L_2 \Delta V_{C3}} \cong 5nF \quad (3.102)$$

3.7.5 - Dimensionamento dos Semicondutores

A corrente média no MOSFET S é determinada por:

$$I_{Smd} = 1,7A \quad (3.103)$$

A corrente máxima no MOSFET S é determinada por:

$$I_{Smax} = I_{L1max} + I_{L2max} \cong 2A \quad (3.104)$$

A tensão máxima aplicada ao MOSFET S é obtida por:

$$V_{Smax} = V_{imax} + V_{omax} \cong 387V \quad (3.105)$$

A corrente média no diodo D é determinada por:

$$I_{Dmd} = I_{Smd} = 1,7A \quad (3.106)$$

A corrente máxima no diodo D é determinada por:

$$I_{D\max} = I_{S\max} \cong 3,1A \quad (3.107)$$

A tensão reversa máxima aplicada ao diodo D é obtida por:

$$V_{DR\max} = V_{i\max} + V_{o\max} \cong 387V \quad (3.108)$$

Sendo assim, por motivo de disponibilidade em estoque optou-se por utilizar o diodo HFA08TB60 e o MOSFET IRF840.

3.8 - Sistema de Controle

Para o dimensionamento do controlador C(s) do sistema de controle do conversor ZETA, foram considerados os mesmos procedimentos adotados para o conversor SEPIC no capítulo 2, assim como os parâmetros já dimensionados anteriormente e expostos na tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Parâmetros Experimentais do Conversor ZETA

Parâmetros	Símbolo	Valor
Indutor L_1	L_1	17mH
Indutor L_2	L_2	12mH
Capacitor C_2	C_2	100nF
Capacitor C_3	C_3	5nF
Corrente de Saída	I_o	0,35
Resistência do Sensor	R_S	1 ohm
Resistência Dinâmica dos LEDs	R_D	14 ohm

3.8.1 - Determinação de C(s) para $V_i=311Vdc$

Considerando os parâmetros da tabela 3.2 e $D=0,13$, tem-se:

$$G_{di}(S) = \frac{6,1 \cdot 10^{-7} S^2 - 8,9 \cdot 10^{-4} S + 311}{1,5 \cdot 10^{-18} S^4 + 2 \cdot 10^{-11} S^3 + 2,6 \cdot 10^{-8} S^2 + 9,4 \cdot 10^{-3} S + 11,3} \quad (3.109)$$

A resposta ao degrau unitário da função de transferência em malha aberta do sistema não compensado para $V_i=311V$ é mostrada na figura 3.7, onde um tempo de acomodação de 3,4ms pode ser observado.

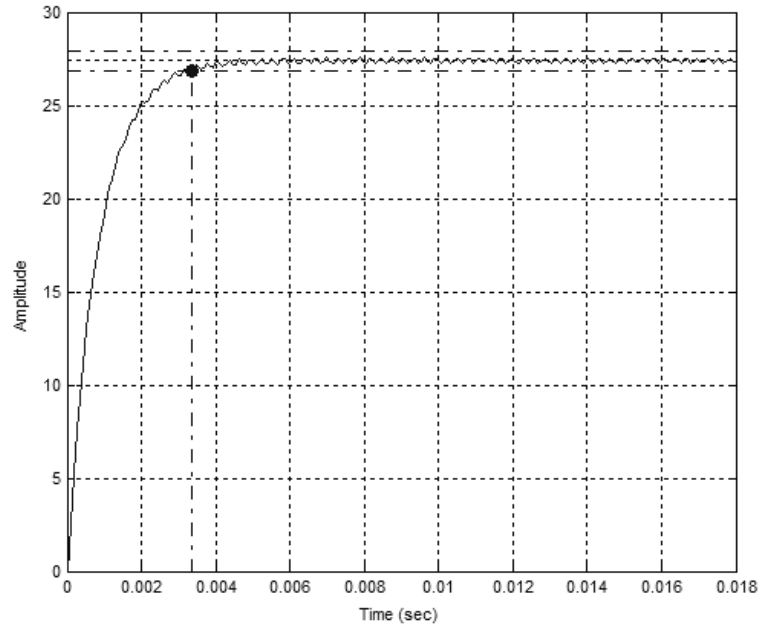


Figura 3.7 – Resposta ao degrau unitário de FTMA(s) para $V_i=311V$.

Sendo assim, para o dimensionamento de $C(s)$, foram considerados um tempo de acomodação máximo de 8ms e um sobre sinal máximo de 10%. Após a sintonia automática dos ganhos K_p e K_i , a função de transferência $C(s)$ para $V_i=311V$ é representada pela equação (3.110).

$$C(S) = \frac{0,035S + 30,275}{S} \quad (3.110)$$

Assim, a função de transferência do sistema a malha fechada é representada pela equação (3.111) e a resposta do mesmo ao degrau unitário é mostrada pela figura 3.8, onde um tempo de acomodação de 4,5ms e um sobre sinal de 9,7% podem ser observados.

$$T(S) = \frac{-15,2 \cdot 10^{-5} S^4 + 0,7 S^3 - 7,8 \cdot 10^4 S^2 + 2,4 \cdot 10^8 S + 2,7 \cdot 10^{11}}{1,5 \cdot 10^{-18} S^7 + 2 \cdot 10^{-11} S^6 + 2,4 \cdot 10^{-7} S^5 + 0,01 S^4 + 109 S^3 + 2,7 \cdot 10^5 S^2 + 5,3 \cdot 10^8 S + 2,7 \cdot 10^{11}} \quad (3.111)$$

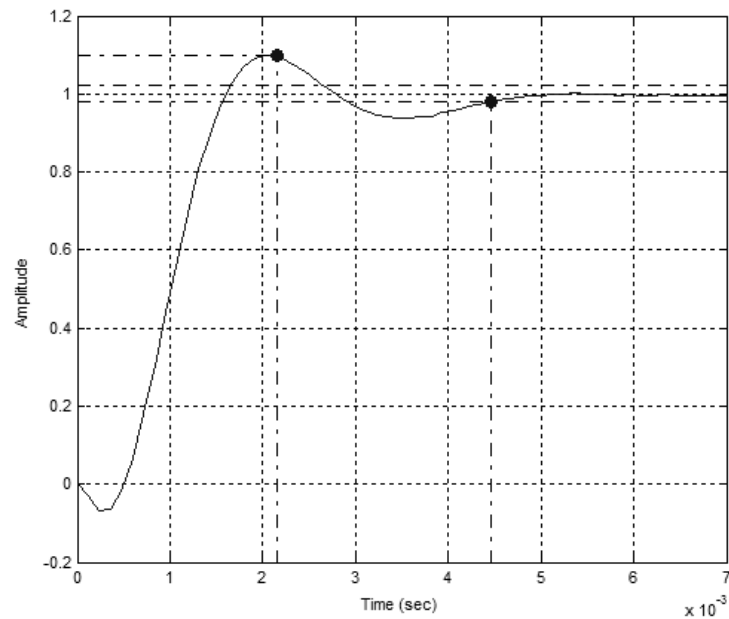


Figura 3.8 – Resposta ao degrau unitário de T(s) para $V_i=311V$.

3.8.2 - Determinação de C(s) para $V_i=178V_{dc}$

Considerando os parâmetros da tabela 3.2 e $D=0,21$, temos:

$$G_{di}(S) = \frac{3,8 \cdot 10^{-7} S^2 - 1,6 \cdot 10^{-3} S + 178}{1,5 \cdot 10^{-18} S^4 + 2 \cdot 10^{-11} S^3 + 2,3 \cdot 10^{-9} S^2 + 8,2 \cdot 10^{-3} S + 0,62} \quad (3.112)$$

A resposta ao degrau unitário da função de transferência em malha aberta do sistema não compensado para $V_i=178V$ é mostrada na figura 3.9, onde um tempo de acomodação de 3,6ms pode ser observado.

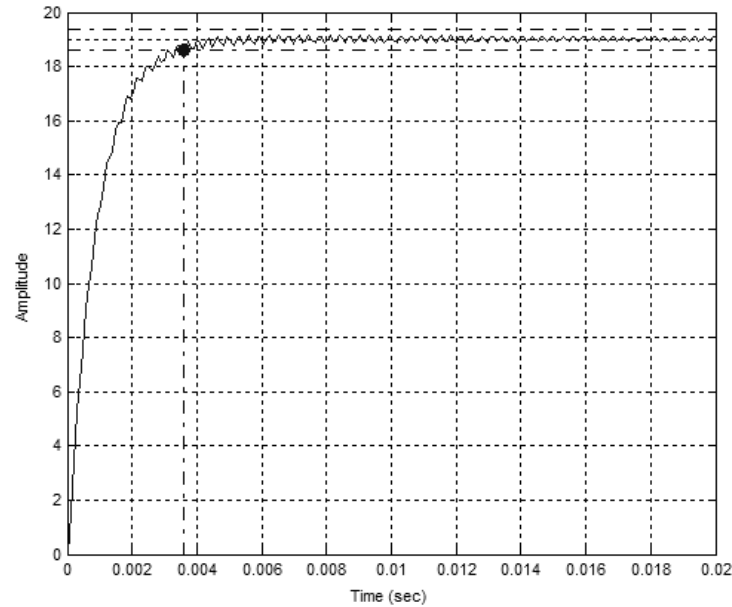


Figura 3.9 – Resposta ao degrau unitário de FTMA(s) para $V_i=178V$.

Sendo assim, para o dimensionamento de $C(s)$, foram considerados um tempo de acomodação máximo de 8ms e um sobre sinal máximo de 10%. Após a sintonia automática dos ganhos K_p e K_i , a função de transferência $C(s)$ para $V_i=178V$ é representada pela equação (3.113).

$$C(s) = \frac{0,053s + 42,4}{s} \quad (3.113)$$

Assim, a função de transferência do sistema a malha fechada é representada pela equação (3.114) e a resposta do mesmo ao degrau unitário é mostrada pela figura 3.10, onde um tempo de acomodação de 4,5ms e um sobre sinal de 9,8% podem ser observados.

$$T(s) = \frac{-14,5 \cdot 10^{-5} s^4 + 1,1 s^3 - 6,9 \cdot 10^4 s^2 + 2,14 \cdot 10^8 s + 2,16 \cdot 10^{11}}{1,5 \cdot 10^{-18} s^7 + 2 \cdot 10^{-11} s^6 + 2,3 \cdot 10^{-7} s^5 + 8,9 \cdot 10^{-3} s^4 + 95,8 s^3 + 2,34 \cdot 10^5 s^2 + 4,5 \cdot 10^8 s + 2,16 \cdot 10^{11}} \quad (3.114)$$

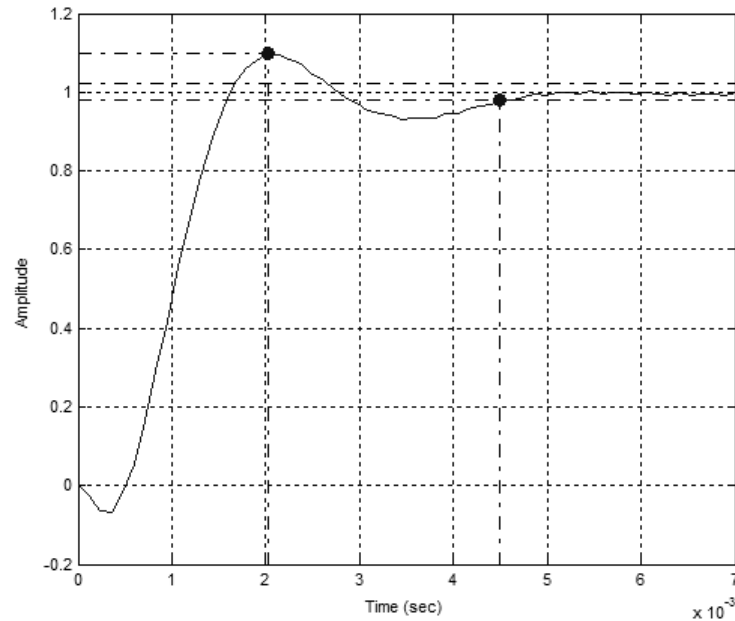


Figura 3.10 – Resposta ao degrau unitário de T(s) para $V_i=178V$.

3.8.3 - Determinação de C(s) para $V_i=12Vdc$

Considerando os parâmetros da tabela 3.2 e $D=0,79$, obtém-se:

$$G_{di}(S) = \frac{9,7 \cdot 10^{-8} S^2 - 0,022S + 12}{1,5 \cdot 10^{-18} S^4 + 2 \cdot 10^{-11} S^3 + 2,5 \cdot 10^{-9} S^2 + 0,01S + 0,044} \quad (3.115)$$

A resposta ao degrau unitário da função de transferência em malha aberta do sistema não compensado para $V_i=12V$ é mostrada na figura 3.11, onde um tempo de acomodação de 65ms pode ser observado.

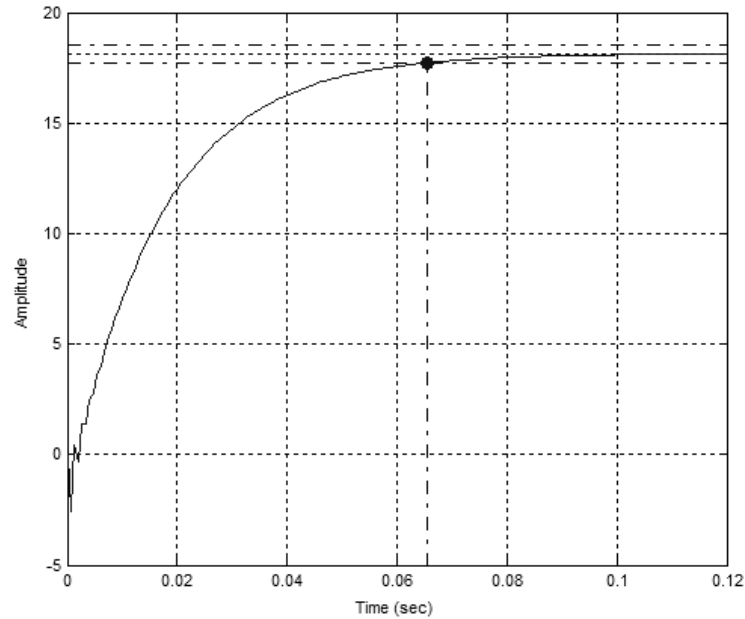


Figura 3.11 – Resposta ao degrau unitário de FTMA(s) para $V_i=12V$.

Sendo assim, para o dimensionamento de $C(s)$, foram considerados um tempo de acomodação máximo de 100ms e um sobre sinal máximo de 10%. Após a sintonia automática dos ganhos K_p e K_i , a função de transferência $C(s)$ para $V_i=12V$ é representada pela equação (3.116).

$$C(s) = \frac{0,083S + 8,3}{S} \quad (3.116)$$

Assim, a função de transferência do sistema a malha fechada é representada pela equação (3.117) e a resposta do mesmo ao degrau unitário é mostrada pela figura 3.12, onde um tempo de acomodação de 44ms e um sobre sinal de 10% podem ser observados.

$$T(S) = \frac{-5,77 \cdot 10^{-5} S^4 + 13,5 S^3 - 5,9 \cdot 10^4 S^2 + 2,2 \cdot 10^8 S + 2,85 \cdot 10^9}{1,5 \cdot 10^{-18} S^7 + 2 \cdot 10^{-11} S^6 + 2,4 \cdot 10^{-7} S^5 + 0,012 S^4 + 129 S^3 + 2,28 \cdot 10^5 S^2 + 3,9 \cdot 10^7 S + 2,85 \cdot 10^9} \quad (3.117)$$

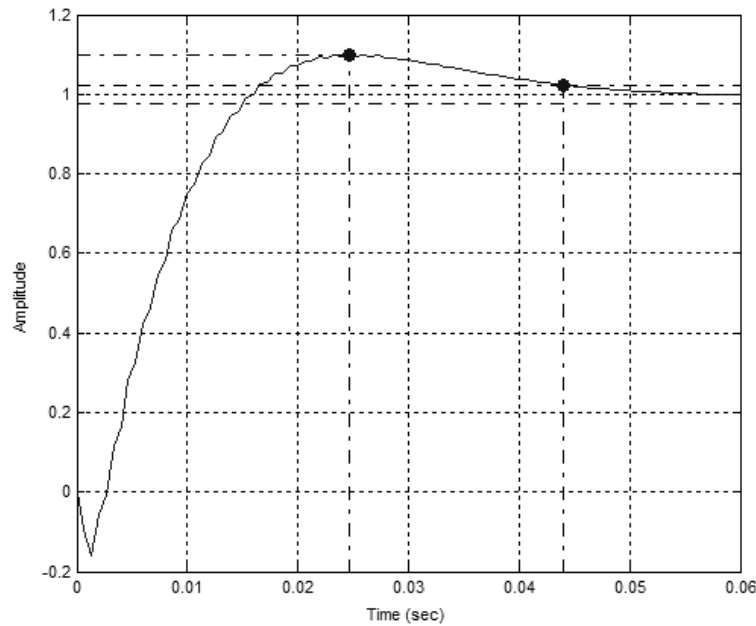


Figura 3.12 – Resposta ao degrau unitário de T(s) para $V_i=12V$.

3.9 - Simulação e Resultados Experimentais

O desempenho do circuito de acionamento dos LEDs utilizando o conversor ZETA com o controle da corrente é comprovado através de simulação e do funcionamento de um protótipo construído de acordo com os parâmetros já mostrados na tabela 3.3.

Considerando o mesmo sistema de controle usado para o conversor SEPIC no capítulo 2 e mostrado na figura 2.15, foi realizada uma simulação do sistema de controle do conversor ZETA no ambiente Simulink do Matlab[®], considerando uma perturbação na tensão de entrada V_i sendo que a ação do controlador $C(s)$ é limitada para operar de 0 a 0,9.

As funções de transferência $G_{vi}(s)$ para cada um dos três níveis de tensão de entrada V_i são representadas pelas equações (3.118), (3.119) e (3.120):

- Para $V_i=311V$:

$$G_{vi}(S) = \frac{0,1131}{1,5 \cdot 10^{-18} S^4 + 2 \cdot 10^{-11} S^3 + 2,6 \cdot 10^{-8} S^2 + 9,4 \cdot 10^{-3} S + 11,35} \quad (3.118)$$

- Para $V_i=178V$:

$$G_{vi}(S) = \frac{0,1659}{1,5 \cdot 10^{-18} S^4 + 2 \cdot 10^{-11} S^3 + 2,6 \cdot 10^{-8} S^2 + 8,2 \cdot 10^{-3} S + 9,36} \quad (3.119)$$

- Para $V_i = 12V$:

$$G_{vi}(S) = \frac{0,1659}{1,5 \cdot 10^{-18} S^4 + 2 \cdot 10^{-11} S^3 + 2,6 \cdot 10^{-8} S^2 + 11,1 \cdot 10^{-3} S + 0,6615} \quad (3.120)$$

A figura 3.13 mostra o resultado da simulação do comportamento transitório da corrente nos LEDs para a tensão V_i variando de 311V para 340V.

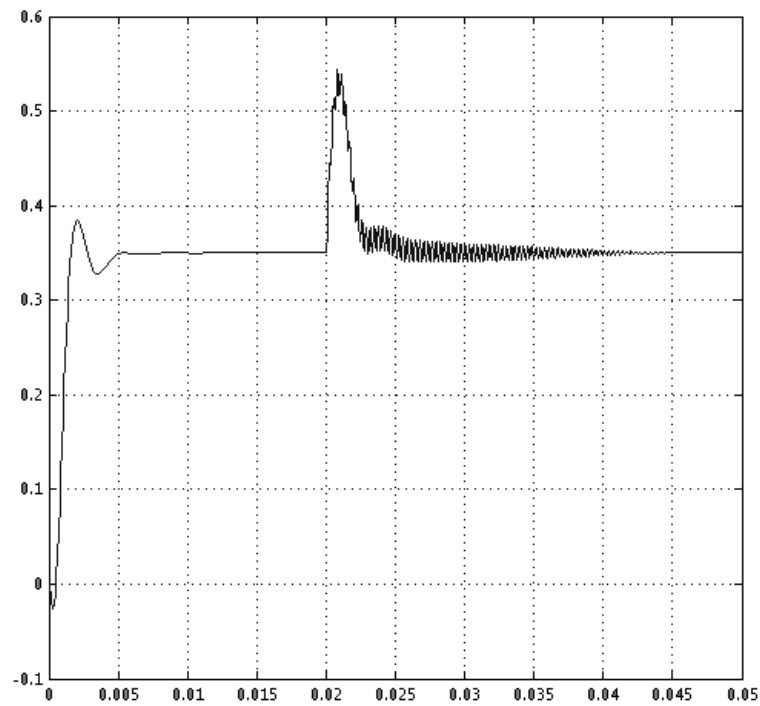


Figura 3.13 – Transitório da Corrente nos LEDs para $V_i=311Vdc$.

A figura 3.14 mostra o resultado da simulação do comportamento transitório da corrente nos LEDs para a tensão V_i variando de 178V para 196V.

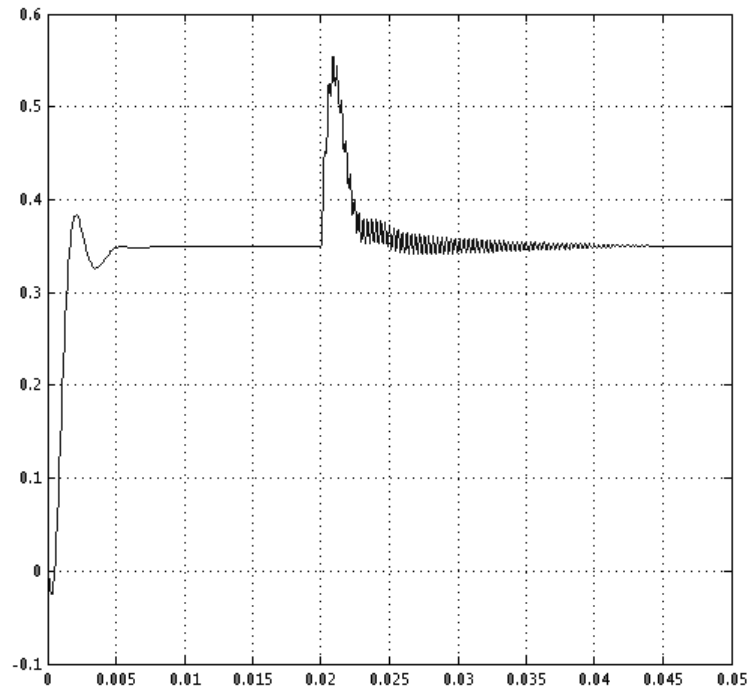


Figura 3.14 – Transitório da Corrente nos LEDs para para $V_i=178V_{dc}$.

A figura 3.15 mostra o resultado da simulação do comportamento transitório da corrente nos LEDs para a tensão V_i variando de 12V para 11V.

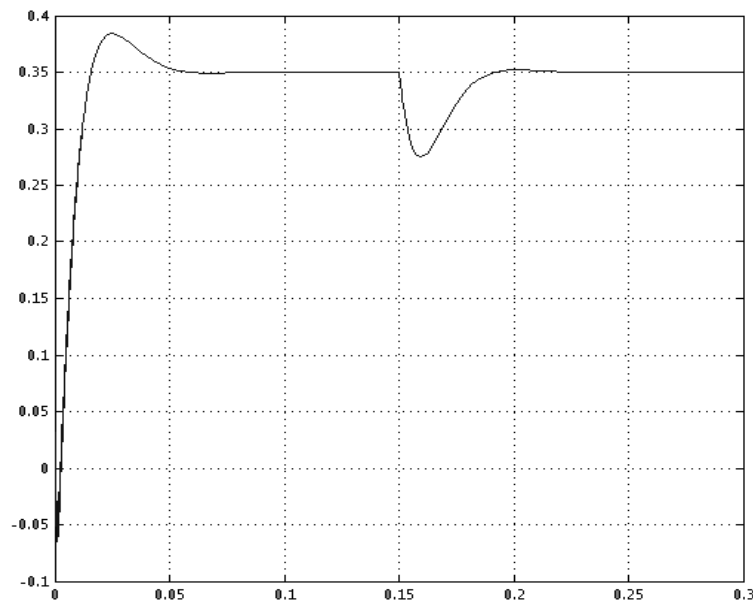


Figura 3.15 – Transitório da Corrente nos LEDs para $V_i=12V_{dc}$.

As figuras 3.16, 3.17 e 3.18 mostram o comportamento da corrente nos LEDs em regime permanente para as tensões de entrada de $311V_{DC}$, $178V_{DC}$ e $12V_{DC}$ respectivamente.

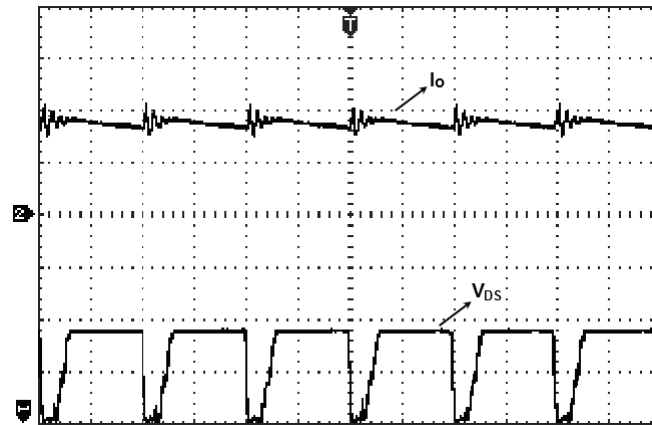


Figura 3.16 – Formas de onda para $V_i=311V_{DC}$ – Inferior: Tensão V_{DS} na chave 200V/div – Superior: Corrente nos LEDs 200mA/div, escala horizontal de 5us/div.

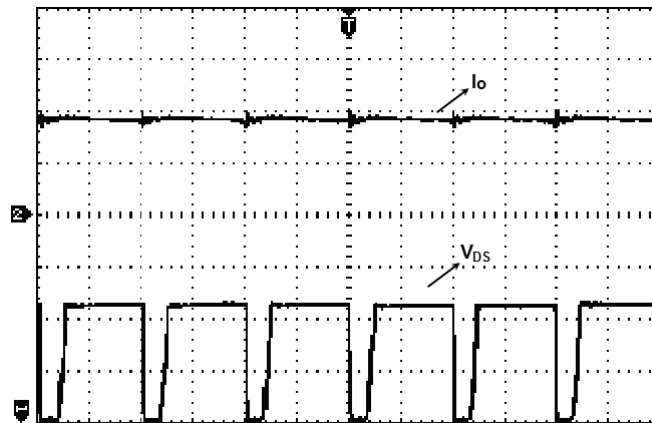


Figura 3.17 – Formas de onda para $V_i=178V_{DC}$ – Inferior: Tensão V_{DS} na chave 100V/div – Superior: Corrente nos LEDs 200mA/div, escala horizontal de 5us/div.

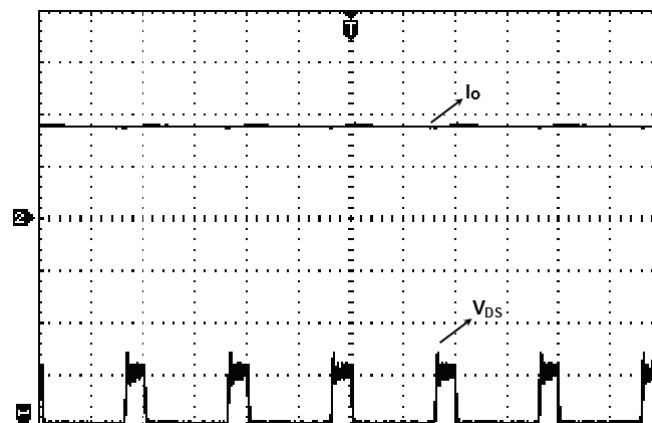


Figura 3.18 – Formas de onda para $V_i=12V_{DC}$ – Inferior: Tensão V_{DS} na chave 50V/div – Superior: Corrente nos LEDs 200mA/div, escala horizontal de 5us/div.

3.10 - Considerações Finais

Neste capítulo foi apresentada uma análise quantitativa e qualitativa do conversor ZETA operando no modo de condução contínua, aplicado no acionamento de uma lâmpada construída com 14 LEDs de luz branca de 1W a partir de uma alimentação universal, com controle digital da corrente média dos LEDs. Foi apresentada uma análise estática e também o dimensionamento dos componentes do conversor.

Com a análise dinâmica do sistema utilizando o método de espaço de estados médio, foi possível através do uso do Matlab[®] dimensionar os parâmetros do compensador PI para a posterior implementação de uma estratégia de controle da corrente média nos LEDs.

Foram apresentados resultados de simulação do comportamento transitório da corrente I_o , considerando uma perturbação na tensão de entrada V_i . Para uma variação de 30V para mais sobre $V_i=311V$, a corrente I_o atingiu um valor máximo de aproximadamente 540mA. Para uma variação de 16V para mais sobre $V_i=178V$, a corrente I_o atingiu um valor máximo de aproximadamente 540mA. Para uma variação de 1V para menos sobre $V_i=12V$, a corrente I_o atingiu um valor mínimo de aproximadamente 275mA.

Foram apresentados resultados experimentais de forma que as formas de onda experimentais da tensão V_{DS} permitem a comprovação da equação (3.14) e das formas de onda teóricas apresentados anteriormente, assim como, as formas de onda experimentais da corrente I_o comprovam a atuação do conversor para a manutenção da mesma em um valor médio de aproximadamente 350mA com uma ondulação na faixa de 10%.

CAPÍTULO 4

Conversor Cuk

4.1 - Considerações Iniciais

O esquema simplificado do circuito de acionamento dos LED usando o conversor Cuk é mostrado na figura 4.1. O conversor Cuk foi desenvolvido baseado no princípio de se utilizar dois conversores Buck–Boost para fornecer uma tensão DC de saída invertida sendo que uma importante vantagem deste conversor é o fato de não apresentar pulsação de corrente tanto na entrada quanto na saída [63] e [64].

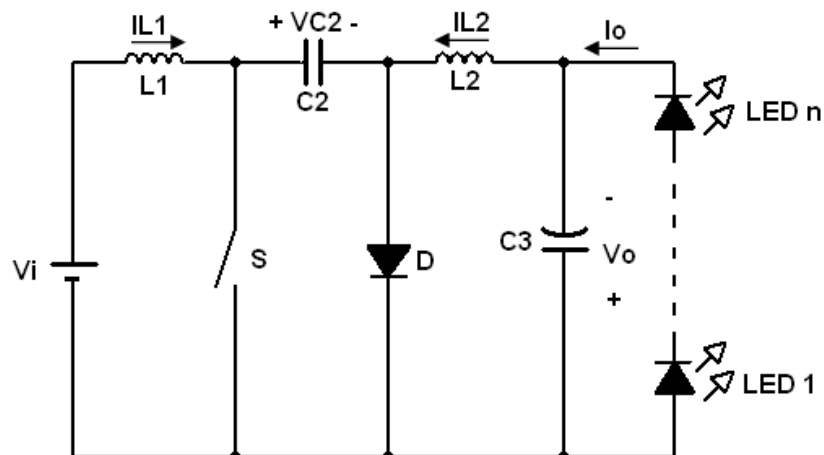


Figura 4.1 – Esquemático do Conversor Cuk.

4.2 - Princípio de Operação do Conversor Cuk

A operação do conversor Cuk em regime permanente no modo de condução contínua consta de dois estágios.

Primeiro estágio (t_0, t_1) - A figura 4.2 mostra a operação do conversor durante o primeiro estágio onde a chave S está fechada e o diodo D bloqueado. As correntes dos indutores fluem pela chave S e o capacitor C_2 se descarrega enquanto os indutores armazenam energia. Consequentemente, as correntes nos indutores crescem linearmente.

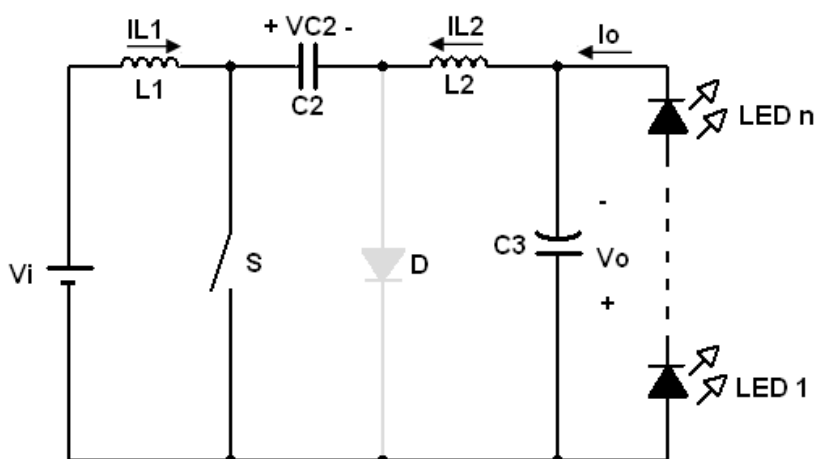


Figura 4.2 – Primeiro estágio de operação do conversor Cuk.

Segundo estágio (t_1, t_2) - A figura 4.3 mostra a operação do conversor durante o segundo estágio onde a chave S está aberta e o diodo D conduzindo. As correntes dos indutores fluem pelo diodo D e o capacitor C_1 armazena energia transferida a partir da entrada e do indutor L_1 . A energia armazenada no indutor L_2 é transferida para o capacitor C_3 e para os LED. Como resultado, as correntes dos indutores decrescem linearmente.

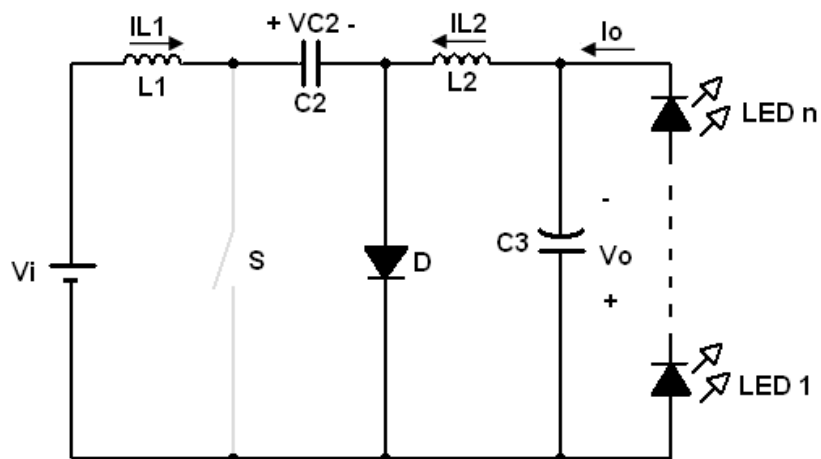


Figura 4.3 – Segundo estágio de operação do conversor Cuk.

4.3 - Formas de Onda Teóricas do Conversor Cuk

Na Figura 4.4 pode-se observar as formas de onda teóricas do conversor Cuk operando no modo de condução contínua em regime permanente, onde as ondulações nas tensões dos capacitores são desprezadas, assim como as tensões médias nos indutores são consideradas nulas.

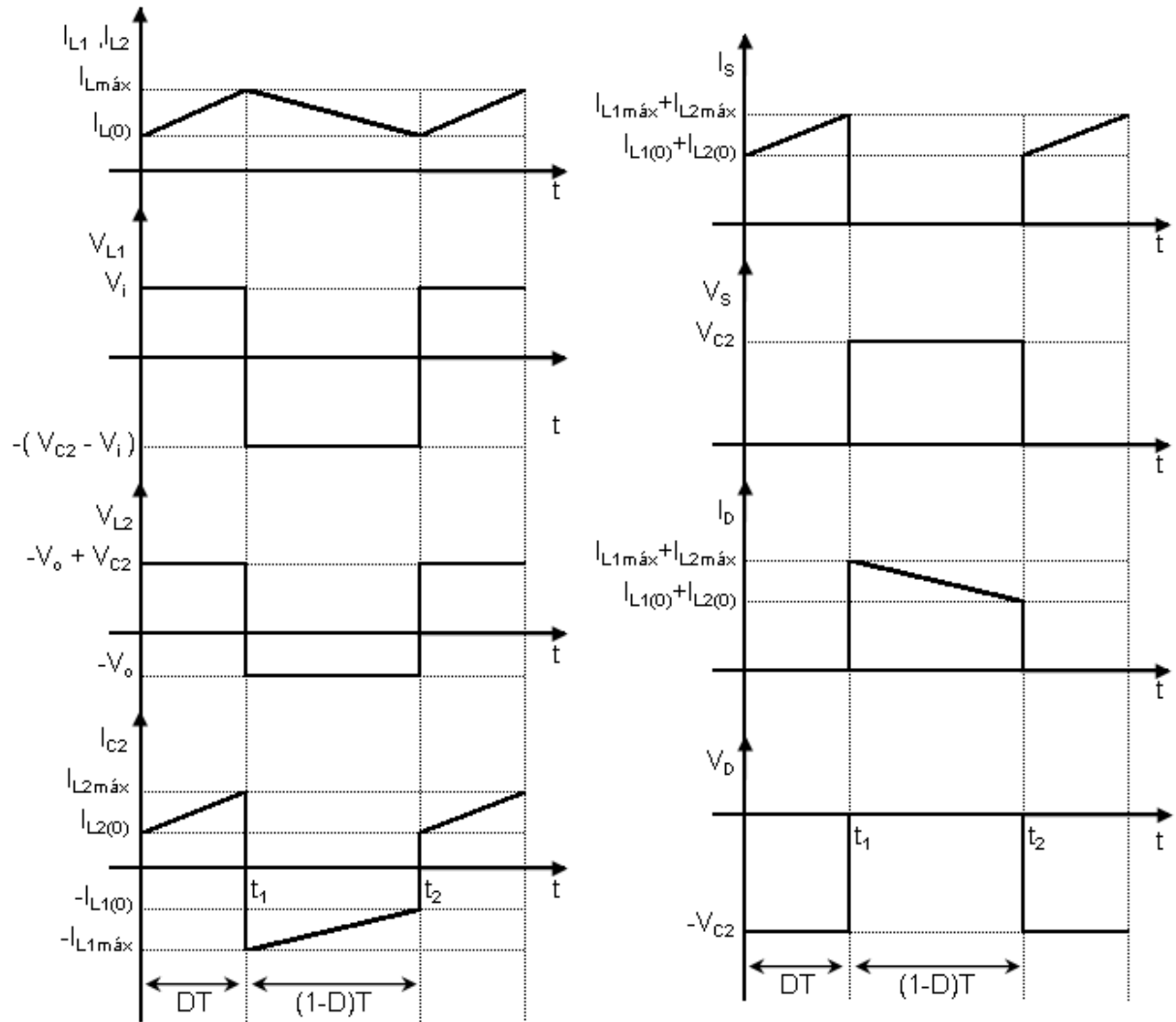


Figura 4.4 – Formas de onda teóricas conversor Cuk.

4.4 - Equacionamento Básico do Conversor Cuk

O equacionamento do conversor Cuk é baseado na análise dos estágios de operação, onde são feitas as seguintes considerações: $t_0 = 0$, $t_1 = DT$ e $t_2 = T$.

Primeiro estágio (t_0, t_1)

$$i_{L1}(t) = \frac{V_i}{L_1}t + i_{L1(0)} \quad (4.1)$$

$$i_{L2}(t) = \frac{(-V_o + V_{C2})}{L_2}t + i_{L2(0)} \quad (4.2)$$

$$i_s(t) = \left(\frac{V_i}{L_1} + \frac{(-V_o + V_{C2})}{L_2} \right) t + i_{L1(0)} + i_{L2(0)} \quad (4.3)$$

$$i_D(t) = 0 \quad (4.4)$$

$$i_{C2}(t) = i_{L2}(t) \quad (4.5)$$

$$V_s(t) = 0 \quad (4.6)$$

$$V_D(t) = -V_{C2}(t) \quad (4.7)$$

$$V_{L1}(t) = V_i \quad (4.8)$$

$$V_{L2}(t) = -V_o + V_{C2} \quad (4.9)$$

Segundo estágio (t1, t2)

$$i_{L1}(t) = -\frac{(V_{C2} - V_i)}{L_1}(t - DT) + i_{L1(DT)} \quad (4.10)$$

$$i_{L2}(t) = -\frac{V_o}{L_2}(t - DT) + i_{L2(DT)} \quad (4.11)$$

$$i_s(t) = 0 \quad (4.12)$$

$$i_D(t) = -\left(\frac{(V_{C2} - V_i)}{L_1} + \frac{V_o}{L_2} \right) (t - DT) + i_{L1(DT)} + i_{L2(DT)} \quad (4.13)$$

$$i_{C2}(t) = -i_{L1}(t) \quad (4.14)$$

$$V_s(t) = V_{C2} \quad (4.15)$$

$$V_D(t) = 0 \quad (4.16)$$

$$V_{L1}(t) = -(V_{C2} - V_i) \quad (4.17)$$

$$V_{L2}(t) = -V_o \quad (4.18)$$

4.5 - Análise Estática do Conversor Cuk

Usando o princípio de que a corrente média através do capacitor C_2 em regime permanente é nula, as seguintes equações são válidas.

$$I_{L2}DT = I_{L1}(1-D)T \quad (4.19)$$

Resolvendo-se (4.19) para I_{L2} , obtém-se:

$$I_{L2} = \frac{I_{L1}(1-D)}{D} \quad (4.20)$$

Do mesmo modo para o capacitor C_3 , obtém-se:

$$I_O = I_{L2} \quad (4.21)$$

Substituindo-se (4.21) em (4.20), obtém-se:

$$I_{L1} = \frac{I_O D}{(1-D)} \quad (4.22)$$

Sabendo que a tensão média sobre o indutor L_1 é nula, obtém-se:

$$V_i DT = (V_{C2} - V_i)(1-D)T \quad (4.23)$$

Resolvendo (4.23) para V_{C2} , obtém-se:

$$V_{C2} = \frac{V_i}{(1-D)} \quad (4.24)$$

Aplicando o mesmo princípio ao indutor L_2 , obtém-se:

$$(-V_o + V_{C2})DT = V_{C3}(1-D)T \quad (4.25)$$

Resolvendo (4.25) para V_{C3} , obtém-se:

$$V_{C3} = DV_{C2} = -V_o \quad (4.26)$$

Substituindo (4.24) em (4.26), obtém-se:

$$V_o = -\frac{DV_i}{(1-D)} \quad (4.27)$$

Sendo assim, o ganho estático do conversor Cuk é determinado pela equação (4.28) e mostrado na Figura 4.5.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{(1-D)} \quad (4.28)$$

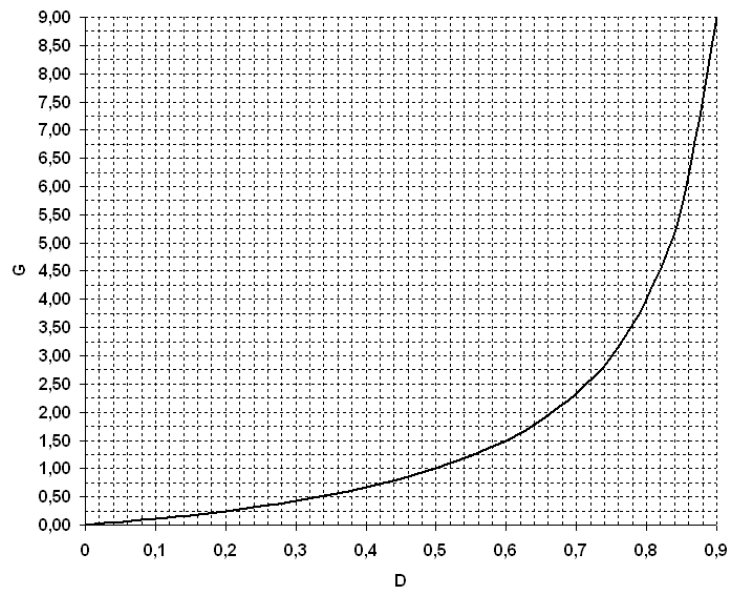


Figura 4.5 – Ganho estático do conversor Cuk.

4.6 - Análise Dinâmica do Conversor Cuk

Estudos envolvendo análise dinâmica do conversor Cuk podem ser vistos em [65], [66] e [67], no entanto os métodos ou as aplicações utilizados distinguem dos propostos neste trabalho.

4.6.1 - Modelo do Conversor Cuk

A figura 4.6 mostra o circuito equivalente do conversor Cuk utilizado para acionar o arranjo de LEDs representado pelo modelo equivalente formado pela tensão V_{FD} que é igual a somatória das tensões de polarização dos diodos em série com a respectiva resistência dinâmica equivalente R_D .

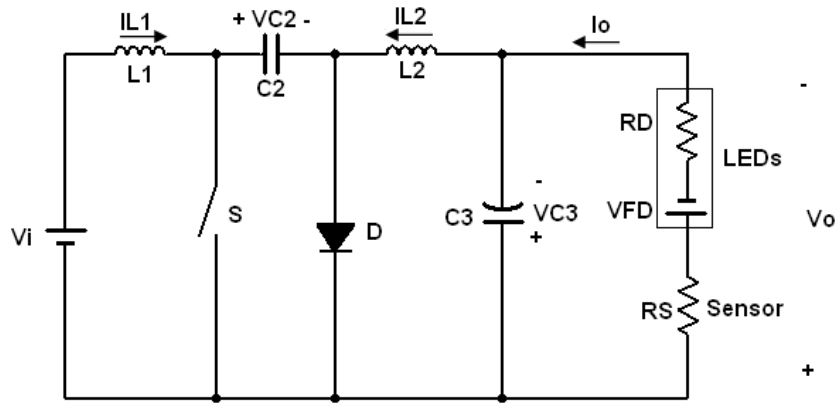


Figura 4.6 – Esquemático Simplificado do Conversor Cuk

Considerando o conversor operando no modo de condução contínua em regime permanente como já exposto anteriormente, as equações de espaço de estados para o conversor Cuk sobre um período de chaveamento podem ser escritas como a seguir:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{v_i}{L_1}d - \frac{v_i - v_{C2}}{L_1}(1-d) \quad (4.29)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{v_{C2} - v_{C3}}{L_2}d - \frac{v_{C3}}{L_2}(1-d) \quad (4.30)$$

$$\frac{dv_{C2}}{dt} = -\frac{i_{L2}}{C_2}d + \frac{i_{L1}}{C_2}(1-d) \quad (4.31)$$

$$\frac{dv_{C3}}{dt} = \frac{(i_{L2} - i_o)}{C_3}d + \frac{(i_{L2} - i_o)}{C_3}(1-d) \quad (4.32)$$

$$i_o = \frac{v_{C3} - V_{FD}}{(R_D + R_S)} \quad (4.33)$$

Inserindo as perturbações de pequenos sinais e considerando somente os termos de primeira ordem nas equações (4.29), (4.30), (4.31), (4.32) e (4.33), obtém-se:

$$\frac{d\tilde{i}_{L1}(t)}{dt} = -\frac{(1-D)}{L_1}\tilde{v}_{C2}(t) + \frac{1}{L_1}\tilde{v}_i(t) + \frac{V_i}{L_1(1-D)}\tilde{d}(t) \quad (4.34)$$

$$\frac{d\tilde{i}_{L2}(t)}{dt} = \frac{D}{L_2}\tilde{v}_{C2}(t) - \frac{1}{L_2}\tilde{v}_{C3}(t) + \frac{V_i}{L_2(1-D)}\tilde{d}(t) \quad (4.35)$$

$$\frac{d \tilde{v}_{C2}(t)}{dt} = \frac{(1-D)}{C_2} \tilde{i}_{L1}(t) - \frac{D}{C_2} \tilde{i}_{L2}(t) - \frac{I_o}{C_2(1-D)} \tilde{d}(t) \quad (4.36)$$

$$\frac{d \tilde{v}_{C3}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_2} \tilde{i}_{L2}(t) - \frac{1}{C_3(R_D + R_S)} \tilde{v}_{C3}(t) \quad (4.37)$$

$$\tilde{i}_O(t) = \frac{1}{(R_D + R_S)} \tilde{v}_{C3}(t) \quad (4.38)$$

A forma matricial das equações de espaço de estados do conversor Cuk está de acordo com (2.61), (2.62), (2.63), (2.64), (2.65), (2.66), (2.67) e (2.68).

sendo que:

$$X_1 = 0 \quad (4.39)$$

$$X_2 = 0 \quad (4.40)$$

$$X_3 = -\frac{(1-D)}{L_1} \quad (4.41)$$

$$X_4 = 0 \quad (4.42)$$

$$X_5 = \frac{1}{L_1} \quad (4.43)$$

$$X_6 = \frac{V_i}{L_1(1-D)} \quad (4.44)$$

$$Y_1 = 0 \quad (4.45)$$

$$Y_2 = 0 \quad (4.46)$$

$$Y_3 = \frac{D}{L_2} \quad (4.47)$$

$$Y_4 = -\frac{1}{L_2} \quad (4.48)$$

$$Y_5 = 0 \quad (4.49)$$

$$Y_6 = \frac{V_i}{L_2(1-D)} \quad (4.50)$$

$$Z_1 = \frac{(1-D)}{C_2} \quad (4.51)$$

$$Z_2 = -\frac{D}{C_2} \quad (4.52)$$

$$Z_3 = Z_4 = Z_5 = 0 \quad (4.53)$$

$$Z_6 = -\frac{I_o}{C_2(1-D)} \quad (4.54)$$

$$W_1 = 0 \quad (4.55)$$

$$W_2 = \frac{1}{C_3} \quad (4.56)$$

$$W_3 = W_5 = W_6 = 0 \quad (4.57)$$

$$W_4 = -\frac{1}{C_3(R_D + R_S)} \quad (4.58)$$

$$K_1 = 0 \quad (4.59)$$

$$K_2 = 0 \quad (4.60)$$

$$K_3 = K_5 = K_6 = 0 \quad (4.61)$$

$$K_4 = \frac{1}{(R_D + R_S)} \quad (4.62)$$

A função de transferência $\frac{\tilde{i}_o(S)}{\tilde{d}(S)}$ pode ser obtida resolvendo-se (2.94) com a

substituição dos coeficientes de X, Y, Z, W e K definidos por (4.39) a (4.62).

Assim:

$$\frac{\tilde{i}_o(S)}{\tilde{d}(S)} = \frac{a_1 S^2 + b_1 S + c_1}{a_2 S^4 + b_2 S^3 + c_2 S^2 + d_2 S + e_2} \quad (4.63)$$

onde

$$a_1 = -\frac{C_2 L_1 V_i}{(D-1)} \quad (4.64)$$

$$b_1 = \frac{D L_1 I_o}{(D-1)} \quad (4.65)$$

$$c_1 = V_i \quad (4.66)$$

$$a_2 = C_2 C_3 L_1 L_2 (R_D + R_S) \quad (4.67)$$

$$b_2 = C_2 L_1 L_2 \quad (4.68)$$

$$c_2 = (R_D + R_S) \left[L_1 (C_2 + C_3 D^2) + L_2 C_3 (D-1)^2 \right] \quad (4.69)$$

$$d_2 = L_1 D^2 + L_2 (D-1)^2 \quad (4.70)$$

$$e_2 = (D-1)^2 (R_D + R_S) \quad (4.71)$$

4.7 - Projeto do Conversor Cuk

As especificações de projeto para o conversor Cuk operando no modo de condução contínua em regime permanente são apresentadas na tabela 4.1 e a lâmpada a LED a ser acionada pelo conversor Cuk é a mesma utilizada no caso do conversor SEPIC no capítulo 2.

Tabela 4.1 – Especificações do Conversor Cuk.

Parâmetros	Símbolo	Valor
Tensão máxima na entrada	V_{imax}	340 V
Tensão mínima na entrada	V_{imin}	12 V
Potência de Saída	P_o	16 W
Tensão na Saída	V_o	46,2 V
Corrente na Saída	I_o	350 mA

Ondulação da corrente no Indutor L_1	ΔI_{L1}	$0,5I_{L1}$
Ondulação da corrente no Indutor L_2	ΔI_{L2}	35mA
Ondulação da tensão no capacitor C_2	ΔV_{C2}	$0,2 \cdot V_{C2}$
Ondulação da tensão no capacitor C_3	ΔV_{C3}	2 V
Frequência de chaveamento	f_s	100 kHz
Rendimento	η	0,8
Potência de Entrada	P_i	20 W

4.7.1 - Dimensionamento do Indutor L_1

Considerando a mínima tensão na entrada, a corrente média no indutor L_1 é obtida por:

$$I_{L1md1} = \frac{P_i}{V_{i\min}} \cong 1,7 A \quad (4.72)$$

A corrente máxima no indutor L_1 é obtida por:

$$I_{L1\max} = I_{L1md1} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \cong 2 A \quad (4.73)$$

Considerando a máxima tensão na entrada, a corrente média no indutor L_1 é obtida por:

$$I_{L1md2} = \frac{P_i}{V_{i\max}} \cong 60 mA \quad (4.74)$$

De acordo com (4.28), obtém-se:

$$D_{\min} = 0,12 \quad (4.75)$$

Assim, o indutor L_1 pode ser obtido por:

$$L_1 = \frac{V_{i\max}}{\Delta I_{L1}} D_{\min} T \cong 14 mH \quad (4.76)$$

A energia armazenada no indutor L_1 é obtida por:

$$E = \frac{1}{2} L_1 \cdot I_{L1\max}^2 = 27 mJ \quad (4.77)$$

Considerando o fator de ocupação $K_w=0,7$ e a densidade de corrente máxima $J_{\max}=450A/cm^2$, o produto da seção transversal do núcleo (A_e) pela área da janela (A_w), é determinado por:

$$A_e A_w \cong \frac{L \cdot I_{\max} \cdot I \cdot 10^4}{J_{\max} \cdot K_w \cdot B_{\max}} \cong 4,9 cm^4 \quad (4.78)$$

Optando-se por utilizar um núcleo EE 25/10/5, o fator de indutância A_l é obtido por:

$$Al = \frac{A_e^2 \cdot B_{\max}^2}{2 \cdot E} = 9,5 \eta H / esp^2 \quad (4.79)$$

A permeabilidade efetiva do núcleo com entreferro μ_e é determinada através de:

$$\mu_e = \frac{A_l \cdot l_e}{\mu_o \cdot A_e} = 30,6 \quad (4.80)$$

O número de espiras é obtido por:

$$N = \frac{L \cdot I_{pk} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{\max}} \cong 378 \quad (4.81)$$

O comprimento do entreferro l_g é obtido por:

$$l_g = \frac{l_e}{\mu_e} \cong 3.1 mm \quad (4.82)$$

A área de cobre é obtida por:

$$A_{cu} = \frac{I_{L1}}{J_{\max}} \cong 0,0038 cm^2 \quad (4.83)$$

Sendo assim, a bitola do fio a ser utilizado é de 24 AWG.

4.7.2 - Dimensionamento do Indutor L_2

De acordo com (4.21) o valor da corrente média no indutor L_2 é:

$$I_{L2md} = I_o = 350 mA \quad (4.84)$$

A corrente máxima no indutor L_2 é obtida por:

$$I_{L2\max} = I_{L2md} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} = 368mA \quad (4.85)$$

Considerando a máxima tensão, o valor do indutor L_2 pode ser obtido por:

$$L_2 = \frac{V_o}{\Delta I_{L2}}(1 - D_{\min})T \cong 12mH \quad (4.86)$$

A energia armazenada no indutor L_2 é obtida por:

$$E = \frac{1}{2} L_2 \cdot I_{L2\max}^2 \cong 787\mu J \quad (4.87)$$

Considerando o fator de ocupação $K_w=0,7$ e a densidade de corrente máxima $J_{\max}=450A/cm^2$, o produto da seção transversal do núcleo (A_e) pela área da janela (A_w), é determinado por:

$$A_e A_w \cong \frac{L \cdot I_{\max} \cdot I \cdot 10^4}{J_{\max} \cdot K_w \cdot B_{\max}} \cong 0,16cm^4 \quad (4.88)$$

Optando-se por utilizar um núcleo EE 25/10/5, o fator de indutância A_l é obtido por:

$$Al = \frac{A_e^2 \cdot B_{\max}^2}{2 \cdot E} = 6,6\eta H / esp^2 \quad (4.89)$$

A permeabilidade efetiva do núcleo com entreferro μ_e é determinada através de:

$$\mu_e = \frac{A_l \cdot l_e}{\mu_o \cdot A_e} = 76 \quad (4.90)$$

O número de espiras é obtido por:

$$N = \frac{L \cdot I_{pk} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{\max}} \cong 419 \quad (4.91)$$

O comprimento do entreferro l_g é obtido por:

$$l_g = \frac{l_e}{\mu_e} \cong 0,6mm \quad (4.92)$$

A área de cobre é obtida por:

$$A_{cu} = \frac{I_{L1}}{J_{\max}} \cong 0,00078cm^2 \quad (4.93)$$

Sendo assim, a bitola do fio a ser utilizado é de 28 AWG.

4.7.3 - Dimensionamento do Capacitor C_2

Considerando a mínima tensão de entrada, de acordo com (4.28), a tensão média no capacitor C_2 pode ser obtida por:

$$V_{C2md1} = \frac{V_o}{D_{\max}} \cong 58V \quad (4.94)$$

O valor do capacitor C_2 pode ser obtido por:

$$C_2 = \frac{I_{L2} D_{\max}}{0,2 V_{C2md1} f_s} \cong 242nF \quad (4.95)$$

Considerando a máxima tensão de entrada, de acordo com (4.28), a tensão média no capacitor C_2 pode ser obtida por:

$$V_{C2md2} = \frac{V_o}{D_{\min}} \cong 385V \quad (4.96)$$

O valor da tensão máxima no capacitor C_2 pode ser obtido por:

$$V_{C2\max} = V_{C2md2} + \frac{\Delta V_{C2}}{2} = 423V \quad (4.97)$$

4.7.4 - Dimensionamento do Capacitor C_3

O valor da tensão máxima no capacitor C_3 pode ser obtida por:

$$V_{C3\max} = V_o + \frac{\Delta V_{C3}}{2} = 47,2V \quad (4.98)$$

O valor do capacitor C_3 pode ser obtido por:

$$C_3 = \frac{V_o (1 - D_{\max})}{8 f_s^2 L_2 \Delta V_{C3}} \cong 5nF \quad (4.99)$$

4.7.5 - Dimensionamento dos Semicondutores

A corrente média no MOSFET S é determinada por:

$$I_{Smd} = (I_{L1md1} + I_{L1md2})D = 1,64A \quad (4.100)$$

A corrente máxima no MOSFET S é determinada por:

$$I_{Smax} = I_{L1max} + I_{L2max} \cong 2,1A \quad (4.101)$$

A tensão máxima aplicada ao MOSFET S é obtida por:

$$V_{Smáx} = \frac{V_{o\max}}{D_{\min}} = 387V \quad (4.102)$$

A corrente média no diodo D é determinada por:

$$I_{Dmd} = I_{Smd} \cong 1,64A \quad (4.103)$$

A corrente máxima no diodo D é determinada por:

$$I_{Dmax} = I_{Smax} \cong 2,1A \quad (4.104)$$

A tensão reversa máxima aplicada ao diodo D é obtida por:

$$V_{DRmax} = V_{Smax} = 387V \quad (4.105)$$

Sendo assim, por motivo de disponibilidade em estoque optou-se por utilizar o diodo HFA08TB60 e o MOSFET IRF840.

4.8 - Sistema de Controle

Para o dimensionamento do controlador C(s) do sistema de controle do conversor Cuk, foram considerados os mesmos procedimentos adotados para o conversor SEPIC no capítulo 2, assim como os parâmetros já dimensionados anteriormente e expostos na tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Parâmetros Experimentais do Conversor Cuk.

Parâmetros	Símbolo	Valor
Indutor L_1	L_1	14mH

Indutor L_2	L_2	12mH
Capacitor C_2	C_2	200nF
Capacitor C_3	C_3	5nF
Corrente de Saída	I_o	0,35
Resistência do Sensor	R_S	1 ohm
Resistência Dinâmica dos LEDs	R_D	14 ohm

4.8.1 - Determinação de $C(s)$ para $V_i=311Vdc$

Considerando os parâmetros da tabela 4.2 e $D=0,13$, tem-se:

$$G_{di}(S) = \frac{1,5 \cdot 10^{-6} S^2 - 6,7 \cdot 10^{-4} S + 311}{3,4 \cdot 10^{-18} S^4 + 4,5 \cdot 10^{-11} S^3 + 5,7 \cdot 10^{-8} S^2 + 9,5 \cdot 10^{-3} S + 11,6} \quad (4.106)$$

A resposta ao degrau unitário da função de transferência em malha aberta do sistema não compensado para $V_i=311V$ é mostrada na figura 4.7, onde um tempo de acomodação de 3,7ms pode ser observado.

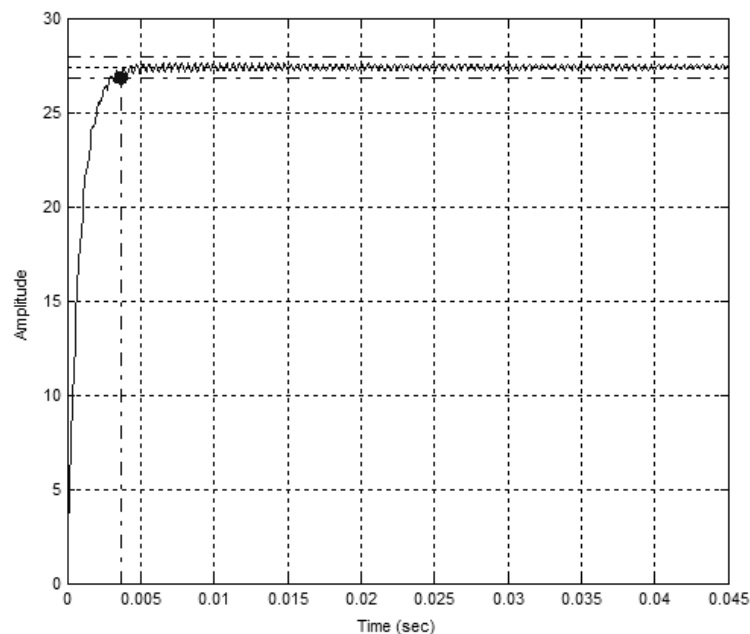


Figura 4.7 – Resposta ao degrau unitário de FTMA(s) para $V_i=311V$.

Sendo assim, para o dimensionamento de $C(s)$, foram considerados um tempo de acomodação máximo de 8ms e um sobre sinal máximo de 10%. Após a sintonia automática

dos ganhos K_p e K_i , a função de transferência $C(s)$ para $V_i=311V$ é representada pela equação (4.107).

$$C(S) = \frac{0,034S + 30,6}{S} \quad (4.107)$$

Assim, a função de transferência do sistema a malha fechada é representada pela equação (4.108) e a resposta do mesmo ao degrau unitário é mostrada pela figura 4.8, onde um tempo de acomodação de 4,5ms e um sobre sinal de 9,9% podem ser observados.

$$T(S) = \frac{-32,9 \cdot 10^{-5} S^4 + 1,2 S^3 - 7,5 \cdot 10^4 S^2 + 2,3 \cdot 10^8 S + 2,7 \cdot 10^{11}}{3,4 \cdot 10^{-18} S^7 + 4,5 \cdot 10^{-11} S^6 + 5,2 \cdot 10^{-7} S^5 + 0,01 S^4 + 110 S^3 + 2,76 \cdot 10^5 S^2 + 5,2 \cdot 10^8 S + 2,7 \cdot 10^{11}} \quad (4.108)$$

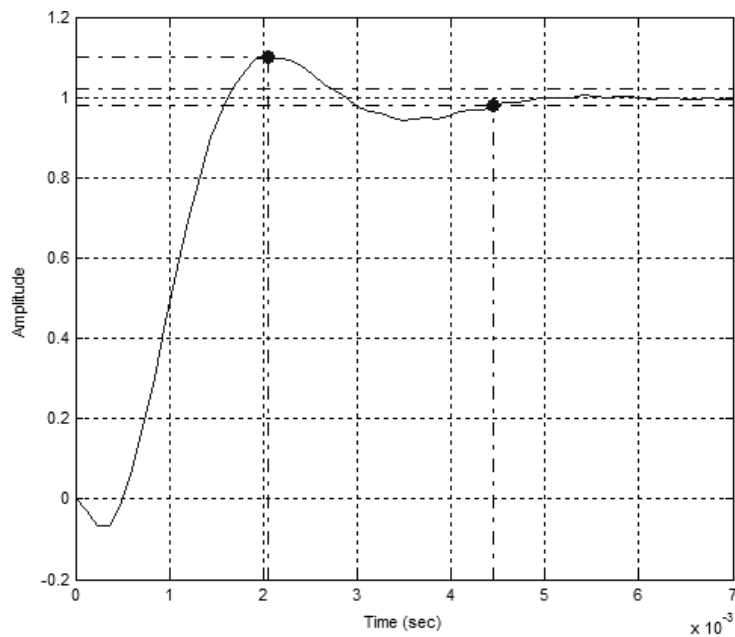


Figura 4.8 – Resposta ao degrau unitário de $T(s)$ para $V_i=311V$.

4.8.2 - Determinação de $C(s)$ para $V_i=178Vdc$

Considerando os parâmetros da tabela 4.2 e $D=0,21$, temos:

$$G_{di}(S) = \frac{8,5 \cdot 10^{-7} S^2 - 1,3 \cdot 10^{-3} S + 178}{3,4 \cdot 10^{-18} S^4 + 4,5 \cdot 10^{-11} S^3 + 5,7 \cdot 10^{-8} S^2 + 8 \cdot 10^{-3} S + 9,36} \quad (4.109)$$

A resposta ao degrau unitário da função de transferência em malha aberta do sistema não compensado para $V_i=178V$ é mostrada na figura 4.9, onde um tempo de acomodação de 4ms pode ser observado.

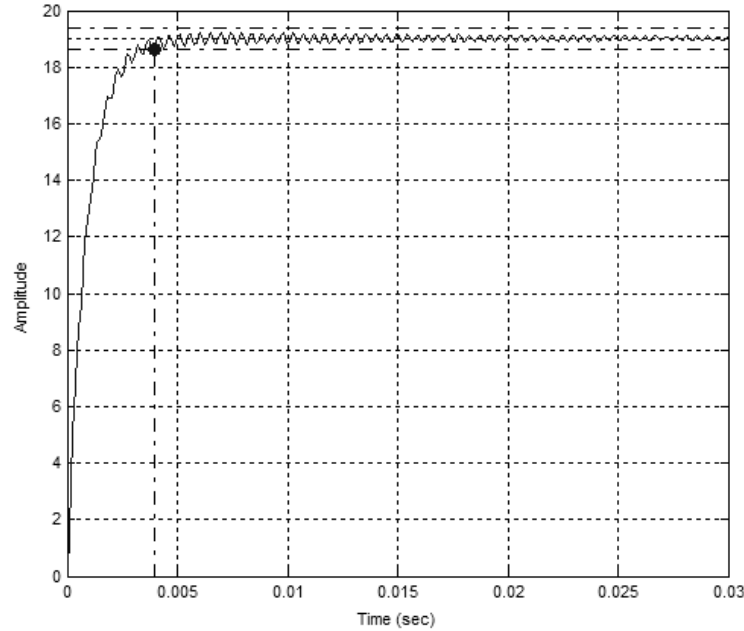


Figura 4.9 – Resposta ao degrau unitário de FTMA(s) para $V_i=178V$.

Sendo assim, para o dimensionamento de $C(s)$, foram considerados um tempo de acomodação máximo de 8ms e um sobre sinal máximo de 10%. Após a sintonia automática dos ganhos K_p e K_i , a função de transferência $C(s)$ para $V_i=178V$ é representada pela equação (4.110).

$$C(s) = \frac{0,0446S + 43,71}{S} \quad (4.110)$$

Assim, a função de transferência do sistema a malha fechada é representada pela equação (4.111) e a resposta do mesmo ao degrau unitário é mostrada pela figura 4.10, onde um tempo de acomodação de 4,7ms e um sobre sinal de 10% podem ser observados.

$$T(S) = \frac{-27,2 \cdot 10^{-5} S^4 + 1,2 S^3 - 5,7 \cdot 10^4 S^2 + 1,7 \cdot 10^8 S + 2,2 \cdot 10^{11}}{3,4 \cdot 10^{-18} S^7 + 4,5 \cdot 10^{-11} S^6 + 5,2 \cdot 10^{-7} S^5 + 9,6 \cdot 10^{-3} S^4 + 95,4 S^3 + 2,4 \cdot 10^5 S^2 + 4 \cdot 10^8 S + 2,22 \cdot 10^{11}} \quad (4.111)$$

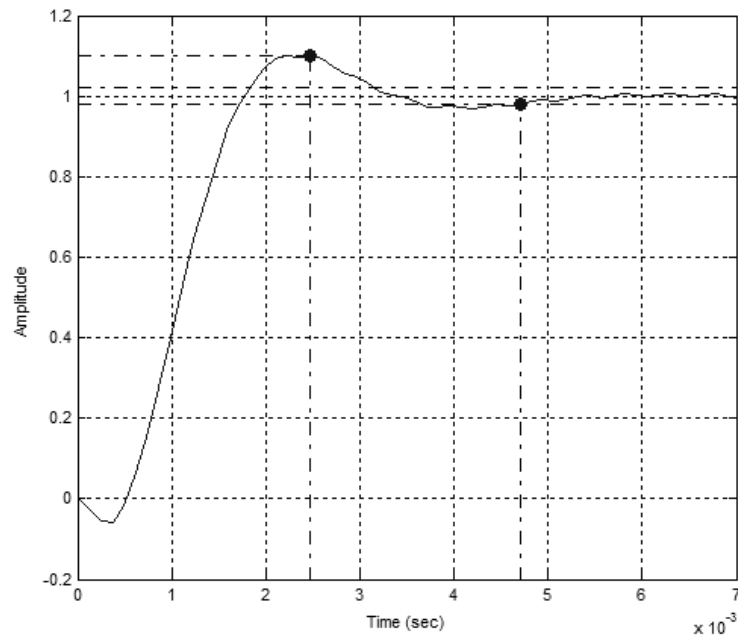


Figura 4.10 – Resposta ao degrau unitário de T(s) para $V_i=178V$.

4.8.3 - Determinação de C(s) para $V_i=12Vdc$

Considerando os parâmetros da tabela 4.2 e $D=0,79$, obtém-se:

$$G_{di}(S) = \frac{1,6 \cdot 10^{-7} S^2 - 0,018S + 12}{2,4 \cdot 10^{-18} S^4 + 3,4 \cdot 10^{-11} S^3 + 4 \cdot 10^{-8} S^2 + 9,3 \cdot 10^{-3} S + 0,62} \quad (4.112)$$

A resposta ao degrau unitário da função de transferência em malha aberta do sistema não compensado para $V_i=12V$ é mostrada na figura 4.11, onde um tempo de acomodação de 54ms pode ser observado.

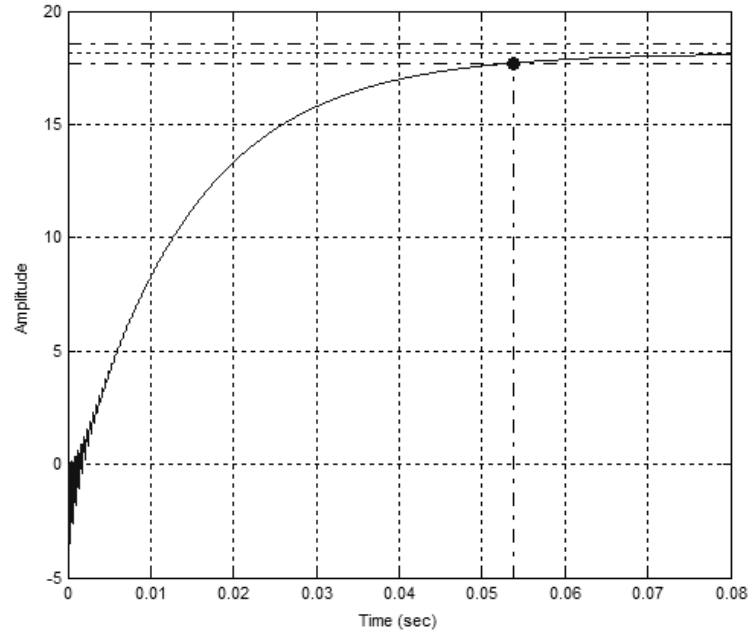


Figura 4.11 – Resposta ao degrau unitário de FTMA(s) para $V_i=12V$.

Sendo assim, para o dimensionamento de $C(s)$, foram considerados um tempo de acomodação máximo de 100ms e um sobre sinal máximo de 10%. Após a sintonia automática dos ganhos K_p e K_i , a função de transferência $C(s)$ para $V_i=12V$ é representada pela equação (4.113).

$$C(s) = \frac{0,049S + 6,57}{S} \quad (4.113)$$

Assim, a função de transferência do sistema a malha fechada é representada pela equação (4.114) e a resposta do mesmo ao degrau unitário é mostrada pela figura 4.12, onde um tempo de acomodação de 50ms e um sobre sinal de 10% podem ser observados.

$$T(S) = \frac{-5,6 \cdot 10^{-5} S^4 + 6,7 S^3 - 2,9 \cdot 10^4 S^2 + 1,3 \cdot 10^7 S + 2,26 \cdot 10^9}{2,5 \cdot 10^{-18} S^7 + 3,4 \cdot 10^{-11} S^6 + 3,9 \cdot 10^{-7} S^5 + 10,5 \cdot 10^{-3} S^4 + 104 S^3 + 2,1 \cdot 10^5 S^2 + 2,9 \cdot 10^7 S + 2,26 \cdot 10^9} \quad (4.114)$$

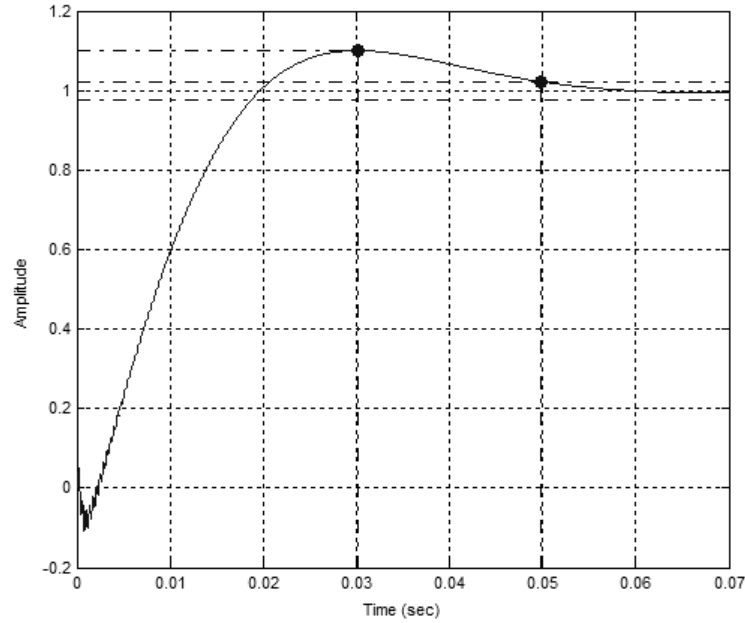


Figura 4.12 – Resposta ao degrau unitário de T(s) para $V_i=12V$.

4.9 - Simulação e Resultados Experimentais

O desempenho do circuito de acionamento dos LEDs utilizando o conversor Cuk com o controle da corrente é comprovado através de simulação e do funcionamento de um protótipo construído de acordo com os parâmetros já mostrados na tabela 4.3.

Considerando o mesmo sistema de controle usado para o conversor SEPIC no capítulo 2 e mostrado na figura 2.15, foi realizado uma simulação do sistema de controle do conversor Cuk no ambiente Simulink do Matlab[®], considerando uma perturbação na tensão de entrada V_i sendo que a ação do controlador $C(s)$ é limitada para operar de 0 a 0,9.

As funções de transferência $G_{vi}(s)$ para cada um dos três níveis de tensão de entrada V_i são representadas pelas equações (4.115), (4.116) e (4.117):

- Para $V_i=311V$:

$$G_{vi}(S) = \frac{0,1131}{3,4 \cdot 10^{-18} S^4 + 4,5 \cdot 10^{-11} S^3 + 5,7 \cdot 10^{-8} S^2 + 9,3 \cdot 10^{-3} S + 11,35} \quad (4.115)$$

- Para $V_i=178V$:

$$G_{vi}(S) = \frac{0,1659}{3,4 \cdot 10^{-18} S^4 + 4,5 \cdot 10^{-11} S^3 + 5,7 \cdot 10^{-8} S^2 + 8,1 \cdot 10^{-3} S + 9,361} \quad (4.116)$$

- Para $V_i = 12V$:

$$G_{vi}(S) = \frac{0,1131}{3,4 \cdot 10^{-18} S^4 + 4,5 \cdot 10^{-11} S^3 + 5,7 \cdot 10^{-8} S^2 + 9,3 \cdot 10^{-3} S + 0,6615} \quad (4.117)$$

A figura 4.13 mostra o resultado da simulação do comportamento transitório da corrente nos LEDs para a tensão V_i variando de 311V para 340V.

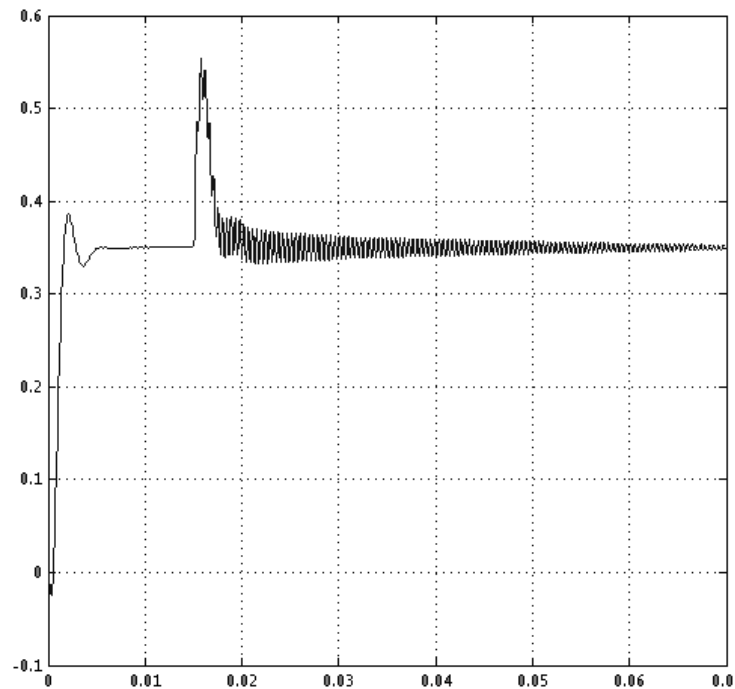


Figura 4.13 – Transitório da Corrente nos LEDs para $V_i=311Vdc$.

A figura 4.14 mostra o resultado da simulação do comportamento transitório da corrente nos LEDs para a tensão V_i variando de 178V para 196V.

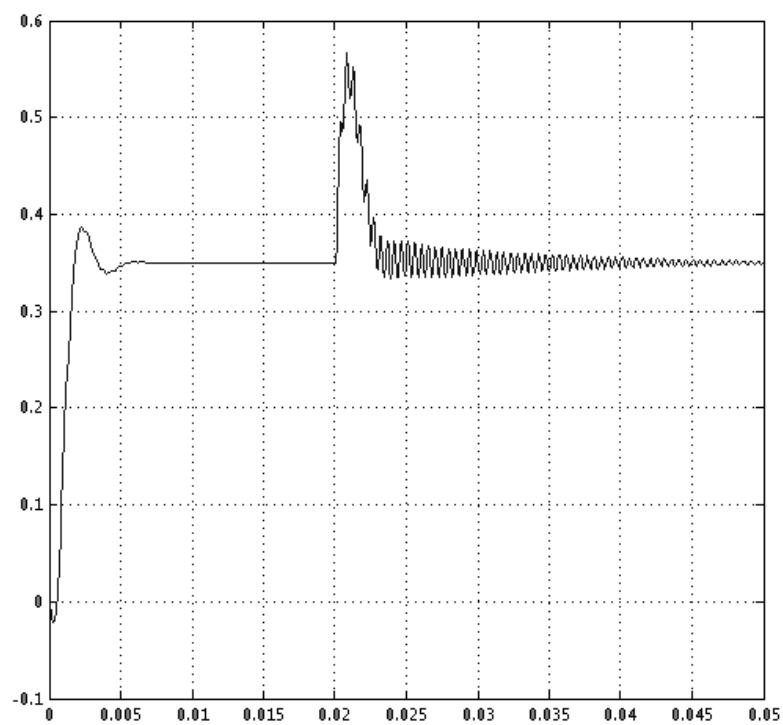


Figura 4.14 – Transitório da Corrente nos LEDs para para $V_i=178\text{Vdc}$.

A figura 4.15 mostra o resultado da simulação do comportamento transitório da corrente nos LEDs para a tensão V_i variando de 12V para 11V.

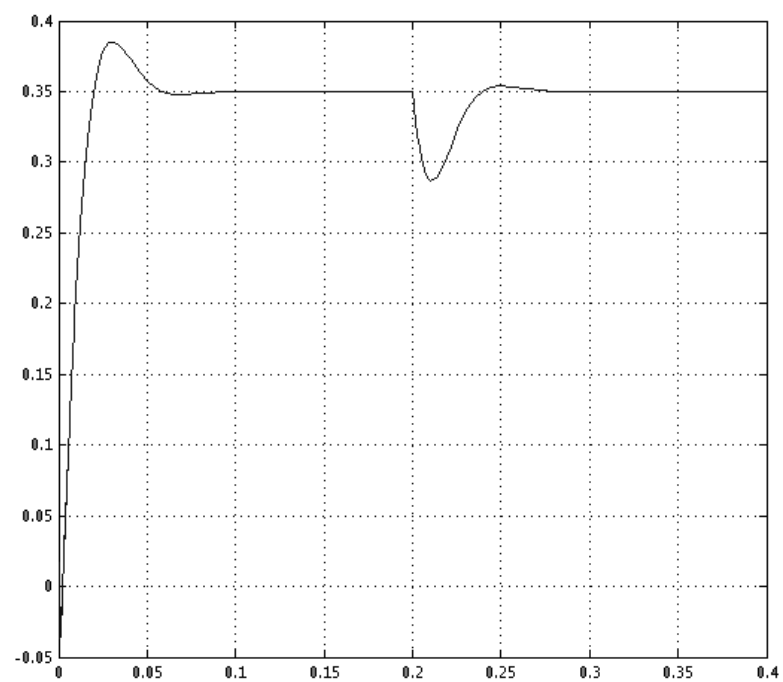


Figura 4.15 – Transitório da Corrente nos LEDs para $V_i=12\text{Vdc}$.

As figuras 4.16, 4.17 e 4.18 mostram o comportamento da corrente nos LEDs em regime permanente para as tensões de entrada de $311V_{DC}$, $178V_{DC}$ e $12V_{DC}$ respectivamente.

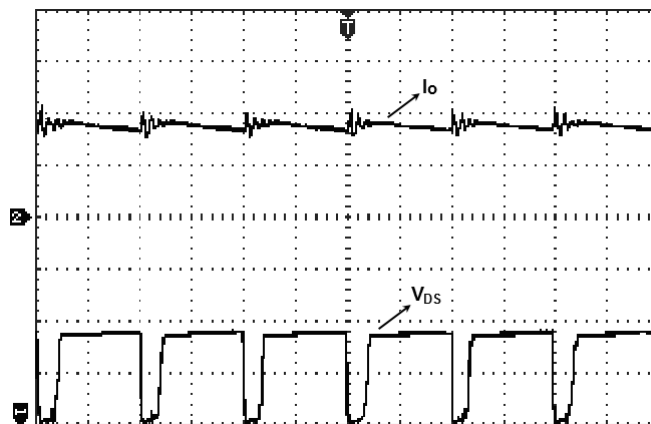


Figura 4.16 – Formas de onda para $V_i=311V_{DC}$ – Inferior: Tensão V_{DS} na chave 200V/div – Superior: Corrente nos LEDs 200mA/div, escala horizontal de 5us/div.

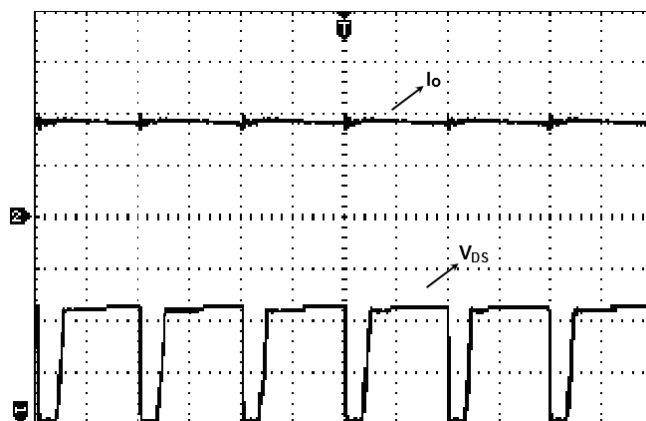


Figura 4.17 – Formas de onda para $V_i=178V_{DC}$ – Inferior: Tensão V_{DS} na chave 100V/div – Superior: Corrente nos LEDs 200mA/div, escala horizontal de 5us/div.

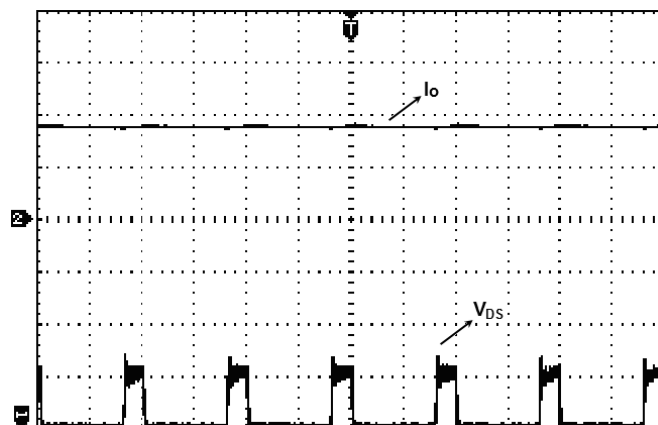


Figura 4.18 – Formas de onda para $V_i=12V_{DC}$ – Inferior: Tensão V_{DS} na chave 50V/div – Superior: Corrente nos LEDs 200mA/div, escala horizontal de 5us/div.

4.10 - Considerações Finais

Neste capítulo foi apresentada uma análise quantitativa e qualitativa do conversor Cuk operando no modo de condução contínua, aplicado no acionamento de uma lâmpada construída com 14 LEDs de luz branca de 1W a partir de uma alimentação universal, com controle digital da corrente média dos LEDs. Foi apresentada uma análise estática e também o dimensionamento dos componentes do conversor.

Com a análise dinâmica do sistema utilizando o método de espaço de estados médio, foi possível através do uso do Matlab[®] dimensionar os parâmetros do compensador PI para a posterior implementação de uma estratégia de controle da corrente média nos LEDs.

Foram apresentados resultados de simulação do comportamento transitório da corrente I_o , considerando uma perturbação na tensão de entrada V_i . Para uma variação de 30V para mais sobre $V_i=311V$, a corrente I_o atingiu um valor máximo de aproximadamente 560mA. Para uma variação de 16V para mais sobre $V_i=178V$, a corrente I_o atingiu um valor máximo de aproximadamente 570mA. Para uma variação de 1V para menos sobre $V_i=12V$, a corrente I_o atingiu um valor mínimo de aproximadamente 290mA.

Foram apresentados resultados experimentais de forma que as formas de onda experimentais da tensão V_{DS} permitem a comprovação das equações (4.15) e (4.24) e das formas de onda teóricas apresentados anteriormente, assim como, as formas de onda experimentais da corrente I_o comprovam a atuação do conversor para a manutenção da mesma em um valor médio de aproximadamente 350mA com uma ondulação na faixa de 10%.

CAPÍTULO 5

Conversor BOOST-BUCK²

5.1 - Considerações Iniciais

A topologia do conversor proposto neste capítulo é derivada dos conversores quadráticos apresentados por [34] e [35]. Esta nova topologia é equivalente a um cascadeamento de um conversor Boost com dois conversores Buck, porém com a vantagem de se utilizar apenas uma chave principal. O Boost-Buck² pode operar como abaixador ou elevador de tensão e apresenta características de fonte de corrente tanto na entrada como na saída, sendo que, quando operando como abaixador, a faixa de conversão é muito maior que a de um conversor Buck convencional, pois seu ganho estático apresenta uma dependência quadrática da razão cíclica.

O esquemático simplificado do circuito de acionamento dos LED usando o conversor Boost-Buck² é mostrado na Figura 5.1. A operação em regime permanente no modo de condução contínua consiste de dois estágios. Para simplificar a análise teórica, todos os componentes são considerados ideais e a tensão média sobre os indutores em regime permanente e a ondulação da tensão sobre os capacitores são nulas.

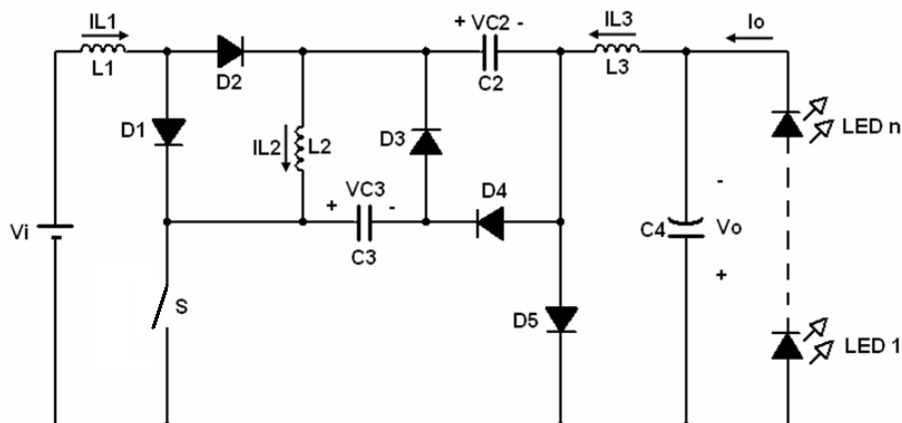


Figura 5.1 – Esquemático do Conversor Boost-Buck².

5.2 - Princípio de Operação do Conversor Boost-Buck²

A operação do conversor Boost-Buck² em regime permanente no modo de condução contínua consta de dois estágios.

Primeiro estágio (t_0 , t_1) - A figura 5.2 mostra a operação do conversor durante o primeiro estágio onde a chave S está fechada, os diodos D_2 , D_3 e D_5 estão bloqueados enquanto os diodos D_1 e D_4 estão conduzindo. Assim, o indutor L_1 armazena energia fornecida pela entrada enquanto os indutores L_2 e L_3 armazenam energia fornecida pelos capacitores C_2 , C_3 e C_4 . Consequentemente as correntes nos indutores crescem linearmente.

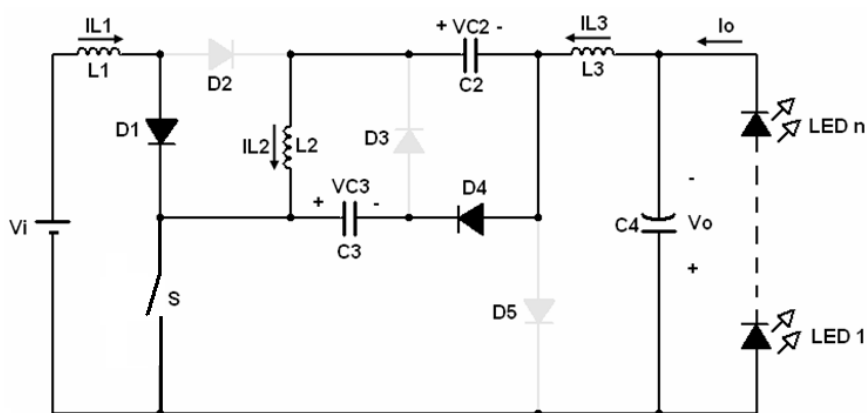


Figura 5.2 – Primeiro estágio de operação do conversor Boost-Buck².

Segundo estágio ($t1$, $t2$) - A figura 5.3 mostra a operação do conversor durante o segundo estágio onde a chave S está aberta, os diodos D_2 , D_3 e D_5 estão conduzindo enquanto os diodos D_1 e D_4 estão bloqueados. Assim, os capacitores C_2 e C_3 armazenam energia fornecida pelos indutores L_1 e L_2 respectivamente, enquanto o indutor L_3 transfere energia para a saída. Consequentemente as correntes nos indutores decrescem linearmente.

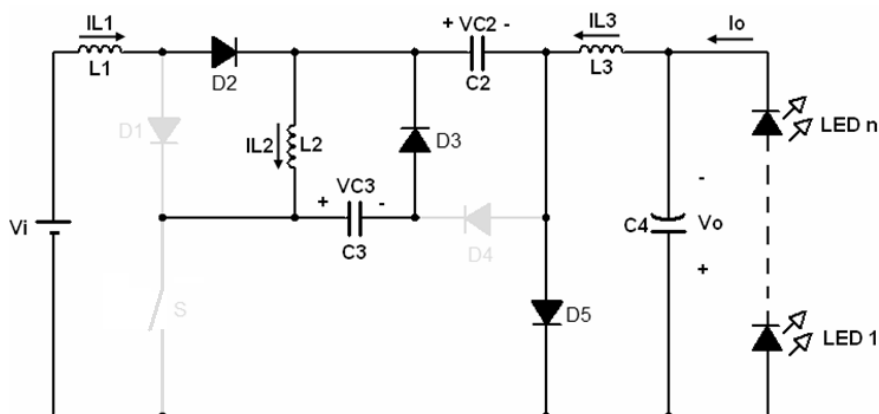


Figura 5.3 – Segundo estágio de operação do conversor Boost-Buck².

5.3 - Formas de Onda Teóricas do Conversor Boost-Buck²

Na figura 5.4 pode-se observar as formas de onda teóricas do conversor Boost-Buck² operando no modo de condução contínua em regime permanente, onde as ondulações nas tensões dos capacitores são desprezadas, assim como as tensões médias nos indutores são consideradas nulas.

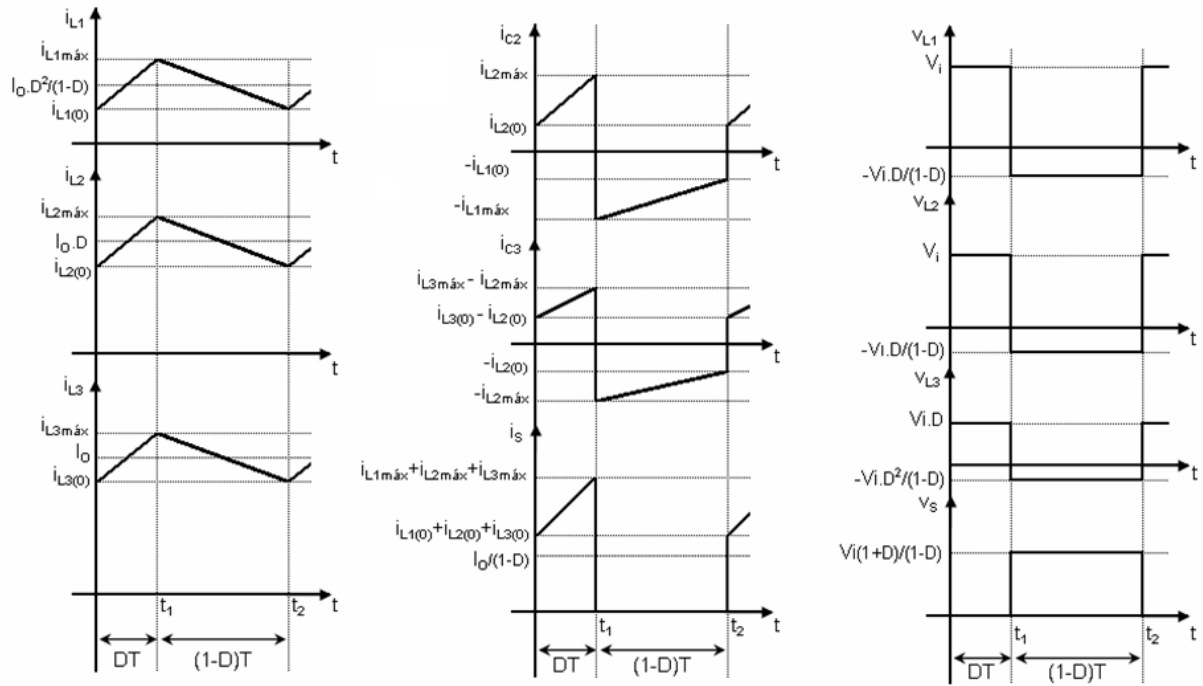


Figura 5.4 – Formas de onda teóricas conversor Boost-Buck².

5.4 - Equacionamento Básico do Conversor Boost-Buck²

O equacionamento do conversor Boost-Buck² é baseado na análise dos estágios de operação no modo de condução contínua, onde são feitas as seguintes considerações: $t_0 = 0$, $t_1 = DT$ e $t_2 = T$.

Primeiro estágio (t_0 , t_1)

$$i_{L1}(t) = \frac{V_i}{L_1} t + i_{L1(0)} \quad (5.1)$$

$$i_{L2}(t) = \frac{(V_{C2} - V_{C3})}{L_2} t + i_{L2(0)} \quad (5.2)$$

$$i_{L3}(t) = \frac{(-V_o + V_{C3})}{L_3} t + i_{L3(0)} \quad (5.3)$$

$$i_S(t) = i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} \quad (5.4)$$

$$i_{D2}(t) = i_{D3}(t) = i_{D5}(t) = 0 \quad (5.5)$$

$$i_{D1}(t) = i_{L1}(t) \quad (5.6)$$

$$i_{D4}(t) = i_{L3}(t) - i_{L2}(t) \quad (5.7)$$

$$i_{C2}(t) = i_{L2}(t) \quad (5.8)$$

$$i_{C3}(t) = i_{L3}(t) - i_{L2}(t) \quad (5.9)$$

$$V_s(t) = 0 \quad (5.10)$$

$$V_{D1}(t) = V_{D4}(t) = 0 \quad (5.11)$$

$$V_{D2}(t) = -(V_{C2}(t) - V_{C3}(t)) \quad (5.12)$$

$$V_{D3}(t) = -V_{C2}(t) \quad (5.13)$$

$$V_{D5}(t) = -V_{C3}(t) \quad (5.14)$$

$$V_{L1}(t) = V_i \quad (5.15)$$

$$V_{L2}(t) = V_{C2} - V_{C3} \quad (5.16)$$

$$V_{L3}(t) = -V_o + V_{C3} \quad (5.17)$$

Segundo estágio ($t1$, $t2$)

$$i_{L1}(t) = -\frac{(V_{C1} - V_{C2})}{L_1}(t - DT) + i_{L1(DT)} \quad (5.18)$$

$$i_{L2}(t) = -\frac{V_{C3}}{L_2}(t - DT) + i_{L2(DT)} \quad (5.19)$$

$$i_{L3}(t) = -\frac{V_o}{L_3}(t - DT) + i_{L3(DT)} \quad (5.20)$$

$$i_s(t) = 0 \quad (5.21)$$

$$i_{D1}(t) = i_{D4}(t) = 0 \quad (5.22)$$

$$i_{D2}(t) = i_{L1}(t) \quad (5.23)$$

$$i_{D3}(t) = i_{L2}(t) \quad (5.24)$$

$$i_{D5}(t) = i_{L1}(t) + i_{L3}(t) \quad (5.25)$$

$$i_{C2}(t) = -i_{L1}(t) \quad (5.26)$$

$$i_{C3}(t) = i_{L3}(t) - i_{L2}(t) \quad (5.27)$$

$$V_S(t) = V_{C3}(t) + V_{C2}(t) \quad (5.28)$$

$$V_{D2}(t) = V_{D3}(t) = V_{D5}(t) = 0 \quad (5.29)$$

$$V_{D1}(t) = -V_{C3}(t) \quad (5.30)$$

$$V_{D4}(t) = -V_{C2}(t) \quad (5.31)$$

$$V_{L1}(t) = V_i - V_{C2} \quad (5.32)$$

$$V_{L2}(t) = V_{C3} \quad (5.33)$$

$$V_{L3}(t) = -V_o \quad (5.34)$$

5.5 - Análise Estática do Conversor Boost-Buck²

Usando o princípio de que a corrente média através do capacitor C_2 em regime permanente é nula, as seguintes equações são válidas.

$$I_{L2}DT = I_{L1}(1-D)T \quad (5.35)$$

Resolvendo-se (5.35) para I_{L2} , obtém-se:

$$I_{L2} = \frac{I_{L1}(1-D)}{D} \quad (5.36)$$

Do mesmo modo para o capacitor C_3 , obtém-se:

$$(I_{L3} - I_{L2})DT = I_{L2}(1-D)T \quad (5.37)$$

Resolvendo-se (5.37) para I_{L3} , obtém-se:

$$I_{L3} = \frac{I_{L2}}{D} \quad (5.38)$$

Substituindo-se (5.36) em (5.38), obtém-se:

$$I_{L1} = \frac{I_{L3}D^2}{(1-D)} \quad (5.39)$$

Através da análise do circuito mostrado na figura 5.1, verifica-se que a corrente média sobre o indutor L_1 é igual à corrente de entrada I_i e que a corrente média sobre o indutor L_3 é igual à corrente de saída I_o . Sendo assim,

$$\frac{I_i}{I_o} = \frac{D^2}{(1-D)} \quad (5.40)$$

Sabendo que a tensão média sobre o indutor L_1 é nula, obtém-se:

$$V_iDT = (V_{C2} - V_i)(1-D)T \quad (5.41)$$

Resolvendo (5.41) para V_{C2} , obtém-se:

$$V_{C2} = \frac{V_i}{(1-D)} \quad (5.42)$$

Aplicando o mesmo princípio ao indutor L_2 , obtém-se:

$$(V_{C3} - V_{C2})DT = V_{C3}(1-D)T \quad (5.43)$$

Resolvendo (5.43) para V_{C3} , obtém-se:

$$V_{C3} = DV_{C2} \quad (5.44)$$

Aplicando o mesmo princípio ao indutor L_3 , obtém-se:

$$(V_o + V_{C3})DT = -V_o(1-D)T \quad (5.45)$$

Resolvendo (5.45) para V_o , obtém-se:

$$V_o = -DV_{C3} \quad (5.46)$$

Substituindo (5.42) e (5.44) em (5.46), obtém-se:

$$V_o = -\frac{V_i D^2}{(1-D)} \quad (5.47)$$

Sendo assim, o ganho estático do conversor Boost-Buck² é determinado pela equação (5.48) e mostrado na figura 5.5.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D^2}{(1-D)} \quad (5.48)$$

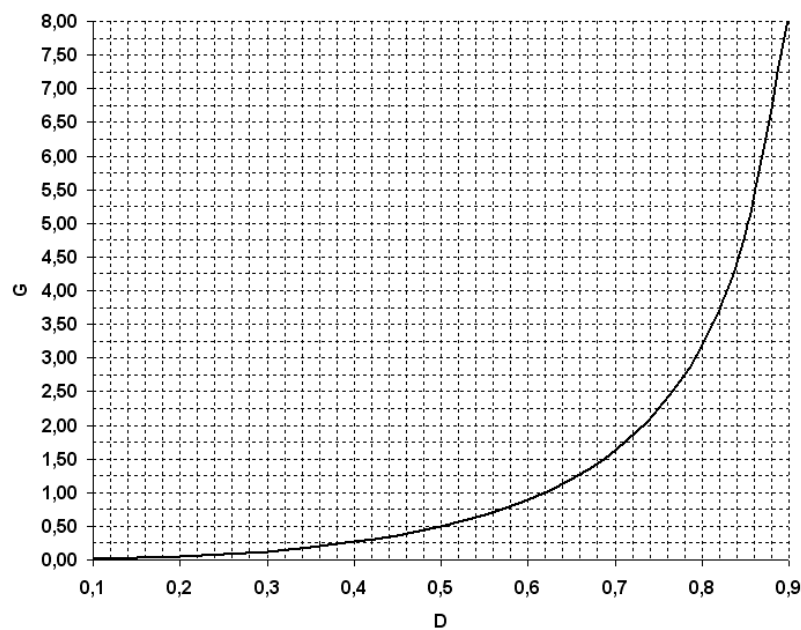


Figura 5.5 – Ganho estático do conversor Boost-Buck².

5.6 - Análise Dinâmica do Conversor Boost-Buck²

A análise dinâmica e a modelagem do conversor Boost-Buck² apresentada a seguir utiliza o método de espaço de estados médio, cuja visão geral e o equacionamento já foram descritos no capítulo 2.

5.6.1 - Modelo do Conversor Boost-Buck²

A figura 5.6 mostra o circuito equivalente do conversor Boost-Buck² utilizado para acionar o arranjo de LEDs representados pelo modelo equivalente formado pela tensão V_{FD}

que representa a somatória das tensões de polarização dos diodos em série com a respectiva resistência dinâmica R_D .

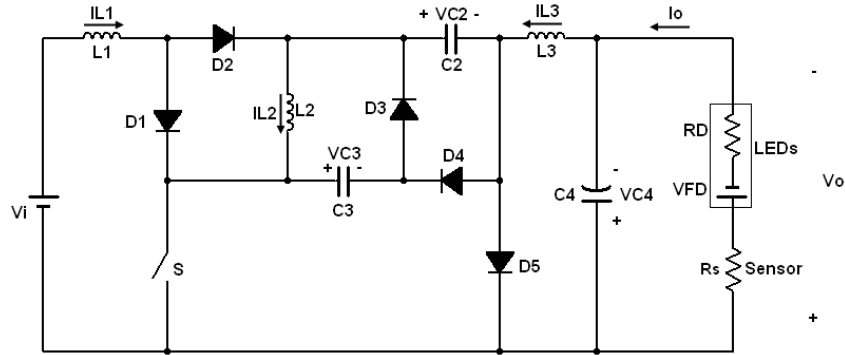


Figura 5.6 – Esquemático Simplificado do Conversor Boost-Buck².

As equações de espaço de estados para o conversor Boost-Buck² sobre um período de chaveamento podem ser escritas como a seguir:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{v_i}{L_1} d + \frac{v_i - v_{C2}}{L_1} (1-d) \quad (5.49)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{v_{C2} - v_{C3}}{L_2} d - \frac{v_{C3}}{L_2} (1-d) \quad (5.50)$$

$$\frac{di_{L3}}{dt} = \frac{v_{C3} - v_{C4}}{L_3} d - \frac{v_{C4}}{L_3} (1-d) \quad (5.51)$$

$$\frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{i_{L1}}{C_2} (1-d) - \frac{i_{L2}}{C_2} d \quad (5.52)$$

$$\frac{dv_{C3}}{dt} = \frac{(i_{L3} - i_{L2})}{C_3} d - \frac{i_{L2}}{C_3} (1-d) \quad (5.53)$$

$$\frac{dv_{C4}}{dt} = \frac{(i_o - i_{L3})}{C_4} d + \frac{(i_o - i_{L3})}{C_4} (1-d) \quad (5.54)$$

$$i_o = \frac{v_{C4} - V_{FD}}{R_D + R_s} \quad (5.55)$$

Inserindo as perturbações de pequenos sinais e considerando somente os termos de primeira ordem nas equações (5.49), (5.50), (5.51), (5.52), (5.53), (5.54) e (5.55), obtém-se:

$$\frac{d \tilde{i}_{L1}(t)}{dt} = \frac{(1-D)}{L_1} \tilde{v}_{C2}(t) + \frac{1}{L_1} \tilde{v}_i(t) + \frac{V_i - R_s I_o D^2}{L_1 (1-D)} \tilde{d}(t) \quad (5.56)$$

$$\frac{d \tilde{i}_{L2}(t)}{dt} = \frac{D}{L_2} \tilde{v}_{C2}(t) - \frac{1}{L_2} \tilde{v}_{C3}(t) + \frac{V_i}{L_2 (1-D)} \tilde{d}(t) \quad (5.57)$$

$$\frac{d \tilde{i}_{L3}(t)}{dt} = \frac{D}{L_3} \tilde{v}_{C3}(t) - \frac{1}{L_3} \tilde{v}_{C4}(t) + \frac{DV_i}{L_3 (1-D)} \tilde{d}(t) \quad (5.58)$$

$$\frac{d \tilde{v}_{C2}(t)}{dt} = \frac{(1-D)}{C_2} \tilde{i}_{L1}(t) - \frac{D}{C_2} \tilde{i}_{L2}(t) - \frac{D^2 I_o}{C_2 (1-D)} \tilde{d}(t) \quad (5.59)$$

$$\frac{d \tilde{v}_{C3}(t)}{dt} = \frac{1}{C_3} \tilde{i}_{L2}(t) - \frac{D}{C_3} \tilde{i}_{L3}(t) - \frac{I_o}{C_3} \tilde{d}(t) \quad (5.60)$$

$$\frac{d \tilde{v}_{C4}(t)}{dt} = \frac{1}{C_4} \tilde{i}_{L3}(t) + \frac{1}{C_4 (R_D + R_s)} \tilde{v}_{C4}(t) \quad (5.61)$$

$$\tilde{i}_o(t) = \frac{1}{R_D + R_s} \tilde{v}_{C4}(t) \quad (5.62)$$

Escrevendo as equações de estado de espaço na forma matricial, obtém-se:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1}(t) \\ \tilde{i}_{L2}(t) \\ \tilde{i}_{L3}(t) \\ \tilde{v}_{C2}(t) \\ \tilde{v}_{C3}(t) \\ \tilde{v}_{C4}(t) \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1}(t) \\ \tilde{i}_{L2}(t) \\ \tilde{i}_{L3}(t) \\ \tilde{v}_{C2}(t) \\ \tilde{v}_{C3}(t) \\ \tilde{v}_{C4}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B & B_d \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{v}_{i(t)} \\ \tilde{d}(t) \end{bmatrix} \quad (5.63)$$

e

$$\tilde{i}_{o(t)} = C \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_1(t)} \\ \tilde{i}_{L_2(t)} \\ \tilde{i}_{L_3(t)} \\ \tilde{v}_{C_2(t)} \\ \tilde{v}_{C_3(t)} \\ \tilde{v}_{C_4(t)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E & E_d \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{v}_{i(t)} \\ \tilde{d}(t) \end{bmatrix} \quad (5.64)$$

onde

$$A = \begin{bmatrix} X_1 & X_2 & X_3 & X_4 & X_5 & X_6 \\ Y_1 & Y_2 & Y_3 & Y_4 & Y_5 & Y_6 \\ Z_1 & Z_2 & Z & Z & Z & Z \\ W_1 & W_2 & W_3 & W_4 & W_5 & W_6 \\ K_1 & K_2 & K_3 & K_4 & K_5 & K_6 \\ P_1 & P_2 & P_3 & P_4 & P_5 & P_6 \end{bmatrix} \quad (5.65)$$

$$B = \begin{bmatrix} X_7 \\ Y_7 \\ Z_7 \\ W_7 \\ K_7 \\ P_7 \end{bmatrix} \quad (5.66)$$

$$C = \begin{bmatrix} J_1 & J_2 & J_3 & J_4 & J_5 & J_6 \end{bmatrix} \quad (5.67)$$

$$E = \begin{bmatrix} J_7 \end{bmatrix} \quad (5.68)$$

$$B_d = \begin{bmatrix} X_8 \\ Y_8 \\ Z_8 \\ W_8 \\ K_8 \\ P_8 \end{bmatrix} \quad (5.69)$$

$$E_d = \begin{bmatrix} J_8 \end{bmatrix} \quad (5.70)$$

sendo que:

$$X_1 = X_2 = X_3 = X_5 = X_6 = 0 \quad (5.71)$$

$$X_4 = -\frac{(1-D)}{L_1} \quad (5.72)$$

$$X_7 = \frac{1}{L_1} \quad (5.73)$$

$$X_8 = \frac{V_i - R_s I_o D^2}{L_1 (1-D)} \quad (5.74)$$

$$Y_1 = Y_2 = Y_3 = Y_6 = Y_7 = 0 \quad (5.75)$$

$$Y_4 = \frac{D}{L_2} \quad (5.76)$$

$$Y_5 = -\frac{1}{L_2} \quad (5.77)$$

$$Y_8 = \frac{V_i}{(1-D)L_2} \quad (5.78)$$

$$Z_1 = Z_2 = Z_3 = Z_4 = Z_7 = 0 \quad (5.79)$$

$$Z_5 = \frac{D}{L_3} \quad (5.80)$$

$$Z_6 = -\frac{1}{L_3} \quad (5.81)$$

$$Z_8 = \frac{DV_i}{(1-D)L_3} \quad (5.82)$$

$$W_1 = \frac{(1-D)}{C_2} \quad (5.83)$$

$$W_2 = -\frac{D}{C_2} \quad (5.84)$$

$$W_3 = W_4 = W_5 = W_6 = W_7 = 0 \quad (5.85)$$

$$W_8 = -\frac{D^2 I_o}{C_2 (1-D)} \quad (5.86)$$

$$K_1 = K_4 = K_5 = K_6 = K_7 = 0 \quad (5.87)$$

$$K_2 = \frac{1}{C_3} \quad (5.88)$$

$$K_3 = -\frac{D}{C_3} \quad (5.89)$$

$$K_8 = -\frac{I_o}{C_3} \quad (5.90)$$

$$P_1 = P_2 = P_4 = P_5 = P_7 = P_8 = 0 \quad (5.91)$$

$$P_3 = \frac{1}{C_4} \quad (5.92)$$

$$P_6 = -\frac{1}{C_4(R_D + R_S)} \quad (5.93)$$

$$J_1 = J_2 = J_3 = J_4 = J_5 = J_7 = J_8 = 0 \quad (5.94)$$

$$J_6 = \frac{1}{R_D + R_S} \quad (5.95)$$

Substituindo (5.65), (5.66), (5.67) e (5.68) em (2.67), obtém-se:

$$G_{vi}(s) = \frac{\tilde{i}_o(s)}{\tilde{v}_i(s)} = \begin{bmatrix} J_1 & J_2 & J_3 & J_4 & J_5 & J_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S - X_1 & S - X_2 & S - X_3 & S - X_4 & S - X_5 & S - X_6 \\ -Y_1 & S - Y_2 & -Y_3 & -Y_4 & -Y_5 & -Y_6 \\ -Z_1 & -Z_2 & S - Z_3 & -Z_4 & -Z_5 & -Z_6 \\ -W_1 & -W_2 & -W_3 & S - W_4 & -W_5 & -W_6 \\ -K_1 & -K_2 & -K_3 & -K_4 & S - K_5 & -K_6 \\ -P_1 & -P_2 & -P_3 & -P_4 & -P_5 & S - P_6 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} X_7 \\ Y_7 \\ Z_7 \\ W_7 \\ K_7 \\ P_7 \end{bmatrix} + [J_7] \quad (5.96)$$

Substituindo (5.65), (5.67), (5.69) e (5.70) em (2.68), obtém-se:

$$G_{di}(s) = \frac{\tilde{i}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \begin{bmatrix} J_1 & J_2 & J_3 & J_4 & J_5 & J_6 \end{bmatrix} \quad (5.97)$$

$$\begin{bmatrix} S-X_1 & S-X_2 & S-X_3 & S-X_4 & S-X_5 & S-X_6 \\ -Y_1 & S-Y_2 & -Y_3 & -Y_4 & -Y_5 & -Y_6 \\ -Z_1 & -Z_2 & S-Z & -Z & -Z & -Z \\ -W_1 & -W_2 & -W_3 & S-W_4 & -W_5 & -W_6 \\ -K_1 & -K_2 & -K_3 & -K_4 & S-K_5 & -K_6 \\ -P_1 & -P_2 & -P_3 & -P_4 & -P_5 & S-P_6 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} X_8 \\ Y_8 \\ Z_8 \\ W_8 \\ K_8 \\ P_8 \end{bmatrix} + [J_8]$$

Substituindo os coeficientes X, Y, Z, W, K, P e J definidos por (5.71) a (5.95) em (5.103), é possível obter a função de transferência $G_{di}(S)$ representada por:

$$G_{di}(S) = \frac{a_1 S^4 + b_1 S^3 + c_1 S^2 + d_1 S + e_1}{a_2 S^6 + b_2 S^5 + c_2 S^4 + d_2 S^3 + e_2 S^2 + f_2 S + g_2} \quad (5.98)$$

onde

$$a_1 = \frac{DV_i L_1 L_2 C_2 C_3}{(1-D)} \quad (5.99)$$

$$b_1 = -DI_o L_1 L_2 C_2 \quad (5.100)$$

$$c_1 = \frac{DV_i \left[L_1 (2C_2 + D^2 C_3) + (D-1)^2 L_2 C_3 \right]}{(1-D)} \quad (5.101)$$

$$d_1 = -\frac{DI_o \left[D^2 L_1 - (D-1)^3 L_2 \right]}{(1-D)} \quad (5.102)$$

$$e_1 = D(2-D)V_i \quad (5.103)$$

$$a_2 = L_1 L_2 L_3 C_2 C_3 C_4 (R_D + R_S) \quad (5.104)$$

$$b_2 = L_1 L_2 L_3 C_2 C_3 \quad (5.105)$$

$$c_2 = (R_D + R_S) \left\{ L_1 \left[L_2 (D^2 C_2 C_4 + C_2 C_3) + L_3 C_4 (D^2 C_3 + C_2) \right] + C_3 C_4 L_2 L_3 (D-1)^2 \right\} \quad (5.106)$$

$$d_2 = L_1 \left[C_2 L_3 + D^2 (C_2 L_2 + C_3 L_3) \right] + C_3 L_2 L_3 (D-1)^2 \quad (5.107)$$

$$e_2 = (R_D + R_S) \left\{ L_1 \left[C_2 + D^2 (D^2 C_4 + C_3) \right] + (D-1)^2 \left[L_2 (D^2 C_4 + C_3) + C_4 L_3 \right] \right\} \quad (5.108)$$

$$f_2 = D \left[D^3 (L_1 + L_2) - 2D^2 L_2 + D(L_2 + L_3) - 2L_3 \right] + L_3 \quad (5.109)$$

$$g_2 = (D-1)^2 (R_D + R_S) \quad (5.110)$$

5.7 - Projeto do Conversor Boost-Buck²

As especificações de projeto para o conversor Boost-Buck² operando no modo de condução contínua em regime permanente são apresentadas na tabela 5.1.

A lâmpada a LED a ser acionada pelo conversor Boost-Buck² é formada por 10 LEDs de potência modelo XLamp7090 XR-E[®] ligados em série com tensão e corrente nominais de 33V e 350mA respectivamente.

Tabela 5.1 – Especificações do Conversor Boost-Buck².

Parâmetros	Símbolo	Valor
Tensão máxima na entrada	V_{imax}	340 V
Tensão mínima na entrada	V_{imin}	12 V
Potência de Saída	P_o	11,5 W
Tensão na Saída	V_o	33 V
Corrente na Saída	I_o	350 mA
Ondulação da corrente no Indutor L_1	ΔI_{L1}	$1.4 I_{L1}$
Ondulação da corrente no Indutor L_2	ΔI_{L2}	I_{L2}
Ondulação da corrente no Indutor L_3	ΔI_{L3}	35mA
Ondulação da tensão no capacitor C_2	ΔV_{C2}	$0,2 \cdot V_{C2}$
Ondulação da tensão no capacitor C_3	ΔV_{C3}	$0,2 \cdot V_{C3}$
Ondulação da tensão no capacitor C_4	ΔV_{C3}	2 V
Frequência de chaveamento	f_s	100 kHz
Rendimento	η	0,8
Potência de Entrada	P_i	14,4 W

5.7.1 - Dimensionamento do Indutor L_1

Considerando a mínima tensão na entrada, a corrente média no indutor L_1 é obtida por:

$$I_{L1md1} = \frac{P_i}{V_{imin}} \cong 1,2A \quad (5.111)$$

A corrente máxima no indutor L_1 é obtida por:

$$I_{L1max} = I_{L1md1} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \cong 2A \quad (5.112)$$

Considerando a máxima tensão na entrada, a corrente média no indutor L_1 é obtida por:

$$I_{L1md2} = \frac{P_i}{V_{imax}} \cong 42mA \quad (5.113)$$

De acordo com (5.48), para a máxima tensão na entrada obtém-se:

$$D_{min} = 0,27 \quad (5.114)$$

Assim, o indutor L_1 pode ser obtido por:

$$L_1 = \frac{V_{imax}}{\Delta I_{L1}} D_{min} T \cong 16mH \quad (5.115)$$

A energia armazenada no indutor L_1 é obtida por:

$$E = \frac{1}{2} L_1 \cdot I_{L1max}^2 \cong 31mJ \quad (5.116)$$

Considerando o fator de ocupação $K_w=0,7$ e a densidade de corrente máxima $J_{max}=450A/cm^2$, o produto da seção transversal do núcleo (A_e) pela área da janela (A_w), é determinado por:

$$A_e A_w \cong \frac{L \cdot I_{max} \cdot I \cdot 10^4}{J_{max} \cdot K_w \cdot B_{max}} \cong 4cm^4 \quad (5.117)$$

Optando-se por utilizar o núcleo EE 42/21/20, o fator de indutância A_l é obtido por:

$$Al = \frac{A_e^2 \cdot B_{max}^2}{2 \cdot E} \cong 8,4\eta H / esp^2 \quad (5.118)$$

A permeabilidade efetiva do núcleo com entreferro μ_e é determinada através de:

$$\mu_e = \frac{A_l \cdot l_e}{\mu_o \cdot A_e} \cong 27 \quad (5.119)$$

O número de espiras é obtido por:

$$N = \frac{L \cdot I_{pk} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{\max}} \cong 433 \quad (5.120)$$

O comprimento do entreferro l_g é obtido por:

$$l_g = \frac{l_e}{\mu_e} \cong 3,6mm \quad (5.121)$$

A área de cobre é obtida por:

$$A_{cu} = \frac{I_{L1}}{J_{\max}} \cong 0,0027cm^2 \quad (5.122)$$

Sendo assim, a bitola do fio a ser utilizado é de 22 AWG.

5.7.2 - Dimensionamento do Indutor L_2

Considerando a mínima tensão na entrada, de acordo com (5.48) obtém-se:

$$D_{\max} = 0,78 \quad (5.123)$$

De acordo com (5.38) a corrente média no indutor L_2 é obtida por:

$$I_{L2md1} = D_{\max} \cdot I_o = 273mA \quad (5.124)$$

A corrente máxima no indutor L_2 é obtida por:

$$I_{L2\max} = I_{L2md1} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} = 410mA \quad (5.125)$$

Considerando a máxima tensão na entrada, a corrente média no indutor L_2 é obtida por:

$$I_{L2md2} = D_{\min} \cdot I_o = 94mA \quad (5.126)$$

Assim, o indutor L_2 pode ser obtido por:

$$L_2 = \frac{V_o (1 - D_{\min}) T}{D_{\min} \Delta I_{L2}} \cong 10 \text{mH} \quad (5.127)$$

A energia armazenada no indutor L_1 é obtida por:

$$E = \frac{1}{2} L_2 \cdot I_{L2\max}^2 \cong 798 \mu\text{J} \quad (5.128)$$

Considerando o fator de ocupação $K_w=0,7$ e a densidade de corrente máxima $J_{\max}=450\text{A/cm}^2$, o produto da seção transversal do núcleo (A_e) pela área da janela (A_w), é determinado por:

$$A_e A_w \cong \frac{L \cdot I_{\max} \cdot I \cdot 10^4}{J_{\max} \cdot K_w \cdot B_{\max}} \cong 0,112 \text{cm}^4 \quad (5.129)$$

Optando-se por utilizar o núcleo EE 25/10/5, o fator de indutância A_l é obtido por:

$$Al = \frac{A_e^2 \cdot B_{\max}^2}{2 \cdot E} \cong 6,5 \eta \text{H} / \text{esp}^2 \quad (5.130)$$

A permeabilidade efetiva do núcleo com entreferro μ_e é determinada através de:

$$\mu_e = \frac{A_l \cdot l_e}{\mu_o \cdot A_e} \cong 75 \quad (5.131)$$

O número de espiras é obtido por:

$$N = \frac{L \cdot I_{pk} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{\max}} \cong 382 \quad (5.132)$$

O comprimento do entreferro l_g é obtido por:

$$l_g = \frac{l_e}{\mu_e} \cong 0,7 \text{mm} \quad (5.133)$$

A área de cobre é obtida por:

$$A_{cu} = \frac{I_{L1}}{J_{\max}} \cong 0,000607 \text{cm}^2 \quad (5.134)$$

Sendo assim, a bitola do fio a ser utilizado é de 28 AWG.

5.7.3 - Dimensionamento do Indutor L_3

O valor da corrente média no indutor L_3 é obtido por:

$$I_{L3md} = I_o = 350mA \quad (5.135)$$

A corrente máxima no indutor L_3 é obtida por:

$$I_{L3max} = I_{L3md} + \frac{\Delta I_{L3}}{2} = 368mA \quad (5.136)$$

Considerando a máxima tensão, o valor do indutor L_3 pode ser obtido por:

$$L_3 = \frac{V_o(1-D_{min})T}{\Delta I_{L3}} \cong 7mH \quad (5.137)$$

A energia armazenada no indutor L_3 é obtida por:

$$E = \frac{1}{2} L_3 \cdot I_{L3max}^2 \cong 466\mu J \quad (5.138)$$

Considerando o fator de ocupação $K_w=0,7$ e a densidade de corrente máxima $J_{max}=450A/cm^2$, o produto da seção transversal do núcleo (A_e) pela área da janela (A_w), é determinado por:

$$A_e A_w \cong \frac{L \cdot I_{max} \cdot I \cdot 10^4}{J_{max} \cdot K_w \cdot B_{max}} \cong 0,094cm^4 \quad (5.139)$$

Optando-se por utilizar o núcleo EE 25/10/5, o fator de indutância A_l é obtido por:

$$Al = \frac{A_e^2 \cdot B_{max}^2}{2 \cdot E} \cong 11\eta H / esp^2 \quad (5.140)$$

A permeabilidade efetiva do núcleo com entreferro μ_e é determinada através de:

$$\mu_e = \frac{A_l \cdot l_e}{\mu_o \cdot A_e} \cong 128 \quad (5.141)$$

O número de espiras é obtido por:

$$N = \frac{L \cdot I_{pk} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{\max}} \cong 248 \quad (5.142)$$

O comprimento do entreferro l_g é obtido por:

$$l_g = \frac{l_e}{\mu_e} \cong 0,4mm \quad (5.143)$$

A área de cobre é obtida por:

$$A_{cu} = \frac{I_{L1}}{J_{\max}} \cong 0,00077cm^2 \quad (5.144)$$

Sendo assim, a bitola do fio a ser utilizado é de 28 AWG.

5.7.4 - Dimensionamento do Capacitor C_2

Considerando a mínima tensão de entrada, de acordo com (5.42), a tensão média no capacitor C_2 pode ser obtida por:

$$V_{C2md1} = \frac{V_{i\min}}{(1 - D_{\max})} \cong 55V \quad (5.145)$$

O valor do capacitor C_2 pode ser obtido por:

$$C_2 = \frac{I_{L2md1} D_{\max} T}{0,2 \cdot V_{C2md1}} \cong 190\mu F \quad (5.146)$$

Considerando a máxima tensão de entrada, de acordo com (5.42), a tensão média no capacitor C_2 pode ser obtido por:

$$V_{C2md2} = \frac{V_{i\max}}{(1 - D_{\min})} = 466V \quad (5.147)$$

O valor da tensão máxima no capacitor C_2 pode ser obtido por:

$$V_{C2\max} = V_{C2md2} + \frac{\Delta V_{C2}}{2} \cong 513V \quad (5.148)$$

5.7.5 - Dimensionamento do Capacitor C_3

Considerando a mínima tensão de entrada, de acordo com (5.46), a tensão média no capacitor C_3 pode ser obtido por:

$$V_{C3md1} = \frac{V_o}{D_{\max}} \cong 42V \quad (5.149)$$

O valor do capacitor C_3 pode ser obtido por:

$$C_3 = \frac{I_{L2md1}(1-D_{\max})T}{0,2.V_{C3md1}} \cong 72\eta F \quad (5.150)$$

Considerando a máxima tensão de entrada, de acordo com (5.46), a tensão média no capacitor C_3 pode ser obtida por:

$$V_{C3md2} = \frac{V_o}{D_{\min}} = 122V \quad (5.151)$$

O valor da tensão máxima no capacitor C_3 pode ser obtido por:

$$V_{C3\max} = V_{C3md2} + \frac{\Delta V_{C3}}{2} \cong 134V \quad (5.152)$$

5.7.6 - Dimensionamento do Capacitor C_4

O valor do capacitor C_4 é obtido por:

$$C_4 = \frac{V_o(1-D_{\max})}{8f_s^2 L_3 \Delta V_{C4}} \cong 7nF \quad (5.153)$$

O valor da tensão máxima no capacitor C_4 é:

$$V_{C4\max} = V_o + \frac{\Delta V_{C4}}{2} = 34V \quad (5.154)$$

5.7.7 - Dimensionamento dos Semicondutores

A corrente média no MOSFET S é determinada por:

$$I_{Smd} = (I_{L1md1} + I_{L2md1} + I_{L3md1}) D_{\max} \cong 1,8A \quad (5.155)$$

A corrente máxima no MOSFET S é determinada por:

$$I_{S\max} = I_{L1\max} + I_{L2\max} + I_{L3\max} \cong 2,8A \quad (5.156)$$

A tensão máxima aplicada ao MOSFET S é obtida por:

$$V_{Sm\acute{a}x} = \frac{V_{o\max} (1 + D_{\min})}{D_{\min}} = 592V \quad (5.157)$$

A corrente média no diodo D₁ é determinada por:

$$I_{D1md} = I_{L1md} \cong 1,2A \quad (5.158)$$

A corrente máxima no diodo D₁ é determinada por:

$$I_{D1\max} = I_{L1\max} \cong 2A \quad (5.159)$$

A tensão reversa máxima aplicada ao diodo D₁ é obtida por:

$$V_{D1R\max} = V_{C3\max} \cong 134V \quad (5.160)$$

A corrente média no diodo D₂ é determinada por:

$$I_{D2md} = I_{L1md} \cong 1,2A \quad (5.161)$$

A corrente máxima no diodo D₂ é determinada por:

$$I_{D2\max} = I_{L1\max} \cong 2A \quad (5.162)$$

A tensão reversa máxima aplicada ao diodo D₂ é obtida por:

$$V_{D2R\max} = V_{C2\max} - V_{C3\max} \cong 379V \quad (5.163)$$

A corrente média no diodo D₃ é determinada por:

$$I_{D3md} = I_{L2md} \cong 273mA \quad (5.164)$$

A corrente máxima no diodo D₃ é determinada por:

$$I_{D3\max} = I_{L2\max} \cong 410mA \quad (5.165)$$

A tensão reversa máxima aplicada ao diodo D_3 é obtida por:

$$V_{D3R\max} = V_{C2\max} \cong 513V \quad (5.166)$$

A corrente média no diodo D_4 é determinada por:

$$I_{D4md} = I_{L3md} - I_{L2md} \cong 77mA \quad (5.167)$$

A corrente máxima no diodo D_4 é determinada por:

$$I_{D4\max} = I_{L3\max} - I_{L2\max} \cong 110mA \quad (5.168)$$

A tensão reversa máxima aplicada ao diodo D_4 é obtida por:

$$V_{D4R\max} = V_{C2\max} \cong 513V \quad (5.169)$$

A corrente média no diodo D_5 é determinada por:

$$I_{D5md} = I_{Smd} \cong 1,8A \quad (5.170)$$

A corrente máxima no diodo D_5 é determinada por:

$$I_{D5\max} = I_{S\max} \cong 2,8A \quad (5.171)$$

A tensão reversa máxima aplicada ao diodo D_5 é obtida por:

$$V_{DR5\max} = \frac{V_{o\max}}{D_{\min}} \cong 126V \quad (5.172)$$

Sendo assim, por motivo de disponibilidade em estoque optou-se por utilizar o diodo HFA08TB60 e o MOSFET SPP17N80C3.

5.8 - Sistema de Controle

Para o dimensionamento do controlador $C(s)$ do sistema de controle do conversor Boost-Buck², foram considerados os mesmos procedimentos adotados para o conversor SEPIC no capítulo 2, assim como os parâmetros já dimensionados anteriormente e expostos na tabela 5.2.

Tabela 5.2 – Parâmetros do Conversor Boost-Buck².

Parâmetros	Símbolo	Valor
Indutor L_1	L_1	16mH
Indutor L_2	L_2	10mH
Indutor L_3	L_3	7mH
Capacitor C_2	C_2	200nF
Capacitor C_3	C_3	100nF
Capacitor C_4	C_4	10nF
Corrente de Saída	I_o	0,35A
Resistência do Sensor	R_S	1 Ω
Resistência Dinâmica dos LEDs	R_D	10 Ω

5.8.1 - Determinação de C(s) para $V_i=311V_{dc}$

Considerando os parâmetros da tabela 5.2 e $D=0,28$, tem-se:

$$G_{di}(S) = \frac{3,9 \cdot 10^{-16} S^4 - 3,1 \cdot 10^{-12} S^3 + 8,5 \cdot 10^{-7} S^2 - 6,8 \cdot 10^{-4} S + 150}{2,5 \cdot 10^{-27} S^6 + 2,2 \cdot 10^{-20} S^5 + 3,8 \cdot 10^{-17} S^4 + 2,9 \cdot 10^{-11} S^3 + 4,3 \cdot 10^{-8} S^2 + 4,1 \cdot 10^{-3} S + 5,7} \quad (5.173)$$

A resposta ao degrau unitário da função de transferência em malha aberta do sistema não compensado para $V_i=311V$ é mostrada na figura 5.7, onde um tempo de acomodação de 3,5ms pode ser observado.

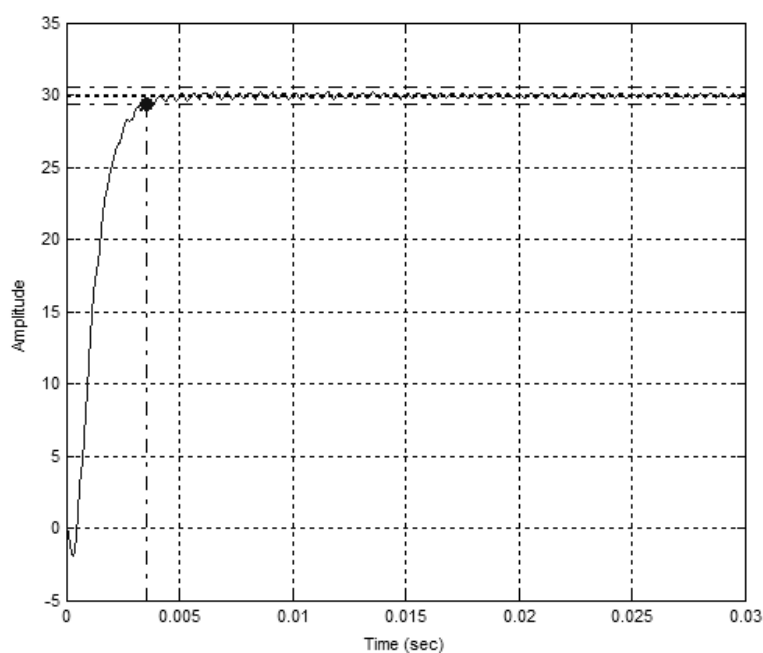


Figura 5.7 – Resposta ao degrau unitário de FTMA(s) para $V_i=311V$.

nanika

Sendo assim, para o dimensionamento de $C(s)$, foram considerados um tempo de acomodação máximo de 8ms e um sobre sinal máximo de 10%. Após a sintonia automática dos ganhos K_p e K_i , a função de transferência $C(s)$ para $V_i=311V$ é representada pela equação (5.174).

$$C(S) = \frac{0,0376S + 30,8}{S} \quad (5.174)$$

Assim, a função de transferência do sistema a malha fechada é representada pela equação (5.175) e a resposta do mesmo ao degrau unitário é mostrada pela figura 5.8, onde um tempo de acomodação de 4,1ms e um sobre sinal de 9,9% podem ser observados.

$$T(S) = \frac{-10^{-13}S^6 + 10^{-9}S^5 - 23 \cdot 10^{-5}S^4 + 0,9S^3 - 4 \cdot 10^4S^2 + 1,27 \cdot 10^8S + 1,32 \cdot 10^{11}}{2,5 \cdot 10^{-27}S^9 + 2 \cdot 10^{-20}S^8 + 3 \cdot 10^{-16}S^7 + 3 \cdot 10^{-11}S^6 + 4 \cdot 10^{-7}S^5 + 5 \cdot 10^{-3}S^4 + 50S^3 + 1,22 \cdot 10^5S^2 + 2,7 \cdot 10^8S + 1,32 \cdot 10^{11}} \quad (5.175)$$

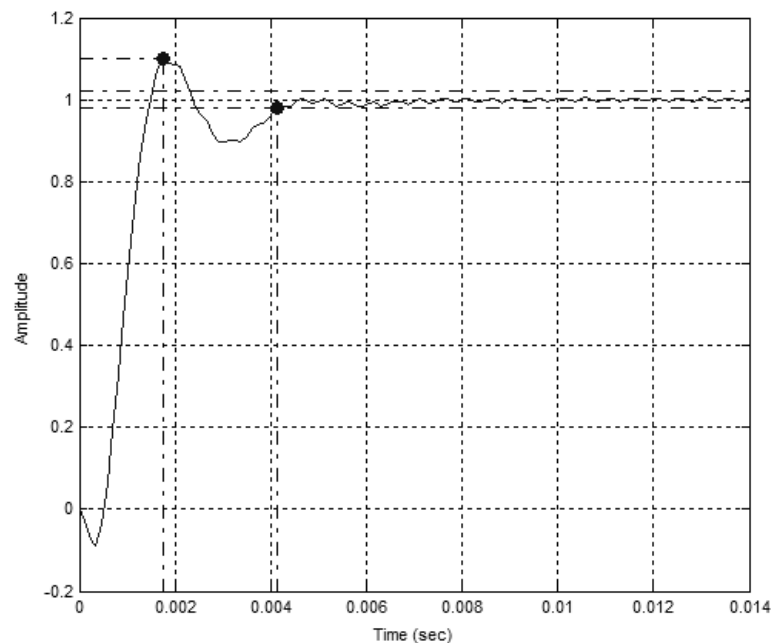


Figura 5.8 – Resposta ao degrau unitário de T(s) para $V_i=311V$.

5.8.2 - Determinação de C(s) para Vi=178Vdc

Considerando os parâmetros da tabela 5.2 e D=0,35, temos:

$$G_{di}(S) = \frac{3 \cdot 10^{-16} S^4 - 3,8 \cdot 10^{-12} S^3 + 6,5 \cdot 10^{-7} S^2 - 8,5 \cdot 10^{-4} S + 102}{2,5 \cdot 10^{-27} S^6 + 2,2 \cdot 10^{-20} S^5 + 3,8 \cdot 10^{-17} S^4 + 3 \cdot 10^{-11} S^3 + 4,2 \cdot 10^{-8} S^2 + 3,8 \cdot 10^{-3} S + 4,8} \quad (5.176)$$

A resposta ao degrau unitário da função de transferência em malha aberta do sistema não compensado para $V_i=178V$ é mostrada na figura 5.9, onde um tempo de acomodação de 3,8ms pode ser observado.

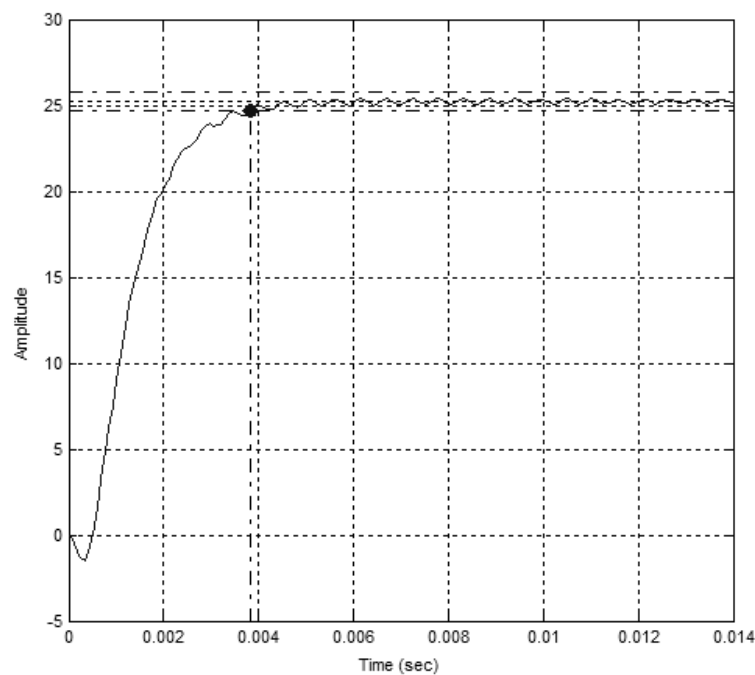


Figura 5.9 – Resposta ao degrau unitário de FTMA(s) para $V_i=178V$.

Sendo assim, para o dimensionamento de C(s), foram considerados um tempo de acomodação máximo de 8ms e um sobre sinal máximo de 10%. Após a sintonia automática dos ganhos K_p e K_i , a função de transferência C(s) para $V_i=178V$ é representada pela equação (5.177).

$$C(s) = \frac{0,0416S + 37,6}{S} \quad (5.177)$$

Assim, a função de transferência do sistema a malha fechada é representada pela equação (5.178) e a resposta do mesmo ao degrau unitário é mostrada pela figura 5.10, onde um tempo de acomodação de 4,4ms e um sobre sinal de 9,9% podem ser observados.

$$T(S) = \frac{-9.10^{-14}S^6 + 10^{-9}S^5 - 20.10^{-5}S^4 + 0,9S^3 - 3,1.10^4S^2 + 9,4.10^7S + 1,11.10^{11}}{2,5.10^{-27}S^9 + 2.10^{-20}S^8 + 3.10^{-16}S^7 + 3.10^{-11}S^6 + 4.10^{-7}S^5 + 5.10^{-3}S^4 + 45S^3 + 1,1.10^5S^2 + 2,1.10^8S + 1,11.10^{11}} \quad (5.178)$$

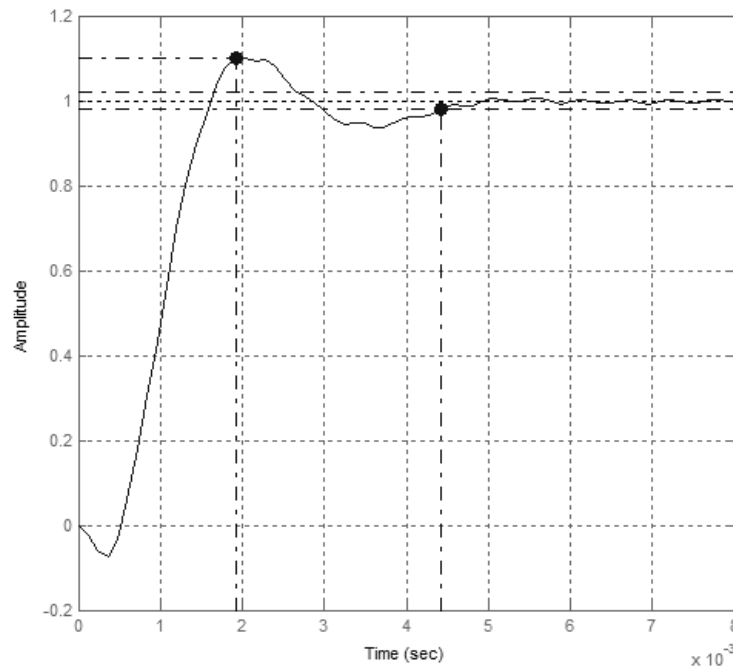


Figura 5.10 – Resposta ao degrau unitário de T(s) para $V_i=178V$.

5.8.3 - Determinação de C(s) para $V_i=12Vdc$

Considerando os parâmetros da tabela 5.2 e $D=0,78$, obtém-se:

$$G_{di}(s) = \frac{1,4.10^{-16}S^4 - 8,7.10^{-12}S^3 + 3,1.10^{-7}S^2 - 0,012S + 11,4}{2,5.10^{-27}S^6 + 2,2.10^{-20}S^5 + 4.10^{-17}S^4 + 5.10^{-11}S^3 + 4,7.10^{-8}S^2 + 0,0065S + 0,53} \quad (5.179)$$

A resposta ao degrau unitário da função de transferência em malha aberta do sistema não compensado para $V_i=12V$ é mostrada na figura 5.11, onde um tempo de acomodação de 49ms pode ser observado.

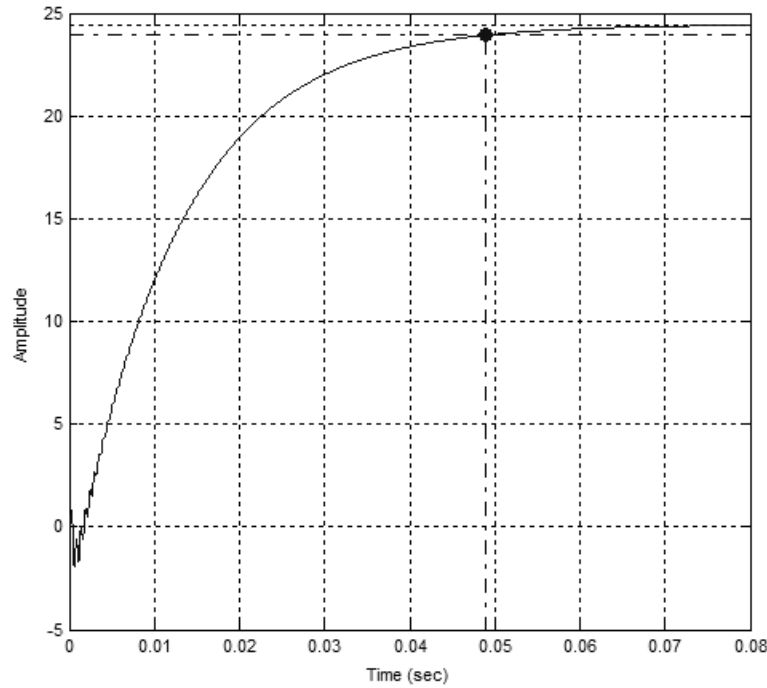


Figura 5.11 – Resposta ao degrau unitário de FTMA(s) para $V_i=12V$.

Sendo assim, para o dimensionamento de $C(s)$, foram considerados um tempo de acomodação máximo de 100ms e um sobre sinal máximo de 10%. Após a sintonia automática dos ganhos K_p e K_i , a função de transferência $C(s)$ para $V_i=12V$ é representada pela equação (5.180).

$$C(s) = \frac{0,056s + 8,12}{s} \quad (5.180)$$

Assim, a função de transferência do sistema a malha fechada é representada pela equação (5.181) e a resposta do mesmo ao degrau unitário é mostrada pela figura 5.12, onde um tempo de acomodação de 50ms e um sobre sinal de 10% podem ser observados.

$$T(s) = \frac{-5,5 \cdot 10^{-14} s^6 + 4 \cdot 10^{-9} s^5 - 14 \cdot 10^{-5} s^4 + 5,4 s^3 - 2,34 \cdot 10^4 s^2 + 1,48 \cdot 10^7 s + 2,65 \cdot 10^9}{2,5 \cdot 10^{-27} s^9 + 2 \cdot 10^{-20} s^8 + 3 \cdot 10^{-16} s^7 + 5 \cdot 10^{-11} s^6 + 6 \cdot 10^{-7} s^5 + 8 \cdot 10^{-3} s^4 + 74 s^3 + 1,47 \cdot 10^5 s^2 + 2,8 \cdot 10^7 s + 2,65 \cdot 10^9} \quad (5.181)$$

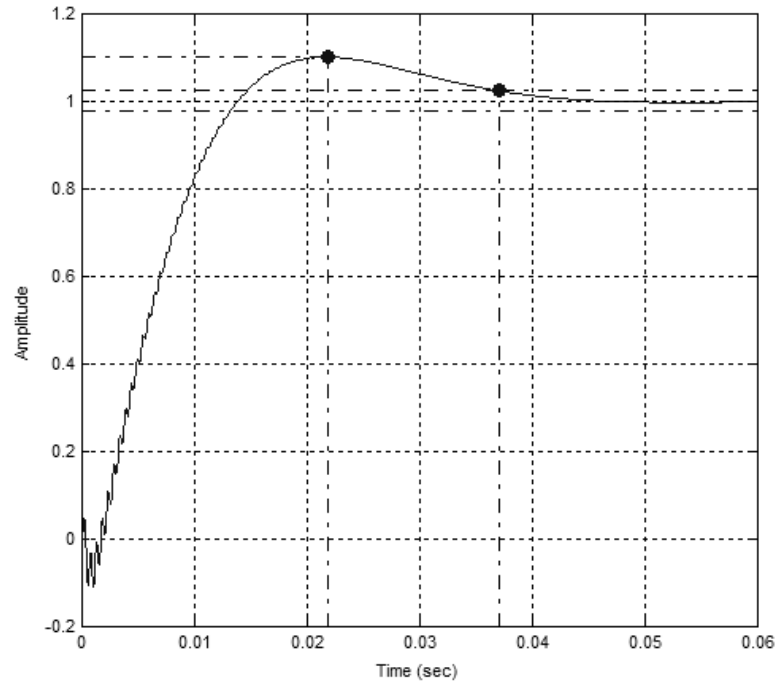


Figura 5.12 – Resposta ao degrau unitário de T(s) para $V_i=12V$.

5.9 - Simulação e Resultados Experimentais

O desempenho do circuito de acionamento dos LEDs utilizando o conversor Boost-Buck² com o controle da corrente é comprovado através de simulação e do funcionamento de um protótipo construído de acordo com os parâmetros já mostrados na tabela 5.3.

Considerando o mesmo sistema de controle usado para o conversor SEPIC no capítulo 2 e mostrado na figura 2.15, foi realizada uma simulação do sistema de controle do conversor Boost-Buck² no ambiente Simulink do Matlab[®], considerando uma perturbação na tensão de entrada V_i sendo que a ação do controlador $C(s)$ é limitada para operar de 0 a 0,9.

As funções de transferência $G_{vi}(s)$ para cada um dos três níveis de tensão de entrada V_i são representadas pelas equações (5.182), (5.183) e (5.184):

- Para $V_i = 311V$:

$$G_{vi}(S) = \frac{0,05645}{2,5 \cdot 10^{-27} S^6 + 2,2 \cdot 10^{-20} S^5 + 3,8 \cdot 10^{-17} S^4 + 2,9 \cdot 10^{-11} S^3 + 4,3 \cdot 10^{-8} S^2 + 4,1 \cdot 10^{-3} S + 5,7} \quad (5.182)$$

- Para $V_i = 178V$:

$$G_{vi}(S) = \frac{0,07962}{2,5 \cdot 10^{-27} S^6 + 2,2 \cdot 10^{-20} S^5 + 3,9 \cdot 10^{-17} S^4 + 3,1 \cdot 10^{-11} S^3 + 4,2 \cdot 10^{-8} S^2 + 3,7 \cdot 10^{-3} S + 4,65} \quad (5.183)$$

- Para $V_i = 12V$:

$$G_{vi}(S) = \frac{0,1338}{2,5 \cdot 10^{-27} S^6 + 2,2 \cdot 10^{-20} S^5 + 4 \cdot 10^{-17} S^4 + 4,9 \cdot 10^{-11} S^3 + 4,7 \cdot 10^{-8} S^2 + 6,5 \cdot 10^{-3} S + 0,532} \quad (5.184)$$

A figura 5.13 mostra o resultado da simulação do comportamento transitório da corrente nos LEDs para a tensão V_i variando de 311V para 340V.

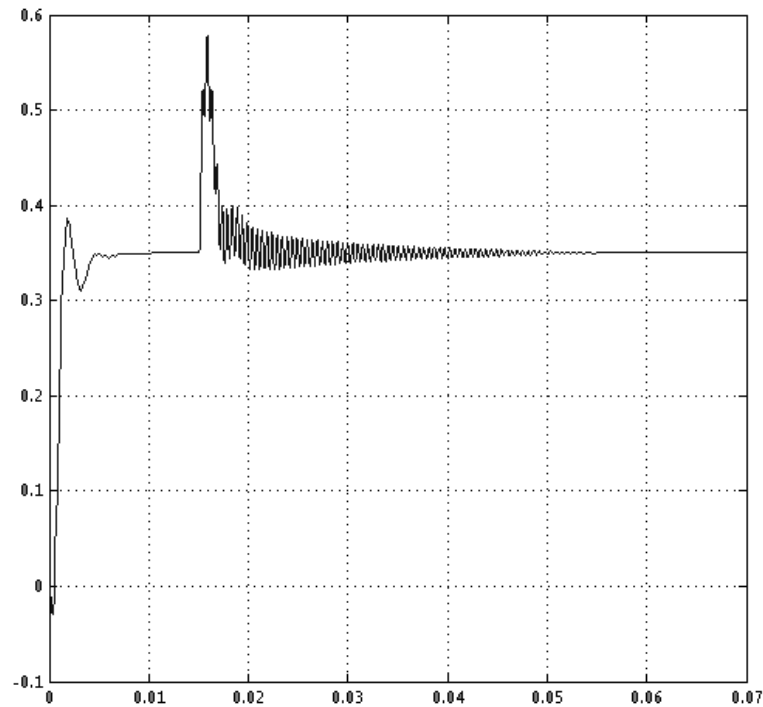


Figura 5.13 – Transitório da Corrente nos LEDs para $V_i=311V_{dc}$.

A figura 5.14 mostra o resultado da simulação do comportamento transitório da corrente nos LEDs para a tensão V_i variando de 178V para 196V.

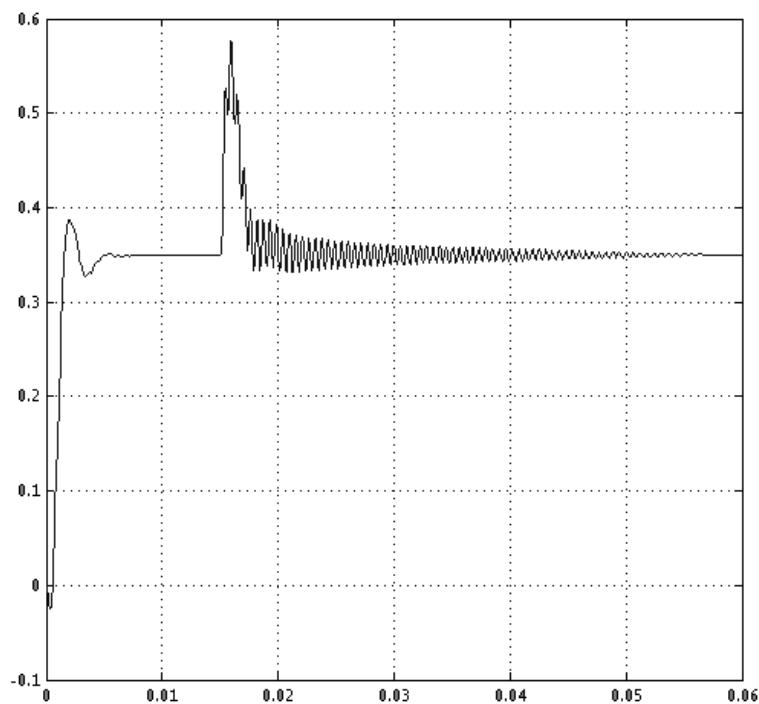


Figura 5.14 – Transitório da Corrente nos LEDs para para $V_i=178V_{dc}$.

A figura 5.15 mostra o resultado da simulação do comportamento transitório da corrente nos LEDs para a tensão V_i variando de 12V para 11V.

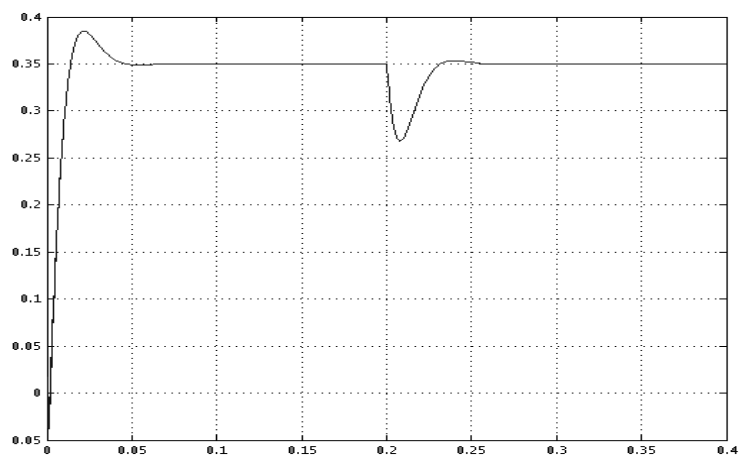


Figura 5.15 – Transitório da Corrente nos LEDs para $V_i=12V_{dc}$.

As figuras 5.16, 5.17 e 5.18 mostram o comportamento da corrente nos LEDs em regime permanente para as tensões de entrada de $311V_{DC}$, $178V_{DC}$ e $12V_{DC}$ respectivamente.

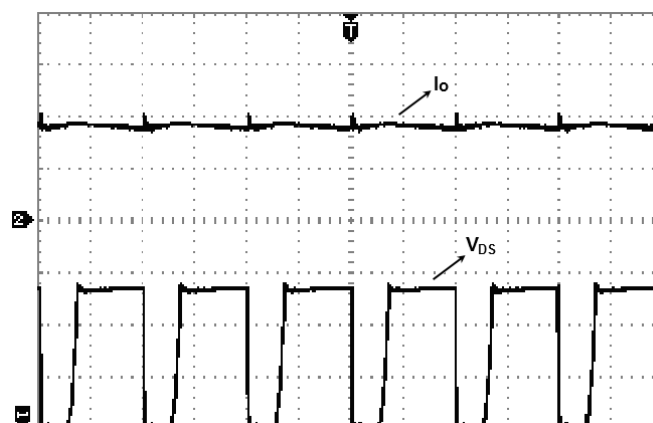


Figura 5.16 – Formas de onda para $V_i=311V_{DC}$ – Inferior: Tensão V_{DS} na chave 200V/div – Superior: Corrente nos LEDs 200mA/div, escala horizontal de 5µs/div.

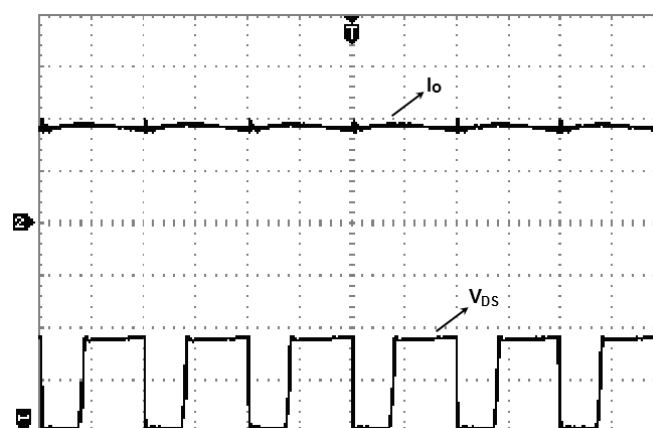


Figura 5.17 – Formas de onda para $V_i=178V_{DC}$ – Inferior: Tensão V_{DS} na chave 100V/div – Superior: Corrente nos LEDs 200mA/div, escala horizontal de 5µs/div.

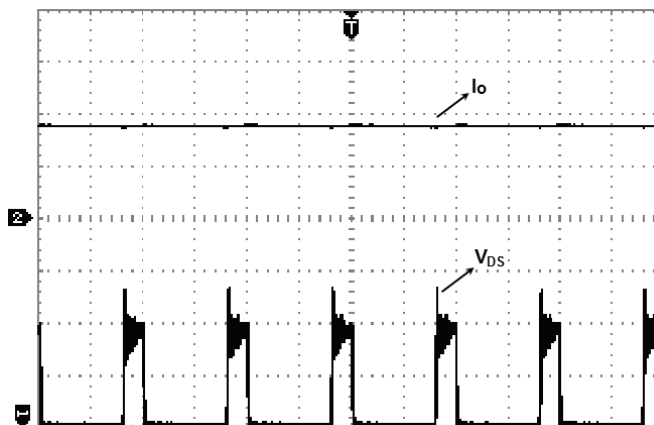


Figura 5.18 – Formas de onda para $V_i=12V_{DC}$ – Inferior: Tensão V_{DS} na chave 50V/div – Superior: Corrente nos LEDs 200mA/div, escala horizontal de 5us/div.

5.10 - Considerações Finais

Neste capítulo foi apresentada uma análise quantitativa e qualitativa do conversor Boost-Buck² operando no modo de condução contínua, aplicado no acionamento de uma lâmpada construída com 10 LEDs de luz branca de 1W a partir de uma alimentação universal, com controle digital da corrente média dos LEDs. Foi apresentada uma análise estática e também o dimensionamento dos componentes do conversor.

Com a análise dinâmica do sistema utilizando o método de espaço de estados médio, foi possível através do uso do Matlab[®] dimensionar os parâmetros do compensador PI para a posterior implementação de uma estratégia de controle da corrente média nos LEDs.

Foram apresentados resultados de simulação do comportamento transitório da corrente I_o , considerando uma perturbação na tensão de entrada V_i . Para uma variação de 30V para mais sobre $V_i=311V$, a corrente I_o atingiu um valor máximo de aproximadamente 580mA. Para uma variação de 16V para mais sobre $V_i=178V$, a corrente I_o atingiu um valor máximo de aproximadamente 580mA. Para uma variação de 1V para menos sobre $V_i=12V$, a corrente I_o atingiu um valor mínimo de aproximadamente 260mA.

Foram apresentados resultados experimentais de forma que as formas de onda experimentais da tensão V_{DS} permitem a comprovação das equações (5.28), (5.42) e (4.44) e

das formas de onda teóricas apresentados anteriormente, assim como, as formas de onda experimentais da corrente I_o comprovam a atuação do conversor para a manutenção da mesma em um valor médio de aproximadamente 350mA com uma ondulação na faixa de 10%.

CAPÍTULO 6

Conversor BOOST²-BUCK

6.1 - Considerações Iniciais

Assim como o Boost-Buck2, o conversor Boost²-Buck proposto é derivado dos conversores quadráticos apresentados por [34] e [35]. Esta nova topologia é equivalente a um cascadeamento de dois conversores Boost com um conversor Buck, porém com a vantagem de se utilizar apenas uma chave principal. O Boost²-Buck pode operar como abaixador ou elevador de tensão e apresenta características de fonte de corrente tanto na entrada como na saída, sendo que, quando operando como elevador, a faixa de conversão é muito maior que a de um conversor Boost convencional, pois seu ganho estático apresenta uma dependência quadrática da razão cíclica.

O esquemático simplificado do circuito de acionamento dos LED usando o conversor Boost²-Buck é mostrado na figura 6.1. A operação em regime permanente no modo de condução contínua consiste de dois estágios. Para simplificar a análise teórica, todos os componentes são considerados ideais e a tensão média sobre os indutores em regime permanente e a ondulação da tensão sobre os capacitores são nulas.

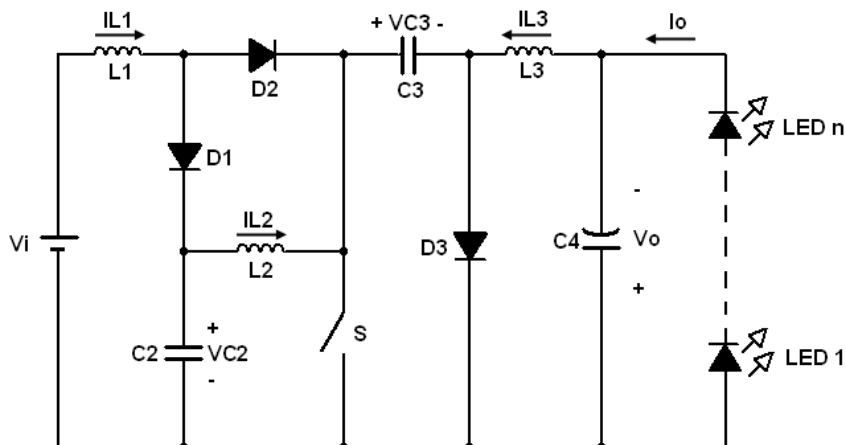


Figura 6.1 – Esquemático do Conversor Boost²-Buck.

6.2 - Princípio de Operação do Conversor Boost²-Buck

A operação do conversor Boost²-Buck em regime permanente no modo de condução contínua consta de dois estágios.

Primeiro estágio (t_0 , t_1) - A figura 6.2 mostra a operação do conversor durante o primeiro estágio onde a chave S está fechada, o diodo D₂ conduzindo e os diodos D₁ e D₃ bloqueados. Durante este estágio, o indutor L₁ armazena energia proveniente da tensão de entrada enquanto os capacitores C₂ e C₃ transferem energia para os indutores L₂ e L₃ respectivamente. Consequentemente as correntes em ambos os indutores crescem linearmente.

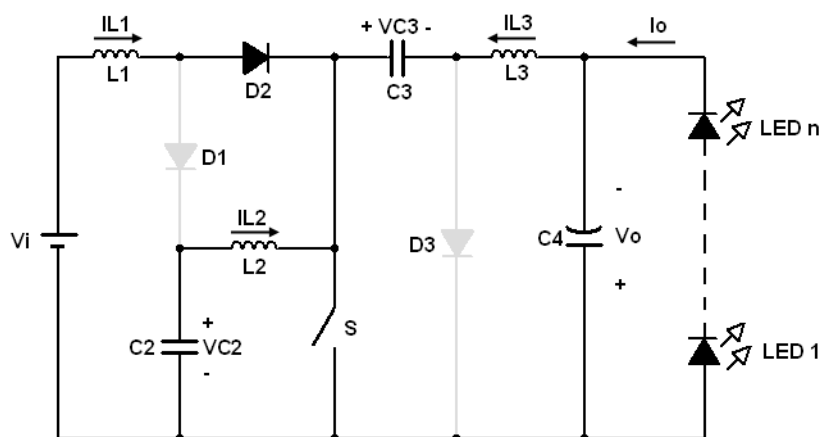


Figura 6.2 – Primeiro estágio de operação do conversor Boost²-Buck.

Segundo estágio (t_1 , t_2) - A figura 6.3 mostra a operação do conversor durante o segundo estágio onde a chave S está aberta, o diodo D₂ bloqueado e os diodos D₁ e D₃ conduzindo. Durante este estágio, os capacitores C₂ e C₃ armazenam energia proveniente da tensão de entrada e dos indutores L₁ e L₂. A energia armazenada no indutor L₃ é transferida para a saída. Como resultado, as correntes nos indutores decrescem linearmente.

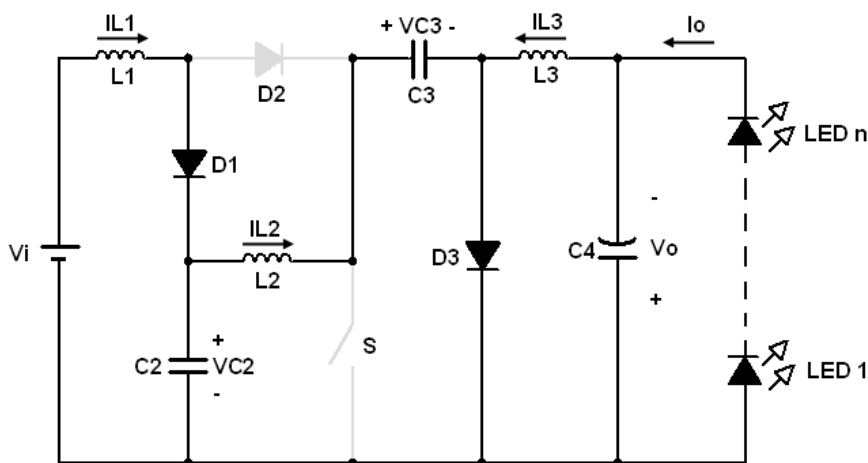


Figura 6.3 – Segundo estágio de operação do conversor Boost²-Buck.

6.3 - Formas de Onda Teóricas do Conversor Boost²-Buck

Na figura 6.4 pode-se observar as formas de onda teóricas do conversor Boost²-Buck operando no modo de condução contínua em regime permanente, onde as ondulações nas

tensões dos capacitores são desprezadas, assim como as tensões médias nos indutores são consideradas nulas.

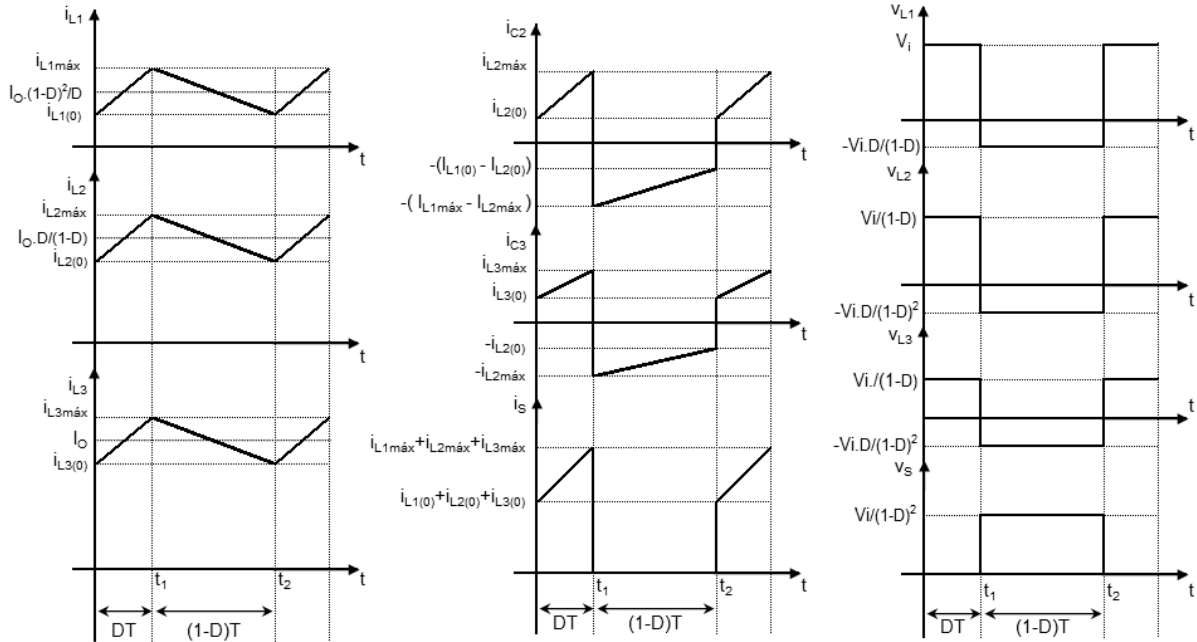


Figura 6.4 – Formas de onda teóricas conversor Boost²-Buck.

6.4 - Equacionamento Básico do Conversor Boost²-Buck

O equacionamento do conversor Boost²-Buck é baseado na análise dos estágios de operação no modo de condução contínua, onde são feitas as seguintes considerações: $t_0 = 0$, $t_1 = DT$ e $t_2 = T$.

Primeiro estágio (t_0, t_1)

$$i_{L1}(t) = \frac{V_i}{L_1}t + i_{L1(0)} \quad (6.1)$$

$$i_{L2}(t) = \frac{V_{C2}}{L_2}t + i_{L2(0)} \quad (6.2)$$

$$i_{L3}(t) = \frac{(-V_o + V_{C3})}{L_3}t + i_{L3(0)} \quad (6.3)$$

$$i_s(t) = \left(\frac{V_i}{L_1} + \frac{V_{C2}}{L_2} + \frac{(-V_o + V_{C3})}{L_3} \right) t + i_{L1(0)} + i_{L2(0)} + i_{L3(0)} \quad (6.4)$$

$$i_{D1}(t) = i_{D3}(t) = 0 \quad (6.5)$$

$$i_{D2}(t) = \frac{V_i}{L_1}t + i_{L1(0)} \quad (6.6)$$

$$i_{C2}(t) = i_{L2}(t) \quad (6.7)$$

$$i_{C3}(t) = i_{L3}(t) \quad (6.8)$$

$$V_s(t) = 0 \quad (6.9)$$

$$V_{D1}(t) = -V_{C2}(t) \quad (6.10)$$

$$V_{D2}(t) = 0 \quad (6.11)$$

$$V_{D3}(t) = -V_{C3}(t) \quad (6.12)$$

$$V_{L1}(t) = V_i \quad (6.13)$$

$$V_{L2}(t) = V_{C2} \quad (6.14)$$

$$V_{L3}(t) = -V_o + V_{C3} \quad (6.15)$$

Segundo estágio ($t1$, $t2$)

$$i_{L1}(t) = -\frac{(V_{C1} - V_{C2})}{L_1}(t - DT) + i_{L1(DT)} \quad (6.16)$$

$$i_{L2}(t) = -\frac{(V_{C2} - V_{C3})}{L_2}(t - DT) + i_{L2(DT)} \quad (6.17)$$

$$i_{L3}(t) = -\frac{V_o}{L_3}(t - DT) + i_{L3(DT)} \quad (6.18)$$

$$i_s(t) = 0 \quad (6.19)$$

$$i_{D1}(t) = -\frac{(V_{C1} - V_{C2})}{L_1}(t - DT) + i_{L1(DT)} \quad (6.20)$$

$$i_{D2}(t) = 0 \quad (6.21)$$

$$i_{D3}(t) = \left(\frac{V_i}{L_1} + \frac{V_{C2}}{L_2} + \frac{(-V_o + V_{C3})}{L_3} \right) (t - DT) + i_{L1(DT)} + i_{L2(DT)} + i_{L3(DT)} \quad (6.22)$$

$$i_{C2}(t) = -(i_{L1}(t) - i_{L2}(t)) \quad (6.23)$$

$$i_{C3}(t) = -i_{L2}(t) \quad (6.24)$$

$$V_S(t) = V_{C3}(t) \quad (6.25)$$

$$V_{D1}(t) = V_{D3}(t) = 0 \quad (6.26)$$

$$V_{D2}(t) = -(V_{C2} - V_{C3}) \quad (6.27)$$

$$V_{L1}(t) = -(V_{C2} - V_i) \quad (6.28)$$

$$V_{L2}(t) = -(V_{C3} - V_{C2}) \quad (6.29)$$

$$V_{L3}(t) = -V_o \quad (6.30)$$

6.5 - Análise Estática do Conversor Boost²-Buck

Usando o princípio de que a corrente média através do capacitor C_2 em regime permanente é nula, as seguintes equações são válidas.

$$I_{L2}DT = (I_{L1} - I_{L2})(1 - D)T \quad (6.31)$$

Resolvendo-se (6.31) para I_{L2} , obtém-se:

$$I_{L2} = I_{L1}(1 - D) \quad (6.32)$$

Do mesmo modo para o capacitor C_3 , obtém-se:

$$I_{L3}DT = I_{L2}(1 - D)T \quad (6.33)$$

Resolvendo-se (6.33) para I_{L3} , obtém-se:

$$I_{L3} = \frac{I_{L2}(1 - D)}{D} \quad (6.34)$$

Substituindo-se (6.32) em (6.34), obtém-se:

$$I_{L1} = \frac{I_{L3}(1-D)^2}{D} \quad (6.35)$$

Através da análise do circuito mostrado na Figura 6.1, verifica-se que a corrente média sobre o indutor L_1 é igual à corrente de entrada I_i e que a corrente média sobre o indutor L_3 é igual à corrente de saída I_o . Sendo assim,

$$\frac{I_i}{I_o} = \frac{(1-D)^2}{D} \quad (6.36)$$

Sabendo que a tensão média sobre o indutor L_1 é nula, obtém-se:

$$V_i DT = (V_{C2} - V_i)(1-D)T \quad (6.37)$$

Resolvendo (6.37) para V_{C2} , obtém-se:

$$V_{C2} = \frac{V_i}{(1-D)} \quad (6.38)$$

Aplicando o mesmo princípio ao indutor L_2 , obtém-se:

$$V_{C2} DT = (V_{C3} - V_{C2})(1-D)T \quad (6.39)$$

Resolvendo (6.39) para V_{C3} , obtém-se:

$$V_{C3} = \frac{V_{C2}}{(1-D)} \quad (6.40)$$

Aplicando o mesmo princípio ao indutor L_3 , obtém-se:

$$(V_o + V_{C3})DT = -V_o(1-D)T \quad (6.41)$$

Resolvendo (6.41) para V_o , obtém-se:

$$V_o = -DV_{C3} \quad (6.42)$$

Substituindo (6.38) e (6.40) em (6.42), obtém-se:

$$V_o = -\frac{DV_i}{(1-D)^2} \quad (6.43)$$

Sendo assim, o ganho estático do conversor Boost²-Buck é determinado pela equação (5.44) e mostrado na Figura 6.5.

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{D}{(1-D)^2} \quad (6.44)$$

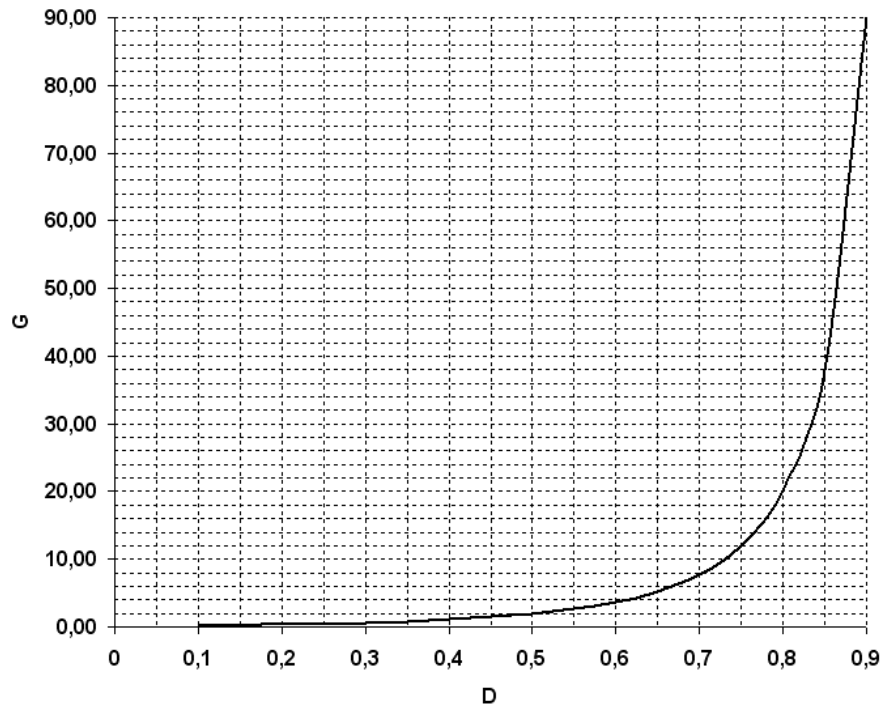


Figura 6.5 – Ganho estático do conversor Boost²-Buck.

6.6 - Análise Dinâmica do Conversor Boost²-Buck

A análise dinâmica e a modelagem do conversor Boost²-Buck apresentada a seguir utiliza o método de estado de espaço médio, cuja visão geral e o equacionamento já foram descritos no capítulo 2.

6.6.1 - Modelo do Conversor Boost²-Buck

A figura 6.6 mostra o circuito equivalente do conversor Boost²-Buck utilizado para acionar o arranjo de LEDs representados pelo modelo equivalente formado pela tensão V_{FD} que representa a somatória das tensões de polarização dos diodos em série com a respectiva resistência dinâmica R_D .

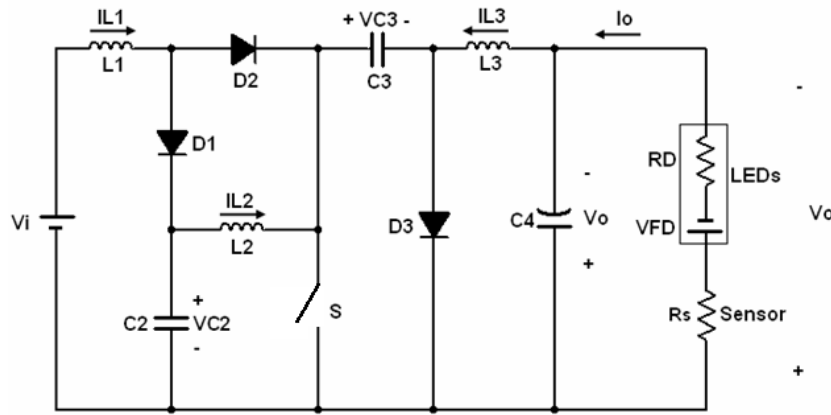


Figura 6.6 – Esquemático Simplificado do Conversor Boost²-Buck.

As equações de espaço de estados para o conversor Boost²-Buck sobre um período de chaveamento podem ser escritas como a seguir:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{v_i}{L_1}d + \frac{(v_i - v_{C2})}{L_1}(1-d) \quad (6.45)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{v_{C2}}{L_2}d + \frac{(v_{C2} - v_{C3})}{L_2}(1-d) \quad (6.46)$$

$$\frac{di_{L3}}{dt} = \frac{(v_{C3} - v_{C4})}{L_3}d - \frac{v_{C4}}{L_3}(1-d) \quad (6.47)$$

$$\frac{dv_{C2}}{dt} = -\frac{i_{L2}}{C_2}d + \frac{(i_{L1} - i_{L2})}{C_2}(1-d) \quad (6.48)$$

$$\frac{dv_{C3}}{dt} = -\frac{i_{L3}}{C_3}d + \frac{i_{L2}}{C_3}(1-d) \quad (6.49)$$

$$\frac{dv_{C4}}{dt} = \frac{(i_{L3} - i_o)d}{C_4} - \frac{(i_{L3} - i_o)(1-d)}{C_4} \quad (6.50)$$

$$i_o = \frac{v_{C4} - V_{FD}}{R_D + R_S} \quad (6.51)$$

Inserindo as perturbações de pequenos sinais e considerando somente os termos de primeira ordem nas equações (6.45), (6.46), (6.47), (6.48), (6.49), (6.50) e (6.51), obtém-se:

$$\frac{d \tilde{i}_{L1}(t)}{dt} = -\frac{(1-D)}{L_1} \tilde{v}_{C2}(t) + \frac{1}{L_1} \tilde{v}_i(t) + \frac{V_i}{L_1(1-D)} \tilde{d}(t) \quad (6.52)$$

$$\frac{d \tilde{i}_{L2}(t)}{dt} = \frac{1}{L_2} \tilde{v}_{C2}(t) - \frac{(1-D)}{L_2} \tilde{v}_{C3}(t) + \frac{V_i}{L_2(1-D)^2} \tilde{d}(t) \quad (6.53)$$

$$\frac{d \tilde{i}_{L3}(t)}{dt} = \frac{D}{L_3} \tilde{v}_{C3}(t) - \frac{1}{L_3} \tilde{v}_{C4}(t) + \frac{V_i}{L_3(1-D)^2} \tilde{d}(t) \quad (6.54)$$

$$\frac{d \tilde{v}_{C2}(t)}{dt} = \frac{(1-D)}{C_2} \tilde{i}_{L1}(t) - \frac{1}{C_2} \tilde{i}_{L2}(t) - \frac{DI_o}{C_2(1-D)^2} \tilde{d}(t) \quad (6.55)$$

$$\frac{d \tilde{v}_{C3}(t)}{dt} = \frac{(1-D)}{C_3} \tilde{i}_{L2}(t) - \frac{D}{C_3} \tilde{i}_{L3}(t) - \frac{I_o}{C_3(1-D)} \tilde{d}(t) \quad (6.56)$$

$$\frac{d \tilde{v}_{C4}(t)}{dt} = \frac{1}{C_4} \tilde{i}_{L3}(t) - \frac{1}{C_4(R_D + R_S)} \tilde{v}_{C4}(t) \quad (6.57)$$

$$\tilde{i}_o(t) = \frac{1}{(R_D + R_S)} \tilde{v}_{C4}(t) \quad (6.58)$$

A forma matricial das equações de espaço de estados está de acordo com (5.65), (5.66), (5.67), (5.68), (5.69) e (5.70).

sendo que:

$$X_1 = X_2 = X_3 = X_5 = X_6 = 0 \quad (6.59)$$

$$X_4 = -\frac{(1-D)}{L_1} \quad (6.60)$$

$$X_7 = \frac{1}{L_1} \quad (6.61)$$

$$X_8 = \frac{V_i}{L_1(1-D)} \quad (6.62)$$

$$Y_1 = Y_2 = Y_3 = Y_6 = Y_7 = 0 \quad (6.63)$$

$$Y_4 = \frac{1}{L_2} \quad (6.64)$$

$$Y_5 = -\frac{(1-D)}{L_2} \quad (6.65)$$

$$Y_8 = \frac{V_i}{L_2(1-D)^2} \quad (6.66)$$

$$Z_1 = Z_2 = Z_3 = Z_4 = Z_7 = 0 \quad (6.67)$$

$$Z_5 = \frac{D}{L_3} \quad (6.68)$$

$$Z_6 = -\frac{1}{L_3} \quad (6.69)$$

$$Z_8 = \frac{V_i}{L_3(1-D)^2} \quad (6.70)$$

$$W_1 = \frac{(1-D)}{C_2} \quad (6.71)$$

$$W_2 = -\frac{1}{C_2} \quad (6.72)$$

$$W_3 = W_4 = W_5 = W_6 = W_7 = 0 \quad (6.73)$$

$$W_8 = -\frac{DI_o}{C_2(1-D)^2} \quad (6.74)$$

$$K_1 = K_4 = K_5 = K_6 = K_7 = 0 \quad (6.75)$$

$$K_2 = \frac{(1-D)}{C_3} \quad (6.76)$$

$$K_3 = -\frac{D}{C_3} \quad (6.77)$$

$$K_8 = -\frac{I_o}{C_3(1-D)} \quad (6.78)$$

$$P_1 = P_2 = P_4 = P_5 = P_7 = P_8 = 0 \quad (6.79)$$

$$P_3 = \frac{1}{C_4} \quad (6.80)$$

$$P_6 = -\frac{1}{C_4(R_D + R_S)} \quad (6.81)$$

$$J_1 = J_2 = J_3 = J_4 = J_5 = J_7 = J_8 = 0 \quad (6.82)$$

$$J_6 = \frac{1}{(R_D + R_S)} \quad (6.83)$$

Substituindo os coeficientes X, Y, Z, W, K, P e J definidos por (6.59) a (6.83) em (5.103), é possível obter a função de transferência $G_{di}(S)$ representada por (6.94) a seguir.

$$G_{di}(S) = \frac{a_1 S^4 + b_1 S^3 + c_1 S^2 + d_1 S + e_1}{a_2 S^6 + b_2 S^5 + c_2 S^4 + d_2 S^3 + e_2 S^2 + f_2 S + g_2} \quad (6.84)$$

onde

$$a_1 = \frac{D(V_i L_1 L_2 C_2 C_3)}{(1-D)^2} \quad (6.85)$$

$$b_1 = -\frac{I_o L_1 L_2 C_2 D}{(1-D)} \quad (6.86)$$

$$c_1 = \frac{DV_i \left[L_1 (C_3 + C_2 D^2 (D-1)(D-2)) + L_2 C_3 (D-1)^2 \right]}{(1-D)^2} \quad (6.87)$$

$$d_1 = -\frac{DI_o \left[L_2 (D-1)^3 + L_1 (D^2 - 1) \right]}{(1-D)^2} \quad (6.88)$$

$$e_1 = DV_i (D-1)(D-3) \quad (6.89)$$

$$a_2 = L_1 L_2 L_3 C_2 C_3 C_4 (R_D + R_S) \quad (6.90)$$

$$b_2 = L_1 L_2 L_3 C_2 C_3 \quad (6.91)$$

$$c_2 = (R_D + R_S) \left(L_1 \left[L_2 C_2 (D^2 C_4 + C_3) + L_3 C_4 (C_3 + C_2 (D-1)^2) \right] + C_3 C_4 L_2 L_3 (D-1)^2 \right) \quad (6.92)$$

$$d_2 = L_1 \left[C_2 L_2 D^2 + C_3 L_3 + C_2 L_3 (D-1)^2 \right] + C_3 L_2 L_3 (D-1)^2 \quad (6.93)$$

$$e_2 = (R_D + R_S) \left(L_1 \left(C_2 (D-1)^2 + C_4 D^2 + C_3 \right) + (D-1)^2 \left(C_4 L_3 (D-1)^2 + L_2 (D^2 C_4 + C_3) \right) \right) \quad (6.94)$$

$$f_2 = L_3 (D-1)^4 + L_1 D^2 + L_2 D^2 (D-1)^2 \quad (6.95)$$

$$g_2 = (R_D + R_S) (D-1)^4 \quad (6.96)$$

6.7 - Projeto do Conversor Boost²-Buck

As especificações de projeto para o conversor Boost²-Buck operando no modo de condução contínua em regime permanente são apresentadas na tabela 6.1.

A lâmpada a LED a ser acionada pelo conversor Boost-Buck² é formada por 40 LEDs de potência modelo XLamp 7090 XR-E[®] ligados em série com tensão e corrente nominais de 132V e 350mA respectivamente.

Tabela 6.1 – Especificações do Conversor Boost²-Buck.

Parâmetros	Símbolo	Valor
Tensão máxima na entrada	V_{imax}	340 V
Tensão mínima na entrada	V_{imin}	12 V
Potência de Saída	P_o	46,2 W
Tensão na Saída	V_o	132 V
Corrente na Saída	I_o	350 mA
Ondulação da corrente no Indutor L_1	ΔI_{L1}	$1,5 I_{L1}$
Ondulação da corrente no Indutor L_2	ΔI_{L2}	I_{L2}
Ondulação da corrente no Indutor L_3	ΔI_{L3}	35mA
Ondulação da tensão no capacitor C_2	ΔV_{C2}	$0,2 \cdot V_{C2}$
Ondulação da tensão no capacitor C_3	ΔV_{C3}	$0,2 \cdot V_{C3}$
Ondulação da tensão no capacitor C_4	ΔV_{C4}	8 V
Frequência de chaveamento	f_s	100 kHz
Rendimento	η	0,8

Potência de Entrada	P_i	57,75 W
---------------------	-------	---------

6.7.1 - Dimensionamento do Indutor L_1

Considerando a mínima tensão na entrada, a corrente média no indutor L_1 é obtida por:

$$I_{L1md1} = \frac{P_i}{V_{imin}} \cong 4,8A \quad (6.97)$$

A corrente máxima no indutor L_1 é obtida por:

$$I_{L1max} = I_{L1md1} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \cong 8,4A \quad (6.98)$$

Considerando a máxima tensão na entrada, a corrente média no indutor L_1 é obtida por:

$$I_{L1md2} = \frac{P_i}{V_{imax}} \cong 170mA \quad (6.99)$$

De acordo com (6.44), para a máxima tensão na entrada obtém-se:

$$D_{min} = 0,23 \quad (6.100)$$

Assim, o indutor L_1 pode ser obtido por:

$$L_1 = \frac{V_{imax}}{\Delta I_{L1}} D_{min} T \cong 3mH \quad (6.101)$$

A energia armazenada no indutor L_1 é obtida por:

$$E = \frac{1}{2} L_1 \cdot I_{L1max}^2 \cong 108mJ \quad (6.102)$$

Considerando o fator de ocupação $K_w=0,7$ e a densidade de corrente máxima $J_{max}=450A/cm^2$, o produto da seção transversal do núcleo (A_e) pela área da janela (A_w), é determinado por:

$$A_e A_w \cong \frac{L \cdot I_{max} \cdot I \cdot 10^4}{J_{max} \cdot K_w \cdot B_{max}} \cong 13cm^4 \quad (6.103)$$

Portanto foi utilizado o núcleo EE 65/33/26 cujos valores de A_p , l_e e A_e são:

$$A_p = 29,14 \text{ cm}^4 \quad (6.104)$$

$$A_e = 5,32 \text{ cm}^2 \quad (6.105)$$

$$l_e = 14,7 \text{ cm} \quad (6.106)$$

O fator de indutância A_l é obtido por:

$$Al = \frac{A_e^2 \cdot B_{\max}^2}{2 \cdot E} \cong 12 \eta H / \text{esp}^2 \quad (6.107)$$

A permeabilidade efetiva do núcleo com entreferro μ_e é determinada através de:

$$\mu_e = \frac{A_l \cdot l_e}{\mu_o \cdot A_e} \cong 26 \quad (6.108)$$

O número de espiras é obtido por:

$$N = \frac{L \cdot I_{pk} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{\max}} \cong 162 \quad (6.109)$$

O comprimento do entreferro l_g é obtido por:

$$l_g = \frac{l_e}{\mu_e} \cong 5,7 \text{ mm} \quad (6.110)$$

A área de cobre é obtida por:

$$A_{cu} = \frac{I_{L1}}{J_{\max}} \cong 0,01067 \text{ cm}^2 \quad (6.111)$$

Sendo assim, a bitola do fio a ser utilizado é de 16 AWG.

6.7.2 - Dimensionamento do Indutor L_2

Considerando a mínima tensão na entrada, de acordo com (6.44) obtém-se:

$$D_{\max} = 0,74 \quad (6.112)$$

De acordo com (6.32) a corrente média no indutor L_2 é obtida por:

$$I_{L2md1} = I_{L1md1} (1 - D_{\max}) \cong 1,25 \text{ A} \quad (6.113)$$

A corrente máxima no indutor L_2 é obtida por:

$$I_{L2\max} = I_{L2md1} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} = 1,875A \quad (6.114)$$

Considerando a máxima tensão na entrada, a corrente média no indutor L_2 é obtida por:

$$I_{L2md2} = I_{L1md2} (1 - D_{\min}) \cong 131mA \quad (6.115)$$

Assim, o indutor L_2 pode ser obtido por:

$$L_2 = \frac{V_{i\max} D_{\min} T}{\Delta I_{L2} (1 - D_{\min})} \cong 8mH \quad (6.116)$$

A energia armazenada no indutor L_1 é obtida por:

$$E = \frac{1}{2} L_2 \cdot I_{L2\max}^2 \cong 14mJ \quad (6.117)$$

Considerando o fator de ocupação $K_w=0,7$ e a densidade de corrente máxima $J_{\max}=450A/cm^2$, o produto da seção transversal do núcleo (A_e) pela área da janela (A_w), é determinado por:

$$A_e A_w \cong \frac{L \cdot I_{\max} \cdot I \cdot 10^4}{J_{\max} \cdot K_w \cdot B_{\max}} \cong 1,9cm^4 \quad (6.118)$$

Optando-se por utilizar o núcleo EE 25/10/5 cujo fator de indutância A_l é obtido por:

$$Al = \frac{A_e^2 \cdot B_{\max}^2}{2 \cdot E} \cong 19\eta H / esp^2 \quad (6.119)$$

A permeabilidade efetiva do núcleo com entreferro μ_e é determinada através de:

$$\mu_e = \frac{A_l \cdot l_e}{\mu_o \cdot A_e} \cong 61 \quad (6.120)$$

O número de espiras é obtido por:

$$N = \frac{L \cdot I_{pk} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{\max}} \cong 202 \quad (6.121)$$

O comprimento do entreferro l_g é obtido por:

$$l_g = \frac{l_e}{\mu_e} \cong 1,6mm \quad (6.122)$$

A área de cobre é obtida por:

$$A_{cu} = \frac{I_{L1}}{J_{max}} \cong 0,01067cm^2 \quad (6.123)$$

Sendo assim, a bitola do fio a ser utilizado é de 22 AWG.

6.7.3 - Dimensionamento do Indutor L_3

O valor da corrente média no indutor L_3 é obtido por:

$$I_{L3md} = I_o = 350mA \quad (6.124)$$

A corrente máxima no indutor L_3 é obtida por:

$$I_{L3max} = I_{L3md} + \frac{\Delta I_{L3}}{2} = 368mA \quad (6.125)$$

Considerando a máxima tensão, o valor do indutor L_3 pode ser obtido por:

$$L_3 = \frac{V_o}{\Delta I_{L3}} (1 - D_{min}) T \cong 29mH \quad (6.126)$$

A energia armazenada no indutor L_1 é obtida por:

$$E = \frac{1}{2} L_2 \cdot I_{L2max}^2 \cong 2mJ \quad (6.127)$$

Considerando o fator de ocupação $K_w=0,7$ e a densidade de corrente máxima $J_{max}=450A/cm^2$, o produto da seção transversal do núcleo (A_e) pela área da janela (A_w), é determinado por:

$$A_e A_w \cong \frac{L \cdot I_{max} \cdot I \cdot 10^4}{J_{max} \cdot K_w \cdot B_{max}} \cong 0,4cm^4 \quad (6.128)$$

Portanto, por motivo de disponibilidade em estoque foi utilizado o núcleo EE 42/21/20 cujo fator de indutância A_l é obtido por:

$$Al = \frac{A_e^2 \cdot B_{\max}^2}{2 \cdot E} \cong 132 \eta H / esp^2 \quad (6.129)$$

A permeabilidade efetiva do núcleo com entreferro μ_e é determinada através de:

$$\mu_e = \frac{A_l \cdot l_e}{\mu_o \cdot A_e} \cong 424 \quad (6.130)$$

O número de espiras é obtido por:

$$N = \frac{L \cdot I_{pk} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{\max}} \cong 149 \quad (6.131)$$

O comprimento do entreferro l_g é obtido por:

$$l_g = \frac{l_e}{\mu_e} \cong 0,2mm \quad (6.132)$$

A área de cobre é obtida por:

$$A_{cu} = \frac{I_{L1}}{J_{\max}} \cong 0,00077cm^2 \quad (6.133)$$

Sendo assim, a bitola do fio a ser utilizado é de 28 AWG.

6.7.4 - Dimensionamento do Capacitor C_2

Considerando a mínima tensão de entrada, de acordo com (6.38), a tensão média no capacitor C_2 pode ser obtido por:

$$V_{C2md1} = \frac{V_{i\min}}{(1 - D_{\max})} \cong 46V \quad (6.134)$$

O valor do capacitor C_2 pode ser obtido por:

$$C_2 = \frac{I_{L2md1} D_{\max} T}{0,2 \cdot V_{C2md1}} \cong 326\eta F \quad (6.135)$$

Considerando a máxima tensão de entrada, de acordo com (6.38), a tensão média no capacitor C_2 pode ser obtida por:

$$V_{C2md2} = \frac{V_{i\max}}{(1-D_{\min})} \cong 442V \quad (6.136)$$

O valor da tensão máxima no capacitor C_2 pode ser obtido por:

$$V_{C2\max} = V_{C2md2} + \frac{\Delta V_{C2}}{2} \cong 486V \quad (6.137)$$

6.7.5 - Dimensionamento do Capacitor C_3

Considerando a mínima tensão de entrada, de acordo com (6.42), a tensão média no capacitor C_3 pode ser obtido por:

$$V_{C3md1} = \frac{V_o}{D_{\max}} \cong 178V \quad (6.138)$$

O valor do capacitor C_3 pode ser obtido por:

$$C_3 = \frac{I_{L2md1}(1-D_{\max})T}{0,2.V_{C3md1}} \cong 91\mu F \quad (6.139)$$

Considerando a máxima tensão de entrada, de acordo com (6.42), a tensão média no capacitor C_3 pode ser obtida por:

$$V_{C3md2} = \frac{V_o}{D_{\min}} \cong 574V \quad (6.140)$$

O valor da tensão máxima no capacitor C_3 pode ser obtido por:

$$V_{C3\max} = V_{C3md2} + \frac{\Delta V_{C3}}{2} \cong 631V \quad (6.141)$$

6.7.6 - Dimensionamento do Capacitor C_4

O valor do capacitor C_4 é obtido por:

$$C_4 = \frac{V_o (1 - D_{\max})}{8 f_s^2 L_3 \Delta V_{C4}} \cong 2nF \quad (6.142)$$

O valor da tensão máxima no capacitor C_4 é:

$$V_{C4\max} = V_o + \frac{\Delta V_{C4}}{2} = 136V \quad (6.143)$$

6.7.7 - Dimensionamento dos Semicondutores

A corrente média no MOSFET S é determinada por:

$$I_{Smd} = (I_{L1md1} + I_{L2md1} + I_{L3md1}) D_{\max} \cong 6,4A \quad (6.144)$$

A corrente máxima no MOSFET S é determinada por:

$$I_{S\max} = I_{L1\max} + I_{L2\max} + I_{L3\max} \cong 11A \quad (6.145)$$

A tensão máxima aplicada ao MOSFET S é obtida por:

$$V_{Sm\acute{a}x} = V_{C3\max} \cong 631V \quad (6.146)$$

A corrente média no diodo D_1 é determinada por:

$$I_{D1md} = I_{L1md} \cong 4,8A \quad (6.147)$$

A corrente máxima no diodo D_1 é determinada por:

$$I_{D1\max} = I_{L1\max} \cong 8,4A \quad (6.148)$$

A tensão reversa máxima aplicada ao diodo D_1 é obtida por:

$$V_{D1R\max} = V_{C2\max} \cong 486V \quad (6.149)$$

A corrente média no diodo D_2 é determinada por:

$$I_{D2md} = I_{L1md} \cong 4,8A \quad (6.150)$$

A corrente máxima no diodo D_2 é determinada por:

$$I_{D2\max} = I_{L1\max} \cong 8,4A \quad (6.151)$$

A tensão reversa máxima aplicada ao diodo D_2 é obtida por:

$$V_{D2R\max} = V_{C3\max} - V_{C2\max} \cong 145V \quad (6.152)$$

A corrente média no diodo D_3 é determinada por:

$$I_{D3md} = I_{Smd} \cong 6,4A \quad (6.153)$$

A corrente máxima no diodo D_3 é determinada por:

$$I_{D3\max} = I_{S\max} \cong 11A \quad (6.154)$$

A tensão reversa máxima aplicada ao diodo D_3 é obtida por:

$$V_{D3R\max} = V_{C3\max} \cong 631V \quad (6.155)$$

Sendo assim, por motivo de disponibilidade em estoque optou-se por utilizar o diodo HFA08TB60 e o MOSFET SPP17N80C3.

6.8 - Sistema de Controle

Para o dimensionamento do controlador $C(s)$ do sistema de controle do conversor Boost²-Buck, foram considerados os mesmos procedimentos adotados para o conversor SEPIC no capítulo 2, assim como os parâmetros já dimensionados anteriormente e expostos na tabela 6.2.

Tabela 6.2 – Parâmetros Experimentais do Conversor Boost²-Buck.

Parâmetros	Símbolo	Valor
Indutor L_1	L_1	3mH
Indutor L_2	L_2	8mH
Indutor L_3	L_3	29mH
Capacitor C_2	C_2	330nF
Capacitor C_3	C_3	100nF
Capacitor C_4	C_4	2,2nF
Corrente de Saída	I_o	0,35
Resistência do Sensor	R_S	1 Ω
Resistência Dinâmica dos LEDs	R_D	40 Ω

6.8.1 - Determinação de C(s) para $V_i=311V_{dc}$

Considerando os parâmetros da tabela 6.2 e $D=0,24$, tem-se:

$$G_{di}(S) = \frac{10^{-16}S^4 - 8,7 \cdot 10^{-13}S^3 + 2,7 \cdot 10^{-7}S^2 - 9,2 \cdot 10^{-4}S + 156,6}{2,1 \cdot 10^{-27}S^6 + 2,3 \cdot 10^{-20}S^5 + 3,6 \cdot 10^{-17}S^4 + 3,9 \cdot 10^{-11}S^3 + 5,5 \cdot 10^{-8}S^2 + 0,01S + 13,7} \quad (6.156)$$

A resposta ao degrau unitário do sistema em malha aberta não compensado para $V_i=311V$ é mostrada na figura 6.7, onde um tempo de acomodação de 3,9ms pode ser observado.

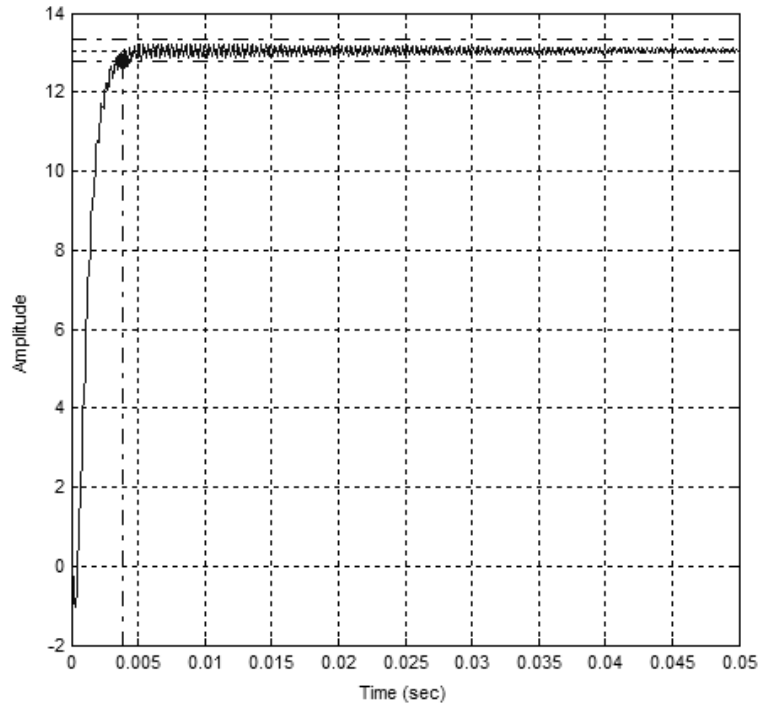


Figura 6.7 – Resposta ao degrau unitário de FTMA(s) para $V_i=311V$.

Sendo assim, para o dimensionamento de C(s), foram considerados um tempo de acomodação máximo de 8ms e um sobre sinal máximo de 10%. Após a sintonia automática dos ganhos K_p e K_i , a função de transferência C(s) para $V_i=311V$ é representada pela equação (6.157).

$$C(S) = \frac{0,0726S + 72,6}{S} \quad (6.157)$$

Assim, a função de transferência do sistema a malha fechada é representada pela equação (6.158) e a resposta do mesmo ao degrau unitário é mostrada pela figura 6.8, onde um tempo de acomodação de 4,5ms e um sobre sinal de 9,9% podem ser observados.

$$T(S) = \frac{-5.10^{-14}S^6 + 6.10^{-10}S^5 - 14.10^{-5}S^4 + 0,9S^3 - 8,2.10^4S^2 + 2,4.10^8S + 3,25.10^{11}}{2.10^{-27}S^9 + 2.10^{-20}S^8 + 3.10^{-16}S^7 + 4.10^{-11}S^6 + 5.10^{-7}S^5 + 11.10^{-3}S^4 + 120S^3 + 3,1.10^5S^2 + 5,9.10^8S + 3,25.10^{11}} \quad (6.158)$$

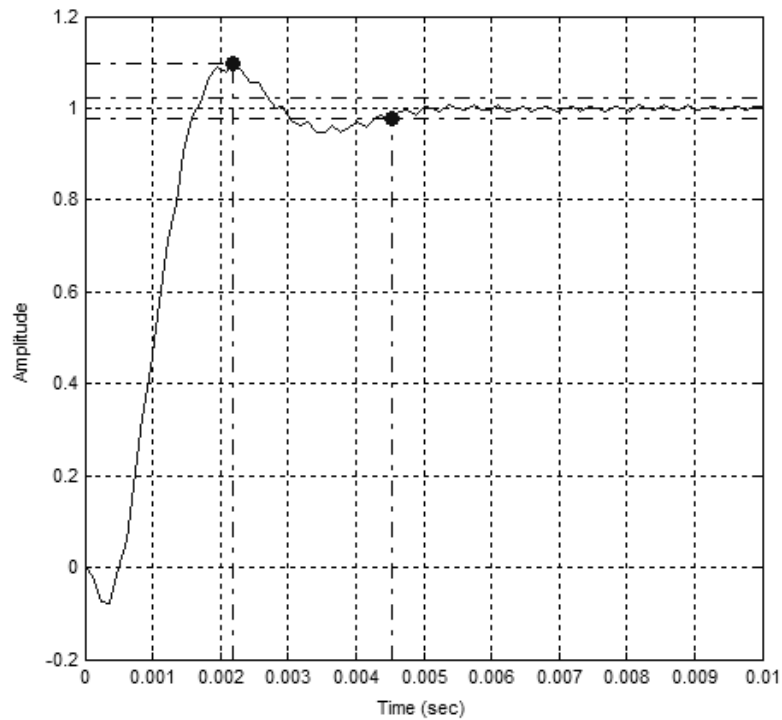


Figura 6.8 – Resposta ao degrau unitário de T(s) para $V_i=311V$.

6.8.2 - Determinação de C(s) para $V_i=178Vdc$

Considerando os parâmetros da tabela 6.2 e $D=0,33$, temos:

$$G_{di}(S) = \frac{10^{-16}S^4 - 1,4.10^{-12}S^3 + 2,3.10^{-7}S^2 - 1,3.10^{-3}S + 105}{2,1.10^{-27}S^6 + 2,3.10^{-20}S^5 + 3,5.10^{-17}S^4 + 3,3.10^{-11}S^3 + 4,6.10^{-8}S^2 + 6,5.10^{-3}S + 8,3} \quad (6.159)$$

A resposta ao degrau unitário do sistema em malha aberta não compensado para $V_i=178V$ é mostrada na figura 6.9, onde um tempo de acomodação de 4,5ms pode ser observado.

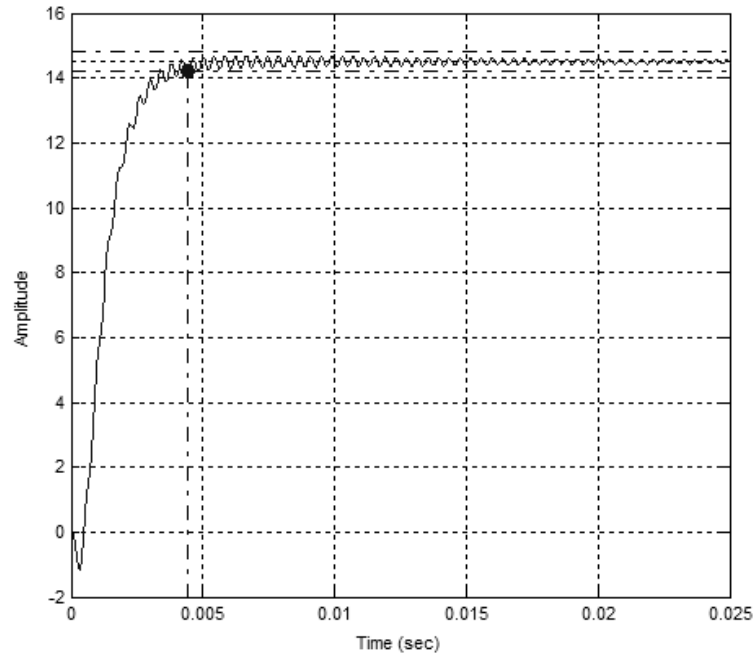


Figura 6.9 – Resposta ao degrau unitário de FTMA(s) para $V_i=178V$.

Sendo assim, para o dimensionamento de $C(s)$, foram considerados um tempo de acomodação máximo de 8ms e um sobre sinal máximo de 10%. Após a sintonia automática dos ganhos K_p e K_i , a função de transferência $C(s)$ para $V_i=178V$ é representada pela equação (6.160).

$$C(s) = \frac{0,0759S + 63}{S} \quad (6.160)$$

Assim, a função de transferência do sistema a malha fechada é representada pela equação (6.161) e a resposta do mesmo ao degrau unitário é mostrada pela figura 6.10, onde um tempo de acomodação de 4,5ms e um sobre sinal de 10% podem ser observados.

$$T(S) = \frac{-6.10^{-14}S^6 + 9.10^{-10}S^5 - 13.10^{-5}S^4 + 1,1S^3 - 6.10^4S^2 + 1,8.10^8S + 1,9.10^{11}}{2.10^{-27}S^9 + 2.10^{-20}S^8 + 3.10^{-16}S^7 + 3.10^{-11}S^6 + 4.10^{-7}S^5 + 7,7.10^{-3}S^4 + 78S^3 + 1,9.10^5S^2 + 3,9.10^8S + 1,9.10^{11}} \quad (6.161)$$

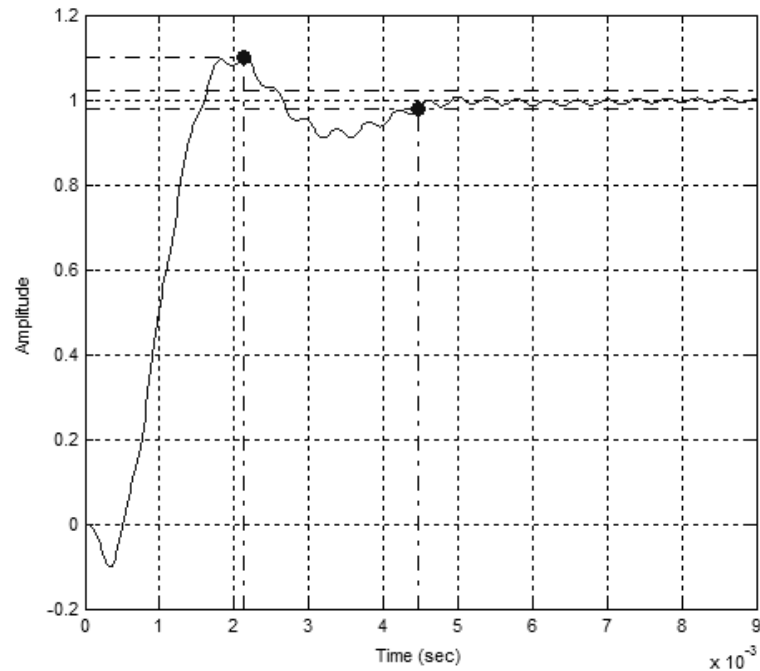


Figura 6.10 – Resposta ao degrau unitário de T(s) para $V_i=178V$.

6.8.3 - Determinação de C(s) para $V_i=12Vdc$

Considerando os parâmetros da tabela 6.2 e $D=0,74$, obtém-se:

$$G_{di}(S) = \frac{10^{-16}S^4 - 7,9 \cdot 10^{-12}S^3 + 8,9 \cdot 10^{-8}S^2 - 5,7 \cdot 10^{-3}S + 5,2}{2,1 \cdot 10^{-27}S^6 + 2,3 \cdot 10^{-20}S^5 + 3,4 \cdot 10^{-17}S^4 + 1,6 \cdot 10^{-11}S^3 + 1,7 \cdot 10^{-8}S^2 + 2,1 \cdot 10^{-3}S + 0,2} \quad (6.162)$$

A resposta ao degrau unitário do sistema em malha aberta não compensado para $V_i=12V$ é mostrada na figura 6.11, onde um tempo de acomodação de 54ms pode ser observado.

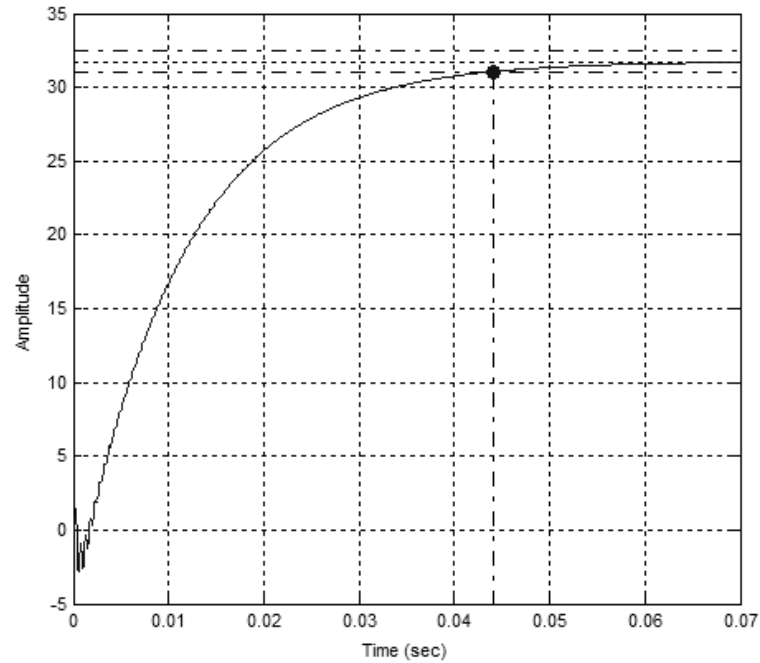


Figura 6.11 – Resposta ao degrau unitário de FTMA(s) para $V_i=12V$.

Sendo assim, para o dimensionamento de $C(s)$, foram considerados um tempo de acomodação máximo de 100ms e um sobre sinal máximo de 10%. Após a sintonia automática dos ganhos K_p e K_i , a função de transferência $C(s)$ para $V_i=12V$ é representada pela equação (6.163).

$$C(s) = \frac{0,0193S + 3,86}{S} \quad (6.163)$$

Assim, a função de transferência do sistema a malha fechada é representada pela equação (6.164) e a resposta do mesmo ao degrau unitário é mostrada pela figura 6.12, onde um tempo de acomodação de 50ms e um sobre sinal de 10% podem ser observados.

$$T(S) = \frac{-10^{-14}S^6 + 10^{-9}S^5 - 2.10^{-5}S^4 + 0,8S^3 - 3724S^2 + 2,1.10^6S + 5,8.10^8}{2.10^{-27}S^9 + 2.10^{-20}S^8 + 3.10^{-16}S^7 + 2.10^{-11}S^6 + 2.10^{-7}S^5 + 2,7.10^{-3}S^4 + 23S^3 + 5.10^4S^2 + 6,8.10^6S + 5,8.10^8} \quad (6.164)$$

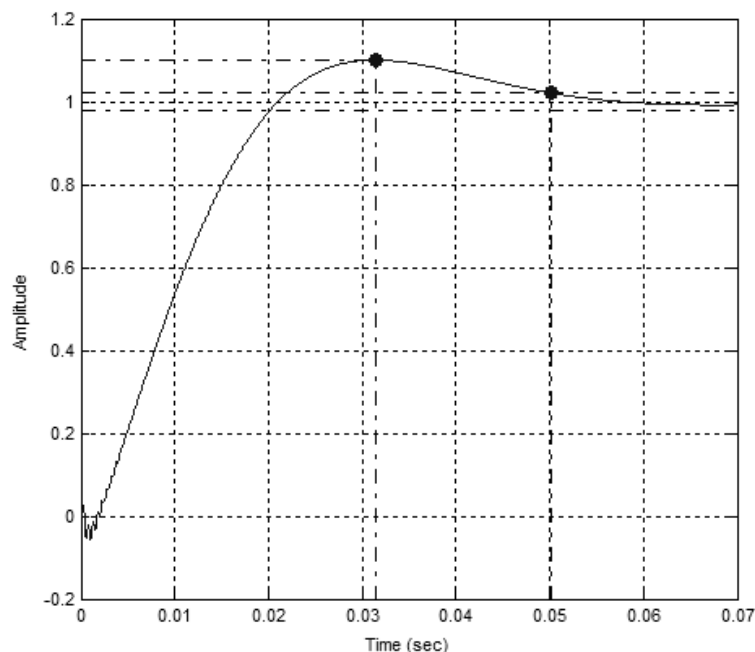


Figura 6.12 – Resposta ao degrau unitário de $T(s)$ para $V_i=12V$.

6.9 - Simulação e Resultados Experimentais

O desempenho do circuito de acionamento dos LEDs utilizando o conversor Boost²-Buck com o controle da corrente é comprovado através de simulação e do funcionamento de um protótipo construído de acordo com os parâmetros já mostrados na tabela 6.3.

Considerando o mesmo sistema de controle usado para o conversor SEPIC no capítulo 2 e mostrado na figura 2.15, foi realizada uma simulação do sistema de controle do conversor Boost²-Buck no ambiente Simulink do Matlab[®], considerando uma perturbação na tensão de entrada V_i sendo que a ação do controlador $C(s)$ é limitada para operar de 0 a 0,9.

As funções de transferência $G_{Vi}(s)$ para cada um dos três níveis de tensão de entrada V_i são representadas pelas equações (6.165), (6.166) e (6.167):

- Para $V_i = 311V$:

$$G_{vi}(S) = \frac{0,1386}{2,1 \cdot 10^{-27} S^6 + 2,3 \cdot 10^{-20} S^5 + 3,6 \cdot 10^{-17} S^4 + 3,9 \cdot 10^{-11} S^3 + 5,6 \cdot 10^{-8} S^2 + 10 \cdot 10^{-3} S + 13,68} \quad (6.165)$$

- Para $V_i = 178V$:

$$G_{vi}(S) = \frac{0,1481}{2,1 \cdot 10^{-27} S^6 + 2,3 \cdot 10^{-20} S^5 + 3,5 \cdot 10^{-17} S^4 + 3,3 \cdot 10^{-11} S^3 + 4,6 \cdot 10^{-8} S^2 + 6,6 \cdot 10^{-3} S + 8,26} \quad (6.166)$$

- Para $V_i = 12V$:

$$G_{vi}(S) = \frac{0,05}{2,1 \cdot 10^{-27} S^6 + 2,3 \cdot 10^{-20} S^5 + 3,4 \cdot 10^{-17} S^4 + 1,6 \cdot 10^{-11} S^3 + 1,7 \cdot 10^{-8} S^2 + 2,1 \cdot 10^{-3} S + 0,187} \quad (6.167)$$

A figura 6.13 mostra o resultado da simulação do comportamento transitório da corrente nos LEDs para a tensão V_i variando de 311V para 340V.

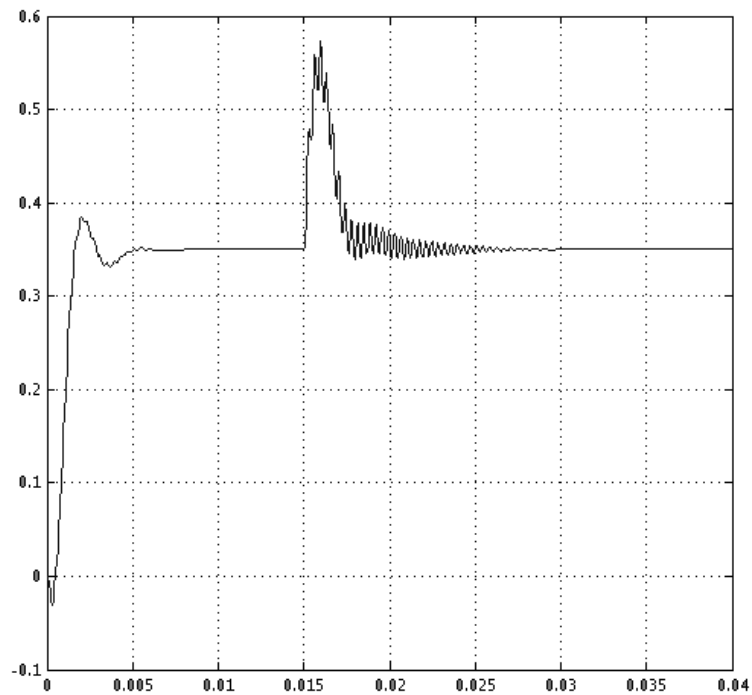


Figura 6.13 – Transitório da Corrente nos LEDs para $V_i=311V_{dc}$.

A figura 6.14 mostra o resultado da simulação do comportamento transitório da corrente nos LEDs para a tensão V_i variando de 178V para 196V.

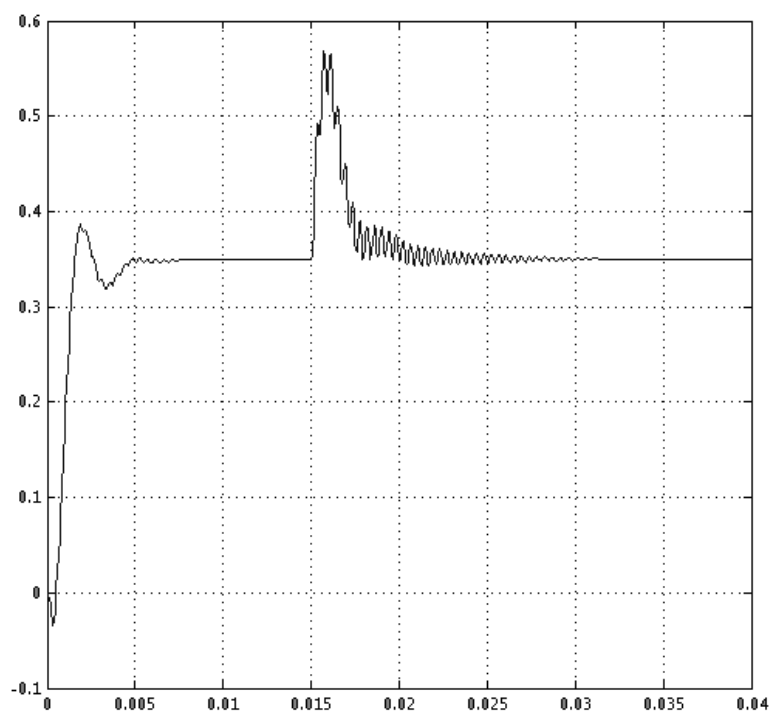


Figura 6.14 – Transitório da Corrente nos LEDs para para $V_i=178\text{Vdc}$.

A figura 6.15 mostra o resultado da simulação do comportamento transitório da corrente nos LEDs para a tensão V_i variando de 12V para 11V.

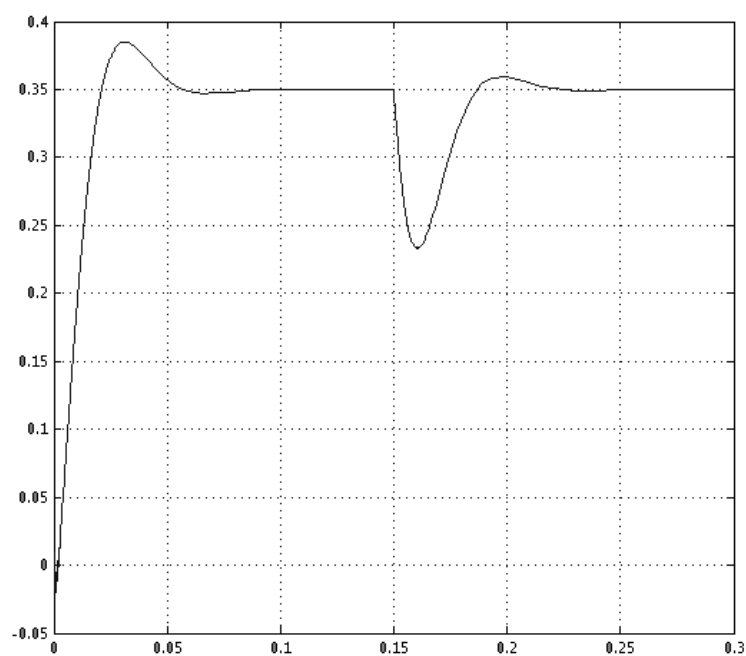


Figura 6.15 – Transitório da Corrente nos LEDs para $V_i=12\text{Vdc}$.

As figuras 6.16, 6.17 e 6.18 mostram o comportamento da corrente nos LEDs em regime permanente para as tensões de entrada de $311V_{DC}$, $178V_{DC}$ e $12V_{DC}$ respectivamente.

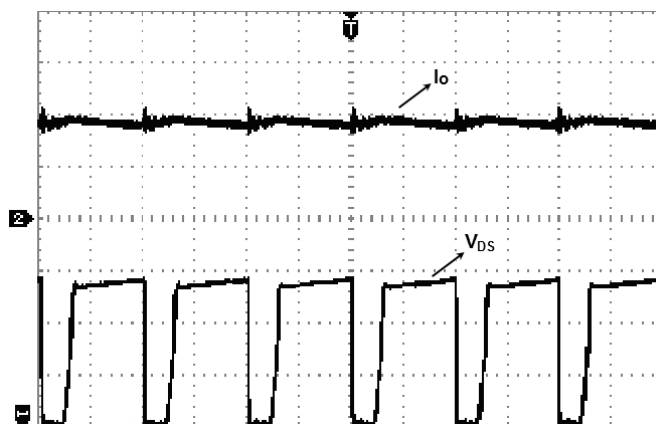


Figura 6.16 – Formas de onda para $V_i=311V_{DC}$ – Inferior: Tensão V_{DS} na chave 200V/div – Superior: Corrente nos LEDs 200mA/div, escala horizontal de 5us/div.

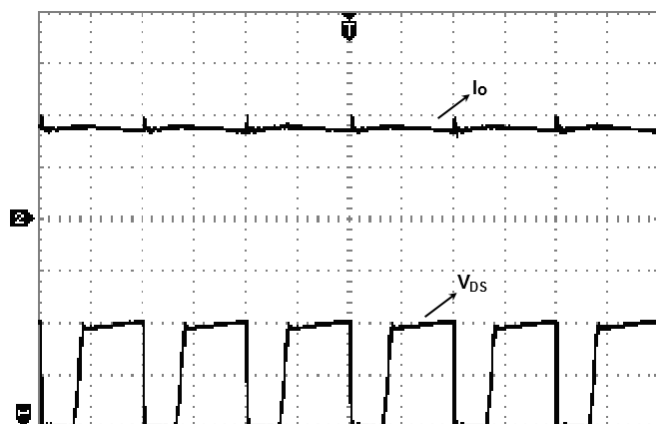


Figura 6.17 – Formas de onda para $V_i=178V_{DC}$ – Inferior: Tensão V_{DS} na chave 100V/div – Superior: Corrente nos LEDs 200mA/div, escala horizontal de 5us/div.

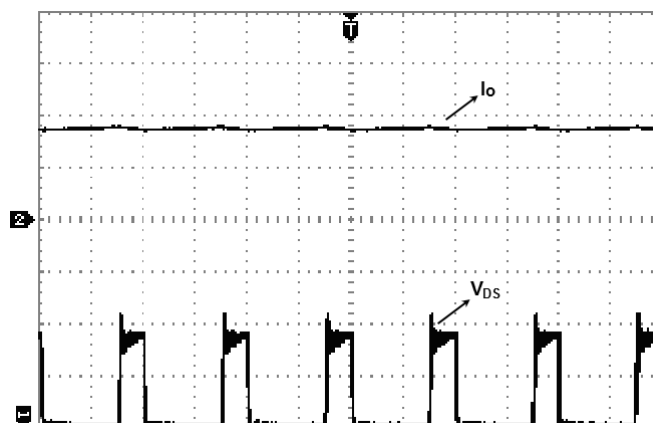


Figura 6.18 – Formas de onda para $V_i=12V_{DC}$ – Inferior: Tensão V_{DS} na chave 50V/div – Superior: Corrente nos LEDs 200mA/div, escala horizontal de 5us/div.

6.10 - Considerações Finais

Neste capítulo foi apresentada uma análise quantitativa e qualitativa do conversor Boost²-Buck operando no modo de condução contínua, aplicado no acionamento de uma lâmpada construída com 40 LEDs de luz branca de 1W a partir de uma alimentação universal, com controle digital da corrente média dos LEDs. Foi apresentada uma análise estática e também o dimensionamento dos componentes do conversor.

Com a análise dinâmica do sistema utilizando o método de espaço de estados médio, foi possível através do uso do Matlab[®] dimensionar os parâmetros do compensador PI para a posterior implementação de uma estratégia de controle da corrente média nos LEDs.

Foram apresentados resultados de simulação do comportamento transitório da corrente I_o , considerando uma perturbação na tensão de entrada V_i . Para uma variação de 30V para mais sobre $V_i=311V$, a corrente I_o atingiu um valor máximo de aproximadamente 570mA. Para uma variação de 16V para mais sobre $V_i=178V$, a corrente I_o atingiu um valor máximo de aproximadamente 570mA. Para uma variação de 1V para menos sobre $V_i=12V$, a corrente I_o atingiu um valor mínimo de aproximadamente 230mA.

Foram apresentados resultados experimentais de forma que as formas de onda experimentais da tensão V_{DS} permitem a comprovação das equações (6.25) e (6.42) e das formas de onda teóricas apresentados anteriormente, assim como, as formas de onda experimentais da corrente I_o comprovam a atuação do conversor para a manutenção da mesma em um valor médio de aproximadamente 350mA com uma ondulação na faixa de 10%.

CAPÍTULO 7

Conclusão Geral

No início deste trabalho o objetivo principal era estudar, projetar e implementar conversores CC-CC não isolados usados para acionar lâmpadas a LED com diferentes tensões a partir de uma faixa de tensão universal, onde o foco se concentrava na estratégia de controle digital da corrente nos LEDs através de um microcontrolador. Por isso foram propostos para tal aplicação os conversores SEPIC, ZETA e CUK que são conversores abaixadores/elevadores.

Com o desenvolvimento do trabalho, notou-se que em função do avanço da tecnologia de iluminação de estado sólido, LEDs com tensões cada vez menores e com maior potência luminosa eram fabricados. Sendo assim, o foco do trabalho passou a se concentrar na proposta de novas topologias de conversores que pudessem operar como abaixadores ou elevadores mas com faixa de conversão CC ainda maior que a dos conversores convencionais. Neste sentido foram propostas, estudadas e implementadas neste trabalho, as topologias Boost-Buck² e Boost²-Buck. Com o objetivo de aumentar ainda mais a faixa de conversão, foi proposta uma nova família de conversores CC-CC abaixadores/elevadores chamados de conversores cúbicos devido ao fato de o ganho estático apresentar uma dependência cúbica da razão cíclica. Tal família de conversores cúbicos gerou um pedido de patente junto ao INPI, sendo que um resumo com as principais características será apresentado na versão final da tese.

Assim sendo, inicialmente este trabalho apresentou um estado da arte sobre sistemas de iluminação, principalmente sobre o sistema de iluminação de estado sólido e sobre

conversores até então utilizados no acionamento de lâmpadas construídas com LEDs de alto brilho ou de potência.

Foram apresentadas análises quantitativa e qualitativa dos conversores SEPIC, ZETA, Cuk, Boost-Buck², Boost²-Buck operando no modo de condução contínua aplicados no acionamento de lâmpadas construídas com LEDs de luz branca de 1W ligados em série, a partir de uma alimentação universal com controle digital da corrente média dos LEDs. A fim de fomentar uma melhor análise comparativa, a tabela 7.1 fornece uma visão geral de alguns parâmetros de cada topologia estudada.

Tabela 7.1 – Parâmetros dos Conversores.

PARÂMETROS	CONVERSORES				
	SEPIC	ZETA	CUK	BOOST-BUCK ²	BOOST ² -BUCK
Indutância L1	14mH	17mH	14mH	16mH	3mH
Indutância L2	11mH	12mH	12mH	10mH	8mH
Indutância L3	-	-	-	7mH	29mH
Capacitância C2	1 μ F	100nF	200nF	200nF	330nF
Capacitância C3	1,5 μ F	5nF	5nF	100nF	100nF
Capacitância C4	-	-	-	10nF	2,2nF
Corrente Máxima em L1	2A	1,6A	2A	2A	8,4A
Corrente Máxima em L2	0,37A	0,37A	0,37A	0,41A	1,9A
Corrente Máxima em L3	-	-	-	0,37A	0,37A
Tensão Máxima em C2	374V	47V	423V	513V	486V
Tensão Máxima em C3	47V	47V	47V	134V	631V
Tensão Máxima em C4	-	-	-	34V	136V
Tensão Máxima no diodo D1	387V	387V	387V	134V	486V
Tensão Máxima no diodo D2	-	-	-	379V	145V
Tensão Máxima no diodo D3	-	-	-	513V	631V
Tensão Máxima no diodo D4	-	-	-	513V	-
Tensão Máxima no diodo D5	-	-	-	126V	-
Corrente Máxima em D1	2A	3A	2A	2A	8,4A
Corrente Máxima em D2	-	-	-	2A	8,4A
Corrente Máxima em D3	-	-	-	0,41A	11A
Corrente Máxima em D4	-	-	-	0,08A	-
Corrente Máxima em D5	-	-	-	2,8A	-
Tensão Máxima na chave S	387V	387V	387V	592V	631V
Corrente Máxima em S	2A	2A	2A	2,8A	11A
Tempo de acomodação para $V_i=12V_{DC}$	74,3ms	44ms	50ms	50ms	50ms
Tempo de acomodação para $V_i=178V_{DC}$	4,9ms	4,5ms	4,7ms	4,4ms	4,5ms

Tempo de acomodação para $V_i=311V_{DC}$	5,4ms	4,5ms	4,5ms	4,1ms	4,5ms
--	-------	-------	-------	-------	-------

Foram apresentadas análises estática, dinâmica e do dimensionamento dos componentes do conversor e do controlador digital.

Com a análise dinâmica do sistema utilizando o método de espaço de estados médio, foi possível através da ferramenta SISO Design do Matlab[®], dimensionar os parâmetros do compensador PI para a posterior implementação de uma estratégia de controle da corrente média nos LEDs. Resultados de simulação mostraram o comportamento transitório da corrente nos LEDs considerando um degrau após a partida para tensões de entrada de $311V_{DC}$, $178V_{DC}$ e $12V_{DC}$. A partir dos resultados experimentais, foi possível observar a boa atuação do controle digital da corrente nos LEDs, onde a mesma se manteve dentro da faixa de erro aceitável após a partida do conversor para as tensões de entrada de $311V_{DC}$, $178V_{DC}$ e $12V_{DC}$. Assim, é possível fazer um comparativo entre as diferentes topologias de conversores usadas para cada situação distinta. De forma geral dos cinco conversores estudados, a opção da topologia a ser utilizada está relacionada com as características da lâmpada a ser acionada.

Entre as três topologias convencionais utilizadas para acionar a mesma lâmpada, o conversor SEPIC demonstrou um desempenho menos favorável, pois apresentou um maior tempo de resposta e um maior pico de corrente no transitório após a perturbação na tensão de entrada. Considerando as características da resposta do sistema, os conversores Cuk e ZETA apresentaram comportamentos parecidos, porém o conversor Cuk apresenta a vantagem de manter corrente contínua tanto na entrada quanto na saída e o fato de os indutores poderem ser acoplados para diminuir ainda mais a ondulação de corrente em um deles, devido ao fato de apresentarem o mesmo valor de tensão instantânea.

O conversor Boost-Buck² proposto é recomendado quando a faixa de redução da tensão de entrada é maior que a faixa de elevação, considerando uma aplicação onde o conversor deve operar como abaixador/elevador.

O conversor Boost²-Buck proposto é recomendado quando a faixa de elevação da tensão de entrada é maior que a faixa de redução, considerando uma aplicação onde o conversor deve operar como abaixador/elevador.

Como sugestão para trabalhos futuros, propõe-se:

- Otimização da estratégia de controle para que a corrente seja regulada automaticamente em função da variação da tensão de entrada.
- Utilização de sistemas digitais com maior capacidade e velocidade de processamento como DSPs, DSPICs ou até mesmo FPGAs.
- Utilização dos conversores Boost²-Buck e Boost-Buck² em outras aplicações.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1]. DOE. 2003. Energy Savings Potential of Solid State Lighting in General Illumination Applications. *Washington, Department of Energy*.

http://apps1.eere.energy.gov/buildings/publications/pdfs/ssl/ssl_energy_saving_potential.pdf
- [2]. Wei J.; Zhu H.; Wu D. Carbon nanotube filaments in household light bulbs. *Applied Physics Letters*, 84(24), 4869-4871, 2004.
- [3]. Atkinson B.; Denver A.; McMahon J. E.; Shown L.; Clear R. Energy Efficient Lighting Technologies and Their Applications in the Commercial and Residential Sectors. *F. Kreith & R. E. West (Eds.), CRC Handbook of Energy Efficiency* p. 399-427), 1995.
- [4]. Atkinson B.; McMahon J. E.; Mills E.; Chan P.; Eto T.; Jennings J. Analysis of Federal Policy Options for Improving U.S. Lighting Energy Efficiency: Commercial and Residential Buildings (No. LBL-31469). *Berkeley CA*, 1992.
- [5]. Vorsatz D.; Shown L.; Koomey J.; Moezzi M.; Denver, A.; Atkinson B. Lighting Market Sourcebook for the U.S. *Lawrence Berkeley National Laboratory*, 2007.
- [6]. Johnson S. The Solid State Lighting Initiative: An Industry. *DOE Collaborative Effort. Architectural Lighting*, 2000.
- [7]. NRC. Partnerships for Solid-State Lighting. *Report of a Workshop. Washington, DC*, 2002.
- [8]. Britannica Concise Encyclopaedia © 2008, Inc.
- [9]. Irvine Halliday D. Solid-state lighting: the only solution for the developing world. SPIE Newsroom, © 2006 SPIE. *The International Society for Optical Engineering*.

- [10]. Schubert E. F. Solid-state lighting a benevolent technology. *Rep. Prog. Phys.* 69, IOP Publishing Ltd., p. 3069–3099, 2006.
- [11]. Haitz R.; Kish F.; Tsao J.; Nelson J. Another Semiconductor Revolution: this time it's lighting! 2006, from <http://lighting.sandia.gov/lightingdocs/HaitzR200003.pdf>
- [12]. Zukauskas A.; Shur M.; Gaska R. Introduction to Solid-State Lighting. New York, NY: John Wiley & Sons, Inc., 2002
- [13]. Streigerwald D.; Bhat J.; Collins D.; Fletcher R.; Holcomb M.; Ludowise M.; Martin P.; Rudaz S. Illumination with solid state lighting technology. *IEEE J. on Selected Topics in Quantum Electron.* vol. 8, p. 310-320, 2002.
- [14]. Han J.; Nurmikko A. Advances in AlGaInN blue and ultraviolet light emitters. *IEEE J. on Selected Topics in Quantum Electron.*, vol. 8, p. 289-297. 2002.
- [15]. Nakamura S.; Fasol M. The blue laser diode-GaN based light emitters and lasers. Berlin, Springer. 1997.
- [16]. DOE. Multi-Year Program Plan FY'09 to FY'14: Solid-State Lighting Research and Development. Washington, D.C. U.S. Department of Energy.
http://www.netl.doe.gov/ssl/PDFs/SSLMYPP2008_web.pdf. 2008
- [17]. Stevenson R. LED chip makers lock horns in Vegas. *Compound Semiconductor*. 2007.
- [18]. CREE : <http://www.cree.com/products/pdf/XLamp7090XR-E.pdf>
- [19]. CREE: <http://www.cree.com/products/pdf/XLampXP-G.pdf>
- [20]. DOE. Multi-Year Program Plan FY'07 to FY'12: Solid-State Lighting Research and Development. Washington, D.C.: U.S. Department of Energy.
<http://www.netl.doe.gov/ssl/PDFs/SSLMultiYearPlan.pdf>. 2006
- [21]. Krames M. R. Status and Future of High-Power LEDs for Solid-State Lighting. *IEEE Journal of Display Technology*, Vol. 3, No. 2. 2007.

- [22]. ChaBn P. H. C. Electronic Packaging for Solid-state Lighting. *IEEE 6th International Conference on Electronic Packaging Technology, Hong Kong SAR*. 2005.
- [23]. Menanteau, P., & Lefebvre, H. (2000). Competing technologies and the diffusion of innovations: the emergence of energy-efficient lamps in the residential sector. *Research Policy*, 29(3), 375-389.
- [24]. Koomey, J. G., Sanstad, A. H., & Shown, L. J. (1996). Energy efficient lighting: Market data, market imperfections, and policy success. *Contemporary Economic Policy*, 14(3), 98.
- [25]. Tsao, J. (2004). Solid-State Lighting: Lamps, Chips and Materials for Tomorrow. *IEEE Circuits & Devices Magazine*, May/June 2004.
- [26]. M. Rico-Secades, A.J. Calleja, J. Cardesín, J. Ribas, E.L. Corominas, J.M. Alonso, J. García, “Driver for High Efficiency LED Based on Flyback Stage With Current Mode Control for Emergency Lighting System”, *Industry Applications Conference*, 2004. 39th IAS Annual Meeting, October 2004, pp.1655-1659, vol. 3.
- [27]. Antunes, F. L. M. ; Perin, A. J. ; Sá Junior, E. M. ; Marques, L. S. B. . Step Down Current Controlled Dc-dc Converter to Drive a High Power Led Matrix Employed in an Automotive Headlight. In: *Oitavo Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, 2005, Recife, pp. 474-478.
- [28]. M. Rico-Secades, A.J. Calleja, J. Cardesín, J. Ribas, E.L. Corominas, J.M. Alonso, J. García, “Driver for High Efficiency LED Based on Flyback Stage With Current Mode Control for Emergency Lighting System”, *Industry Applications Conference*, 2004. 39th IAS Annual Meeting, October 2004, pp.1655-1659, vol. 3.
- [29]. Zhou, K.; Yuvarajan, S.; Zhang, J.G.; Weng, D., “Quasi-Active Power Factor Correction Circuit for HB LED Driver”, *Applied Power Electronics Conference*,

- APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE Volume , Issue , Feb. 25 2007-March 1 2007 Page(s):193 - 197
- [30]. Sauerlander, G.; Hente, D.; Radermacher, H.; Waffenschmidt, E.; Jacobs, J., “Driver Electronics for LEDs”, Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE Volume 5, Issue , 8-12 Oct. 2006 Page(s):2621 - 2626.
 - [31]. D. Montu, Z. Regan, “Digital Architecture for Driving Large LED Arrays with”, Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE, Feb. 2007 Page(s): 287 – 293.
 - [32]. G. Carraro, “Solving high-voltage off-line HB-LED constant-current control-circuit issues”, Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE, Feb. 2007 Page(s):1316 – 1318.
 - [33]. H. Matsuo and K. Harada ,“The cascade connection of switching regulators,” IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 12, No. 2, pp. 192-198, 1976.
 - [34]. Middlebrook, R.D., “Transformerless DC-to-DC converters with large conversion ratios”, IEEE Transactions on Power Electronics, Oct 1988 Volume: 3, Issue: 4 page(s): 484-488.
 - [35]. D. Maksimovic, S. Cuk, “Switching Converters with Wide DC Conversion”, IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 6, No. 1, Jan. 1991 Page(s):151–157.
 - [36]. Barreto, L.H.S.C.; Coelho, E.A.A.; Farias, V.J.; de Freitas, L.C.; Vieira, J.B., Jr., “An optimal lossless commutation quadratic PWM Boost converter”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE Volume 2, Issue, 2002 Page(s):624 - 629 vol.2.

- [37]. Britto, J. R., Farias, V. J., Freitas, L. C., Coelho, E. A. A., Vieira Jr, J. B. A Non-Insulated Step-Up/Down DC-DC Converter With Wide Range. Conversion, 34th Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009, 2009, Washington.
- [38]. Britto, J. R., Farias, V. J., Freitas, L. C., Coelho, E. A. A., Vieira Jr, J. B. A Proposal of LED Lamp Driver for Universal Input Using Cuk Converter. IEEE 39th Power Electronics Specialists Conference, 2008, Rhodes.
- [39]. Britto, J. R., Farias, V. J., Freitas, L. C., Coelho, E. A. A., Vieira Jr, J. B. A Proposal of LEDs Driver for Universal Input Using ZETA Converter Microcontroller-Based. VIII Conferência Internacional de Aplicações Industriais - INDUSCON, 2008, Poços de Caldas - MG.
- [40]. Britto, J. R., Demian Jr., A. E., Farias, V. J., Freitas, L. C., Coelho, E. A. A., Vieira Jr, J. B. LED Lamp Driver Using a Converter with Wide Range Conversion Microcontroller-Based. The 34th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, PESC, 2008, Orlando.
- [41]. Britto, J. R., Demian Jr., A. E., Farias, V. J., Freitas, L. C., Coelho, E. A. A., Vieira Jr, J. B. ZETA DC/DC Converter Used as LED Lamp Drive. 12th European Conference on Power Electronics and Applications, 2007, Aalborg.
- [42]. Britto, J. R., Vincenzi, F. R.S., Farias, V. J., Freitas, L. C., Coelho, E. A. A., Vieira Jr, J. B. Proposal of a DC-DC Converter with Wide Conversion Range Used in Photovoltaic Systems and Utility Power Grid For The Universal Voltage Range. 10º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência – COBEP 2009, Bonito - MS.
- [43]. Britto, J. R., Vincenzi, F. R.S., Farias, V. J., Freitas, L. C., Coelho, E. A. A., Vieira Jr, J. B. Proposta de um Conversor CC-CC Utilizado em Sistemas Fotovoltaicos e Rede de Energia Elétrica para Faixa de Tensão Universal. Revista Eletrônica de Potência, Florianópolis - SC, vol. 14, nº 3, agosto 2009, pp. 165-172.

- [44]. R. P. Massey and E. C. Snyder, "High Voltage Single Ended DC-DC Converter". IEEE PESC Conf. Rec. 1977.26, no 3. May 1990.
- [45]. De Vicuna, L.G. Guinjoan, F. Majo, J. Martinez, L., "Discontinuous conduction mode in the SEPIC converter," Electrotechnical Conference, 1989. Proceedings. Integrating Research, Industry and Education in Energy and Communication Engineering', MELECON '89, Mediterranean Apr 1989 page(s): 38-42.
- [46]. Canesin, C.A.; Barbi, I., "A unity power factor multiple isolated outputs switching mode powersupply using a single switch," Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1991. APEC 91. Conference Proceedings, 1991, Sixth Annual, Volume, Issue, 10-15 Mar 1991 Page(s):430 - 436.
- [47]. Dos Reis, F. S.; UCEDA, J.; SEBASTIAN, J. Z. "Characterization of Conducted Noise Generation for Sepic, Cuk and Boost Converters Working as Power Factor Preregulators," IEEE Industrial Electronics Conference - IECON'93, 1993, Hawaii, 1993. p. 965-970.
- [48]. Fossard, A.J., and Clique, M. "Modelisation des cellules elementaires," Technical Report 1, Contract 2590/75 AK, European Space Research and Technology Organization, Noordwijk, The Netherlands, 1976.
- [49]. R. D. Middlebrook and S. Cuk, "A General Unified Approach to Modeling Switching-Converter Power Stages," International Journal of Electronics, vol. 42, pp. 521-550, June 1977.
- [50]. Chetty, P. R. K., "Current injected equivalent circuit approach to modeling switching dc-dc converters," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-17, Nov. 1981, p. 802-808.
- [51]. Y. S. Lee, "A systematic and unified approach to modeling switches in switch-mode power supplies," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. IE-32, pp. 445-448, Nov. 1985.

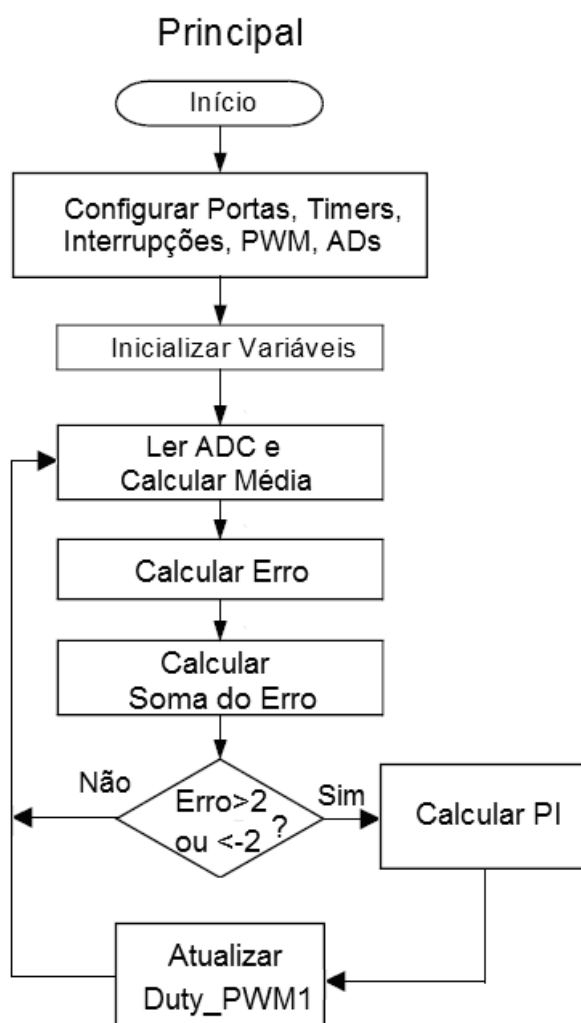
- [52]. V. Vorperian, "Simplified analysis of PWM converters using the PWM switch, Part I: Continuous conduction mode," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 26, pp. 497–505, May 1990.
- [53]. Tasi-Fu Wu; Yu-Kai Chen, "Modeling PWM DC/DC converters out of basic converter units," IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 13, Issue 5, Sep 1998 Page(s):870 - 881.
- [54]. W. M. Moussa , "Modeling and performance evaluation of a DC/DC SEPIC converter," APEC '95 , Vol. 2, pp. 702-706.
- [55]. Radar, D.; Rahav, G.; Ben-Yaakov, S., "Behavioural average model of SEPIC converters with coupled inductors," Electronics Letters Volume 32, Issue 17, 15 Aug 1996 Page(s):1525 - 1526.
- [56]. Jingquan Chen; Chin Chang, "Analysis and design of SEPIC converter in boundary conduction mode for universal-line power factor correction applications," Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC 2001 IEEE 32nd Annual Volume 2, 2001 Page(s):742 - 747 vol.2.
- [57]. Hren, A.; Slibar, P., "Full order dynamic model of SEPIC converter," Industrial Electronics, 2005. ISIE 2005. Proceedings of the IEEE International Symposium on Vol. 2, 20-23 June 2005 Page(s): 553 - 558 vol. 2.
- [58]. Mello, L. F. P. Análise e Projeto de Fontes Chaveadas. 1ª ed. São Paulo: Érica, 1996.
- [59]. Buso S. Mattavelli P., "Digital Control in Power Electronics". Morgan&Claypool Publishers, Lincoln, USA, 2006.
- [60]. Jozwik, J.J.; Kazimierczuk, M.K., "Dual sepic PWM switching-mode DC/DC power converter," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume 36, Issue 1, Feb 1989 Pages: 64 - 70

- [61]. L. Hsiu, W. Kerwin, A.F. Witulski, R. Carlsten and R. Ghotbi, "A Coupled-Inductor, Zero-Voltage-Switched Dual-Source Converter with Low Output Ripple and Noise" Conf. Rec. 1992 23th Annual Meet. IEEE-PESC'92, pp. 186-193.
- [62]. Jong-Lick Lin, Sung-Pei Yang, Pao-Wei Lin., " Small-signal analysis and controller design for an isolated zeta converter with high power factor correction" Electric Power Systems Research Volume 76, Issues 1-3, September 2005, Pages 67-76.
- [63]. Vuthchhay, E. Bunlaksananusorn, C., "Dynamic modeling of a Zeta converter with State-Space averaging technique" 5th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, 2008. ECTI-CON 2008. 14-17 May 2008 Volume: 2, page(s): 969-972.
- [64]. Mohan, N., T. M. Undeland, W. P. Robins, Power Electronic Converters, Applications and Design, John Wiley and Sons, 1995.
- [65]. Rashid, M., Power Electronics Handbook, Academic Press, NJ, 2001.
- [66]. Gu, W., Small signal modeling for current mode controlled Cuk and SEPIC converters, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE, 6-10 March 2005, Vol. 2, page(s):906 – 910.
- [67]. Chetty, P. R. K, Modelling and Analysis of Cuk Converter Using Current Injected Equivalent Circuit Approach, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Feb. 1983, Volume: IE-30, Issue: 1, page(s): 56-59
- [68]. Pietkiewicz, A., Tollik, D., Power Electronics Specialists Conference, 19th Annual IEEE, 11-14 April 1988, page(s):398 - 405 vol.1.
- [69]. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39598e.pdf>
- [70]. Vieira Jr, J. B., Farias, V. J., Freitas, L. C., Coelho, E. A. A., de Britto, J. R., Conversores Cúbicos, pedido de patente depositado no INPI sob o número: PI 0801425-6, 2008.

- [71]. de Paula, L. F., Santos, R. O., Menezes, H. D., Britto, J. R., Vieira Jr, J. B., Filho, P. P. G., de Oliveira, C. A., A Comparative Study of Irradiation Systems for Photoinactivation of Microorganisms, Journal of the Brazilian Chemical Society, Campinas-SP, 2009.b
- [72]. Zhou, J., Yan, W., Experimental investigation on the performance characteristics of white LEDs used in illumination application, IEEE Power Electronics Specialists Conference, Jun. 2007, page(s): 1436-1440.
- [73]. Sauerlander, G., Hente, D., Radermacher, H., Waffenschmidt, E., Jacobs, J., Driver Electronics for LEDs, Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting, page(s): 2621-2626.

APÊNDICE A

Fluxograma do Algoritmo de Controle



APÊNDICE B

Conversores Cúbicos

B.1 - Considerações iniciais

O objetivo do presente apêndice é apresentar uma proposta de uma nova classe de conversores com uma faixa de conversão extremamente larga. Os conversores cúbicos aqui apresentados, compõem um pedido de patente de invenção depositado junto ao INPI [69] e fazem parte das atividades desenvolvidas durante o trabalho de pesquisa que gerou a presente tese. São conversores cc-cc não isolados que possuem uma faixa de conversão extremamente larga e são denominados de conversores cúbicos pelo fato do ganho estático apresentar uma dependência cúbica da razão cíclica de operação da chave principal S . Estes conversores têm uma grande capacidade de aumentar ou diminuir uma tensão de entrada e sendo assim, oferecem a possibilidade de implementar e utilizar fontes chaveadas a partir de uma tensão de alimentação alternada universal de 90V a 265V e até mesmo de baterias com diferentes valores de tensão. A vantagem principal destes conversores é que eles conseguem fornecer uma faixa de conversão de tensão muito maior que a dos conversores convencionais. A família de conversores cúbicos é formada pelos seguintes conversores: buck³, boost³, buck³-boost, boost³-buck, boost-buck³ e boost³-buck³.

B.2 - Conversor Buck³

O esquema simplificado do conversor Buck Cúbico é mostrado na figura B.1, sendo que operando no modo de condução contínuo, o seu ganho estático é representado pela equação (B.1) a seguir.

$$\frac{V_o}{V_i} = D^3 \quad (\text{B.1})$$

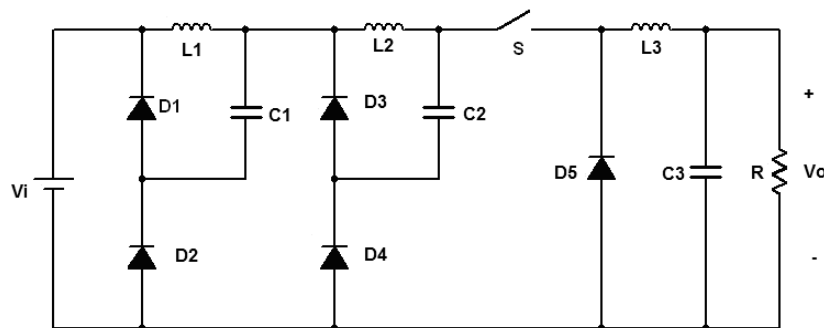


Figura B.1 Esquemático do Conversor Buck³

B.3 - Conversor Boost³

O esquema simplificado do conversor Boost³ é mostrado na figura B2, sendo que operando no modo de condução contínuo, o seu ganho estático é representado pela equação (B.2) a seguir.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{(1-D)^3} \quad (\text{B.2})$$

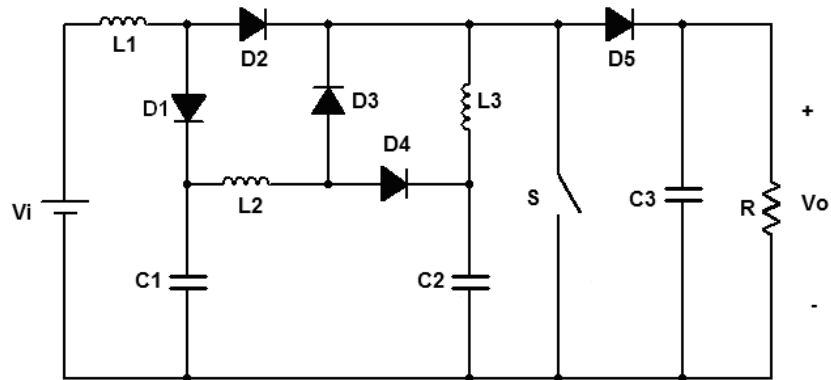


Figura B.2 Esquemático do Conversor Boost³

B.4 - Conversor Buck³-Boost

O esquema simplificado do conversor Buck³-Boost é mostrado na figura B3, sendo que operando no modo de condução contínuo, o seu ganho estático é representado pela equação (B.3) a seguir.

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{D^3}{(1-D)} \quad (\text{B.3})$$

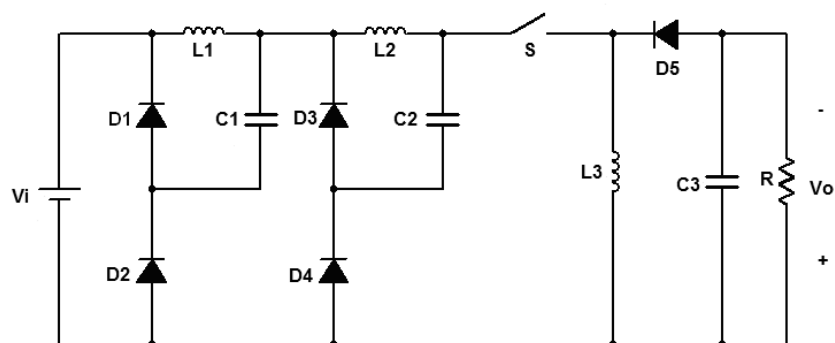


Figura B.3 Esquemático do Conversor Buck³-Boost

B.5 - Conversor Boost³-Buck

O esquema simplificado do conversor Boost³-Buck é mostrado na figura B4, sendo que operando no modo de condução contínuo, o seu ganho estático é representado pela equação (B.4) a seguir.

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{D}{(1-D)^3} \quad (\text{B.4})$$

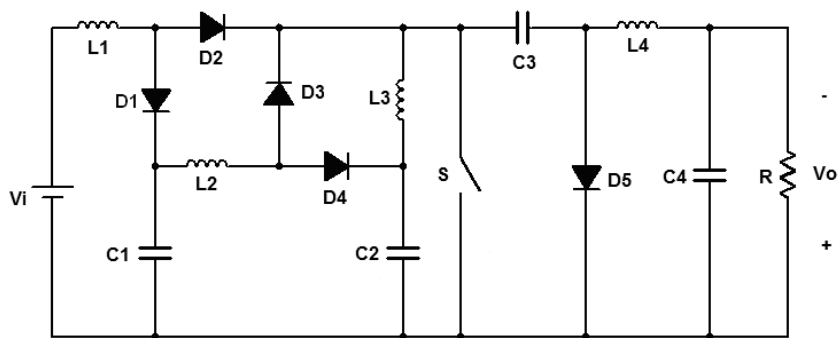


Figura B.4 Esquemático do Conversor Boost³-Buck

B.6 - Conversor Boost-Buck³

O esquema simplificado do conversor Boost-Buck³ é mostrado na figura B5, sendo que operando no modo de condução contínuo, o seu ganho estático é representado pela equação (B.5) a seguir.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D^3}{(1-D)} \quad (\text{B.5})$$

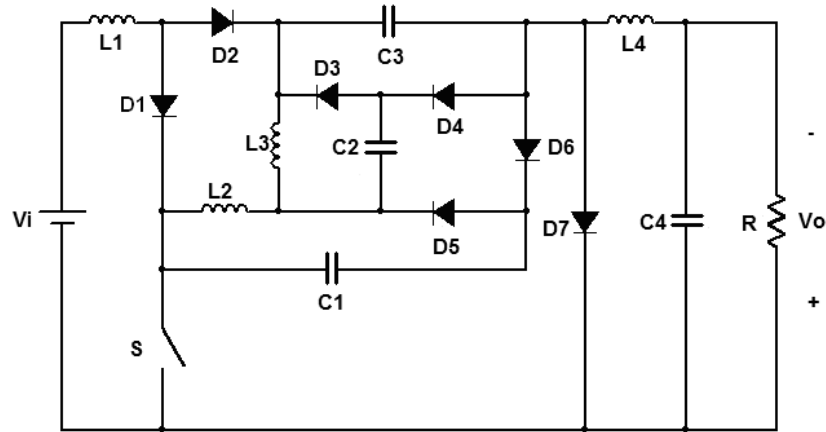


Figura B.5 Esquemático do Conversor Boost-Buck³

B.7 - Conversor Boost³-Buck³

O esquema simplificado do conversor Boost³-Buck³ é mostrado na figura B6, sendo que operando no modo de condução contínuo, o seu ganho estático é representado pela equação (B.6) a seguir.

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{D^3}{(1-D)^3} \quad (\text{B.6})$$

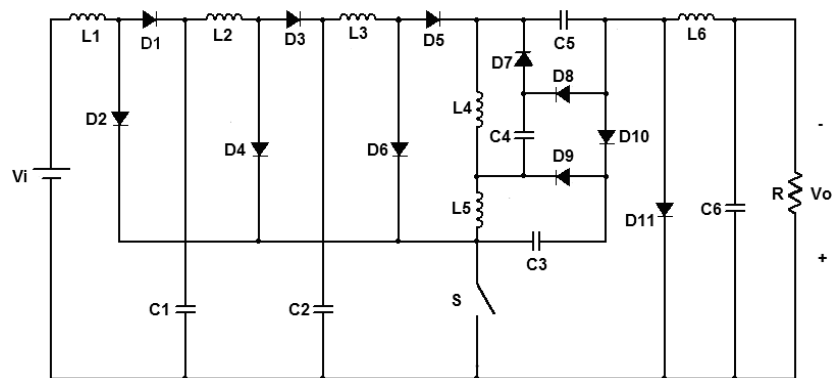


Figura B.6 Esquemático do Conversor Boost³-Buck³

APÊNDICE C

Terapia Fotodinâmica

C.1 - Considerações iniciais

Este apêndice tem por objetivo apresenta os aspectos principais do trabalho desenvolvido através de uma parceria entre o núcleo de pesquisa em eletrônica de potência da faculdade de engenharia elétrica - NUPEP e o laboratório de bioquímica e fotobiologia da faculdade de química desta mesma universidade.

O objetivo do trabalho de pesquisa foi apresentar resultados comparativos referentes a avaliação de fontes de irradiação baseadas em lâmpadas a LED e halógena, aplicadas na degradação oxidativa de compostos orgânicos e microorganismos, os quais, compõem um artigo que foi aceito para publicação no Journal of the Brazilian Chemical Society [70].

C.2 - Visão Geral sobre Terapia Fotodinâmica

A Terapia Fotodinâmica (TFD) usa um composto fotossensibilizador e uma fonte luminosa para a geração de espécies citotóxicas usadas no tratamento de diversas doenças, entre elas, o câncer. Atualmente, a aplicação da TFD vem sendo investigada em infecções cutâneas, infestações microbianas e erradicação de bactérias. Diante do elevado custo dos medicamentos e equipamentos empregados na TFD, a busca por compostos fotossensibilizadores de baixo custo e fácil acesso, bem como fontes de luz alternativas, tem sido aumentada.

C.3 - Materiais Utilizados

No experimento tratado no presente apêndice, a droga usada no processo de degradação oxidativa dos compostos orgânicos dos microorganismos, foi o azul de metileno, cujo ponto máximo eficácia ocorre com uma irradiação luminosa de 663nm.

As fontes luminosas utilizadas no experimento para excitarem o azul de metileno foram:

- Uma lâmpada halógena de 250W acionada por uma fonte de 220Vac;
- Uma lâmpada formada por uma matriz de 600 LEDs de alto brilho de luz vermelha, onde a matriz é formada por 4 strings de 150 LEDs cada, sendo que a mesma foi acionada por uma fonte de 10Vdc dissipando uma potência de 24 W.
- Uma lâmpada formada por uma string de 7 LEDs de potência de luz vermelha dissipando uma potência total de 7W.

As contribuições do NUPEP para com o projeto de pesquisa de forma geral, relacionaram-se com o dimensionamento e a implementação da lâmpada a LED de 7W e do conversor utilizado para o acionamento da mesma.

O conversor dimensionado para fornecer uma tensão de 22V e uma corrente de 350mA, a partir de uma fonte de 90 a 265 Vac. Sendo assim a topologia necessária para atender tais especificações, é um conversor abaixador (buck) e como não houve uma preocupação com o rendimento total do sistema (lâmpada+conversor), mas sim com o controle da corrente média nos LEDS com e a compactação do mesmo em uma lanterna para facilitar o manuseio do equipamento, optou-se pelo circuito apresentado em [31] cujo rendimento total foi de aproximadamente 55%.

C.4 - Considerações Finais

Os resultados obtidos durante o experimento e apresentados em [70], mostraram que a utilização da lâmpada de 7W de LEDs de potência de luz vermelha, apresentou uma melhor performance de forma geral. O sistema gerou uma maior eficácia da droga com menor consumo de energia, menor custo com manutenção do equipamento e maior compaticidade do equipamento. Tal lâmpada gerou uma irradiação de $43,35\text{mW/cm}^2$ no ponto máximo de absorção da droga, enquanto que a matriz de 600 LEDs de alto brilho de luz vermelha gerou uma irradiação de $42,85\text{mW/cm}^2$ e a lâmpada halógena de 250W gerou uma irradiação de apenas $9,13\text{mW/cm}^2$ no ponto máximo de absorção da droga.

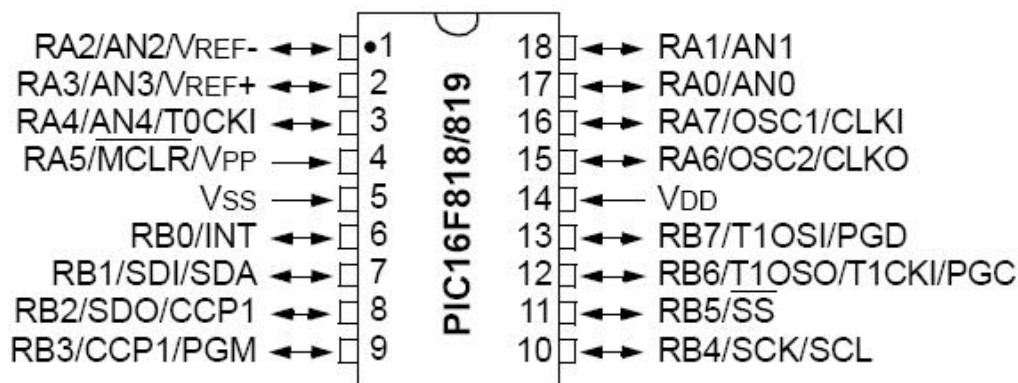
ANEXO A

Característica do PIC16F819

O micro-controlador PIC16F819 possui 18 terminais, onde 16 deles podem ser configurados como entrada ou como saída. O PIC16F819 pertence a uma família de microcontroladores de alto desempenho e custo relativamente barato, possui arquitetura RISC. Este tipo de arquitetura é caracterizado pelo número reduzido de instruções, com um total de 35. Esse dispositivo também possui uma memória de gravação EEPROM, sendo esta um tipo de memória que pode ser apagada eletricamente, também é possível utilizar um código de proteção na hora da gravação para impedir a leitura do programa nele gravado. Outras características são mostradas a seguir:

- operam com tensão de alimentação de 4,5V a 5,5volts;
- frequência máxima de operação 20MHz;
- memória de programa EPROM de 2048 bytes;
- memória de dados de 256 bytes;
- três módulos contadores programáveis: Timer0, Timer1 e Timer2;
- Um módulo PWM;
- conversor A/D de 10 bits, 5 canais compartilhados de alta velocidade;
- Dezesesseis (16) linhas de entrada e saída organizadas em duas portas de 8 bits (Porta A e Porta B);
- HS- Cristal de alta velocidade/Ressonante (4MHz-20MHz). Utilizado para a geração do clock interno;

Os detalhes dos terminais do PIC16F819, são mostrados na figura a seguir:



- Pino 14 (VDD): Entrada da fonte de tensão (positiva) para operação normal da lógica e pinos de entradas/saída;
- Pino 5 (VSS): Pino de referência (GND), terra para a lógica e pinos de entrada e saída;
- Pino 16 (OSC1/CLKI): Entrada da fonte de relógio externa ou entrada do oscilador a cristal;
- Pino 15 (OSC2/CLKO): Saída do oscilador a cristal. Nos modos XT, LP ou HS um cristal ou ressonador cerâmico é conectado com os pinos OSC1/in e OSC2CLKOUT para estabelecer a oscilação. No modo RC o mais utilizado (devido ao baixo custo), o pino OSC2, saída do CLKOUT tem $\frac{1}{4}$ da frequência do relógio interno. Neste modo, por exemplo, para uma frequência de RC de 4MHz, o pino OSC2 terá uma frequência de 1MHz. O que significa que cada instrução que utiliza um ciclo de máquina, demorará 1mS para ser executada (exceto as de desvio que necessitam de 2 ciclos de relógio).
- Pino 4 (RA5/MCLR/Vpp): (Master Clear <reset>). Este pino tem tripla função. Porta bidirecional. Entrada de “limpar”. Um nível baixo sobre este pino, reseta o dispositivo. Na versão EPROM, este pino recebe a tensão de programação (Vpp).

A Porta A de 8 bits bidirecional é multiplexada com outras funções através dos pinos (1,2,3,4,15,16,17 e 18). A Porta B de 8 bits bidirecional é multiplexada com outras funções através dos pinos (6 a 13).

Quando for usado o módulo conversor A/D, a tensão de referência (Vref) para a aquisição de dados é aplicada ao pino RA3/AN3/Vref (2). Além disso, todos os pinos têm um

bit no registrador TRISA que controla a direção dos dados, capacitando-os a serem configurados como entrada ou saída. O pino RA4/AN4/TOCKI também pode ser a entrada de relógio para o módulo Timer0. Já o pino RB5/SS(11), além de ser um pino de entrada e saída de propósito geral, desempenha outras duas funções. Seleciona o modo escravo para permitir a transmissão e recepção serial síncrona, quando devidamente habilitado.

No modo PWM os pinos (8) e (9) CCP1 produzem um sinal PWM com até 10 Bits de resolução. Os dois pinos de CCP1 são multiplexados com o “latch” de dados da Porta B, o Bit TRISB correspondente deve ser zerado, para que o pino CCP1 seja configurado como saída.