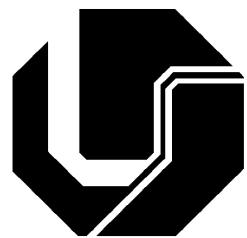


UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM
CONVERSOR COM AMPLA FAIXA DE TENSÃO DE ENTRADA
APLICADO A ILUMINAÇÃO DE ESTADO SÓLIDO

RAFAEL ANTONIO LODO
Orientando

JOÃO BATISTA VIEIRA JUNIOR
Orientador

MAIO - 2012

**ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM
CONVERSOR COM AMPLA FAIXA DE TENSÃO DE ENTRADA
APLICADO A ILUMINAÇÃO DE ESTADO SÓLIDO**

Dissertação apresentada por Rafael Antonio Lodo ao
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Uberlândia, como parte dos
requisitos à obtenção do Título de Mestre em Ciências no
âmbito da Engenharia Elétrica.

Linha de Pesquisa: Eletrônica de Potência

Uberlândia, 09 de Maio de 2012

Banca Examinadora

João Batista Vieira Júnior, Dr. (Orientador) – UFU

Fábio Vincenzi Romualdo da Silva, Dr. (Co-orientador) – UFU

Carlos Henrique Gonçalves Treviso, Dr. – UEL

Luiz Carlos Gomes de Freitas, Dr. – UFU

**ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM
CONVERSOR COM AMPLA FAIXA DE TENSÃO DE ENTRADA
APLICADO A ILUMINAÇÃO DE ESTADO SÓLIDO**

RAFAEL ANTONIO LODO

Dissertação apresentada por Rafael Antonio Lodo ao Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, como parte dos requisitos à
obtenção do Título de Mestre em Ciências no âmbito da Engenharia Elétrica.

Linha de Pesquisa: Eletrônica de Potência

Prof. João Batista Vieira Júnior
Orientador

Prof. Alexandre Cardoso
Coordenador da Pós Graduação

“Há apenas duas maneiras de se ver a vida: uma é pensar que não existem milagres e a outra é acreditar que tudo é um milagre”

Albert Einstein

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador, Prof. Dr. João Batista Vieira Junior e meu co-orientador, Prof. Dr. Fábio Vincenzi Romualdo da Silva, pelos sábios ensinamentos, incentivos e disponibilidade em sempre auxiliar-me. Pela calma com que sempre trataram cada assunto, por mais complicado que seja, que com certeza foi muito importante para me tranquilizar fazendo com que a caminhada nunca parasse.

Aos Professores do Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência (NUPEP), Prof. Dr. Valdeir José Farias, Prof. Dr. Ernane Antônio Alves Coelho, Prof. Dr. Luiz Carlos de Freitas e Prof. Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas, pelos conhecimentos compartilhados nas aulas e no laboratório.

Aos colegas do Laboratório de Eletrônica de Potência que me auxiliaram no desenvolvimento deste trabalho. Pelos conselhos, conhecimentos, e companheirismo proporcionado por estes. Agradeço ao colega Marcelo R. S. Britto por todo o apoio técnico que recebi quando ingressei no laboratório.

À Universidade Federal de Uberlândia, CNPQ, CAPES e FAPEMIG pelo apoio financeiro.

Agradeço a todos aqueles que, de forma direta ou indiretamente, contribuíram para que eu chegassem até ao final desta importante etapa em minha vida.

Em especial aos meus pais que permitiram uma boa educação e pelo incentivo dado em todos os momentos difíceis.

Em especial também a minha namorada Camila que soube entender cada momento e sempre esteve ao meu lado.

Agradeço a Deus por tudo que me permitiu realizar até o momento.

RESUMO

Pesquisas recentes têm apontado para os LEDs como a tecnologia mais eficiente e durável a ser utilizada em iluminação, no entanto, estes requerem um conversor com a finalidade de controlar a corrente elétrica que flui através da lâmpada a LED. Nesse contexto, este trabalho apresenta a análise, projeto e implementação de um conversor com ampla faixa de tensão de entrada chamado Boost-Buck Quadrático, com uma única chave ativa e uma estratégia de controle de simples implementação, acionando uma lâmpada a LED. O conversor pode ser alimentado desde a tensão de uma bateria (12 V_{DC}) até a faixa de tensão universal (90 a 240 V_{RMS}). Ao longo do trabalho será apresentada a análise qualitativa, análise quantitativa, um roteiro de projeto de toda a estrutura do conversor e resultados experimentais obtidos através de um protótipo e uma lâmpada a LED de 12 W.

Palavras-Chave: Ampla faixa de tensão de entrada, conversor Boost-Buck Quadrático, lâmpada a LED

ABSTRACT

Currently research has pointed to LEDs as the technology more efficient and durable to be used in lighting, however, it requires a static converter in order to control the electrical current flowing through the LED lamp. In this context, this work present the analysis, design and implementation of a DC/DC converter with wide input voltage range called Boost-Buck Quadratic, with a active single switch and a simple control strategy, driving a LED lamp. The converter can be powered from a battery voltage (12 V_{DC}) to the universal AC input voltage (90 to $240\text{ V}_{\text{RMS}}$). Throughout the work, will be present the qualitative analysis, quantitative analysis, a design guideline of all converter structure and experimental results obtained through a prototype with a 12 W LED lamp.

Keywords: *Wide input voltage range, Boost-Buck Quadratic, LED lamp.*

SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS.....	V
RESUMO	VI
ABSTRACT	VII
SUMÁRIO.....	VIII
LISTA DE FIGURAS	XIII
LISTA DE TABELAS	XVIII
CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO	1
1.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	1
1.2 HISTÓRICO DAS FORMAS DE ILUMINAÇÃO ARTIFICAL	1
1.3 CIRCUITOS PARA ACIONAR LEDS	10
1.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	11
CAPÍTULO 2 O CONVERSOR BOOST-BUCK2.....	13
2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	13
2.2 ANÁLISE QUALITATIVA	13
2.3 ANÁLISE QUANTITATIVA	16
2.4 O CONTROLE COM HV9930.....	19
2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	22
CAPÍTULO 3 PROJETO DO CONVERSOR BOOST-BUCK2	23
3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	23
3.2 PARÂMETROS DE PROJETO.....	23
3.3 PROJETO DAS INDUTÂNCIAS.....	23
3.3.1 INDUTOR L1	24

3.3.2 INDUTOR L2	25
3.3.3 INDUTOR L3	26
3.4 CÁLCULO DOS RESISTORES DE SENSOR DE CORRENTE:	26
3.4.1 PROJETO DAS RESISTÊNCIAS DO SENSOR DE CORRENTE DE SAÍDA	26
3.4.2 PROJETO DAS RESISTÊNCIAS DO SENSOR DE CORRENTE DE	
ENTRADA	29
3.5 CÁLCULO DO OFF-TIME E FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO TEÓRICA	
DO CONVERSOR.....	30
3.6 PROJETO FÍSICO DOS INDUTORES.....	31
3.6.1 INDUTOR L ₁	31
3.6.2 INDUTOR L ₂	34
3.6.3 INDUTOR L ₃	36
3.7 PROJETO DOS CAPACITORES.....	38
3.7.1 CAPACITOR C ₁	39
3.7.2 CAPACITOR C ₂	39
3.7.3 CAPACITOR C ₃	39
3.7.4 CAPACITOR C ₄	40
3.7.5 CAPACITOR C ₅	41
3.7.6 CAPACITOR DE SAÍDA DE FONTE AUXILIAR	41
3.8 PROJETO DOS SEMICONDUTORES.....	42
3.8.1 DIODO D ₁	42
3.8.2 DIODO D ₂	42
3.8.3 DIODO D ₃	42
3.8.4 DIODO D ₄	43
3.8.5 DIODO D ₅	43

3.8.6 DIODO DA FONTE AUXILIAR	44
3.8.7 MOSFET S:.....	44
3.9 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	45
CAPÍTULO 4 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E EXPERIMENTAIS.....	46
4.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	46
4.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS	46
4.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	59
CAPÍTULO 5 CONCLUSÃO.....	61
ANEXO I O CONVERSOR BOOST-BUCK2 CONSIDERANDO DIODOS REAIS ($V_F = 1$ V)	63
I.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	63
I.2 EQUAÇÕES CONSIDERANDO DIODOS REAIS	63
I.3 PROJETO DO CONVERSOR BOOST-BUCK2 CONSIDERANDO DIODOS REAIS ($VD = 1$ V).....	66
I.2.1 PROJETO DAS INDUTÂNCIAS.....	66
I.2.1.1 INDUTOR L1	67
I.2.1.2 INDUTOR L2	67
I.2.1.3 INDUTOR L3.....	68
I.2.2 CÁLCULO DOS RESISTORES DE SENSOR DE CORRENTE:	69
I.2.2.1 PROJETO DAS RESISTÊNCIAS DO SENSOR DE CORRENTE DE SAÍDA.....	69
I.2.2.2 PROJETO DAS RESISTÊNCIAS DO SENSOR DE CORRENTE DE ENTRADA	69

I.2.3 CÁLCULO DO OFF-TIME E FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO TEÓRICA DO CONVERSOR	70
I.2.4 PROJETO FÍSICO DOS INDUTORES	71
I.2.4.1 INDUTOR L1	71
I.2.4.2 INDUTOR L2	73
I.2.4.3 INDUTOR L ₃	75
I.2.5 PROJETO DOS CAPACITORES	78
I.2.5.1 CAPACITOR C1	78
I.2.5.2 CAPACITOR C2	78
I.2.5.3 CAPACITOR C3	78
I.2.5.4 CAPACITOR C4	79
I.2.5.5 CAPACITOR C5	80
I.2.5.6 CAPACITOR DE SAÍDA DA FONTE AUXILIAR	80
I.2.6 PROJETO DOS SEMICONDUTORES	81
I.2.6.1 DIODO D1	81
I.2.6.2 DIODO D2	81
I.2.6.3 DIODO D3	81
I.2.6.4 DIODO D4	82
I.2.6.5 DIODO D5	82
I.2.6.6 DIODO DA FONTE AUXILIAR	83
I.2.6.7 MOSFET S:	83
I.4 SIMULAÇÕES	84
I.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS	85
ANEXO II CONVERSOR BUCK2 APLICADO A ILUMINAÇÃO DE ESTADO SÓLIDO BASEADO NO CI HV9910	86

II.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	86
II.2	O CONTROLE COM CI HV9910B	86
II.3	PROJETO DO CONVERSOR BUCK2	88
II.4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS	92
II.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	98
ANEXO III TABELAS.....		99
REFERÊNCIAS.....		101

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Vista em corte de um LED de potência, mostrando sua estrutura.....	9
Figura 2.1 - Esquemático do Conversor Boost-Buck2.	14
Figura 2.2 - Primeira etapa de operação do conversor Boost-Buck2.	14
Figura 2.3 - Segunda etapa de operação do conversor Boost-Buck2.	15
Figura 2.4 - Formas de onda teórica do conversor Boost-Buck2.	15
Figura 2.5 - Ganho estático do conversor Boost-Buck2 considerando diodos ideais.....	19
Figura 2.6 - Diagrama de blocos do HV9930.	20
Figura 2.7 - HV9930 aplicado ao conversor Boost-Buck2.	21
Figura 4.1 - Circuito simulado no <i>software ORCAD®</i>	48
Figura 4.2 - Circuito referente ao protótipo construído	49
Figura 4.3 - Protótipo do conversor Boost-Buck2 acionando uma lâmpada de LEDs.....	51
Figura 4.4 – Experimental - Forma de onde de corrente na lâmpada de LEDs (200mA/Div) para tensão de entrada $V_i = 12 V_{DC}$	52
Figura 4.5 – Simulação - Forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs (200mA/Div) para tensão de entrada $V_i = 12 V_{DC}$	52
Figura 4.6 – Experimental - CH1: forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs (200mA/Div); CH2: forma de onda de tensão (100V/oiv) e CH3 forma de onda de corrente no MOSFET S (500mA/Div) para tensão de entrada $V_i = 12 V_{DC}$	53
Figura 4.7 - Simulação – Laranja: forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs (200mA/Div); azul: forma de onda de tensão (100V/Div) e roxo forma de onda de corrente no MOSFET S (500mA/Div) para tensão de entrada $V_i = 12 V_{DC}$	53

Figura 4.8 - Experimental - CH1: forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs (200mA/Div); CH2: forma de onda de tensão (100V/Div) e CH3 forma de onda de corrente no MOSFET S (500mA/Div) para tensão de entrada $V_i = 90$ V _{RMS}	54
Figura 4.9 – Simulação – Laranja: forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs (200mA/Div); azul: forma de onda de tensão (100V/Div) e roxo forma de onda de corrente no MOSFET S (500mA/Div) para tensão de entrada $V_i = 90$ V _{RMS}	54
Figura 4.10 - Experimental - CH1: forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs (200mA/Div); CH2: forma de onda de tensão (100V/Div) e CH3 forma de onda de corrente no MOSFET S (500mA/Div) para tensão entrada $V_i = 127$ V _{RMS}	54
Figura 4.11 – Simulação - Laranja: forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs (200mA/Div); azul: forma de onda de tensão (100V/Div) e roxo forma de onda de corrente no MOSFET S (500mA/Div) para tensão de entrada $V_i = 127$ V _{RMS}	54
Figura 4.12 - Experimental - CH1: forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs (200mA/Div); CH2: forma de onda de tensão (100V/Div) e CH3 forma de onda de corrente no MOSFET S (500mA/Div) para tensão de entrada $V_i = 220$ V _{RMS}	55
Figura 4.13 - Simulação - Laranja: forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs (200mA/Div); azul: forma de onda de tensão (100V/Div) e roxo forma de onda de corrente no MOSFET S (500mA/Div) para tensão de entrada $V_i = 220$ V _{RMS}	55
Figura 4.14 – Experimental – CH1: forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs (200mA/Div); CH2: forma de onda de tensão (100V/Div) e CH3 forma de onda de corrente no MOSFET S (500mA/Div) para tensão de entrada $V_i = 240$ V _{RMS}	55
Figura 4.15 - Simulação - Laranja: forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs (200mA/Div); azul: forma de onda de tensão (100V/Div) e roxo forma de onda de corrente no MOSFET S (500mA/Div) para tensão de entrada $V_i = 240$ V _{RMS}	55
Figura 4.16 - Transitório na corrente da lâmpada a LEDs para degrau na tensão de entrada de $V_i = 12$ V _{DC} para $V_i = 127$ V _{RMS} . CH1 Forma de onda de corrente na lâmpada a LEDs (200mA/Div); CH2 Forma de onda de tensão no <i>gate</i> do MOSFET S (5V/Div).....	56

Figura 4.17 – Redução da escala de tempo da Figura 4.16. CH1 Forma de onda de corrente na lâmpada a LEDs (200mA/Div); CH2 Forma de onda de tensão no <i>gate</i> do MOSFET S (5V/Div).....	56
Figura 4.18 - Transitório na corrente da lâmpada a LEDs para degrau na tensão de entrada de $V_i = 12 \text{ V}_{\text{DC}}$ para $V_i = 220 \text{ V}_{\text{RMS}}$. CH1 Forma de onda de corrente na lâmpada a LEDs (200mA/Div); CH2 Forma de onda de tensão no <i>gate</i> do MOSFET S (5V/Div).....	56
Figura 4.19 - Redução da escala de tempo da Figura 4.18. CH1 Forma de onda de corrente na lâmpada a LEDs (200mA/Div); CH2 Forma de onda de tensão no <i>gate</i> do MOSFET S (5V/Div).....	56
Figura 4.20 - Transitório na corrente da lâmpada a LEDs para degrau na tensão de entrada de $V_i = 127 \text{ V}_{\text{RMS}}$ para $V_i = 12 \text{ V}_{\text{DC}}$. CH1 Forma de onda de corrente na lâmpada a LEDs (200mA/Div); CH2 Forma de onda de tensão no <i>gate</i> do MOSFET S (5V/Div).....	57
Figura 4.21 - Transitório na corrente da lâmpada a LEDs para degrau na tensão de entrada de $V_i = 220 \text{ V}_{\text{RMS}}$ para $V_i = 12 \text{ V}_{\text{DC}}$. CH1 Forma de onda de corrente na lâmpada a LEDs (200mA/Div); CH2 Forma de onda de tensão no <i>gate</i> do MOSFET S (5V/Div).....	57
Figura 4.22 - Experimental - CH1: Forma de onda de corrente na lâmpada a LEDs (200mA/Div); CH2: forma de onda de tensão na saída da fonte auxiliar (5V/Div) para tensão de entrada $V_i = 127 \text{ V}_{\text{RMS}}$	58
Figura 4.23 – Simulação - Laranja: Forma de onda de corrente na lâmpada a LEDs (200mA/Div); azul: forma de onda de tensão na saída da fonte auxiliar (5V/Div) para tensão de entrada $V_i = 127 \text{ V}_{\text{RMS}}$	58
Figura I.1 - Ganho estático do conversor Boost-Buck2 considerando diodos reais ($V_D = 1 \text{ V}$)	65
Figura I.2 - Ganhos do conversor Boost-Buck2. Em preto o ganho considerando diodos ideais e em vermelho o ganho considerando diodos reais ($V_D = 1 \text{ V}$)	66
Figura I.3 - Laranja: Forma de onda de corrente na lâmpada a LEDs; Azul: pulso no <i>gate</i> do MOSFET para a tensão de entrada de $V_i = 12 \text{ V}_{\text{DC}}$ e $D = 0,703$	84

Figura I.4- Laranja: forma de onda de corrente na lâmpada a LEDs; Azul: pulso no <i>gate</i> do MOSFET para a tensão de entrada de $V_i = 340 \text{ V}_{\text{DC}}$ e $D = 0,207$	84
Figura I.5 – Laranja: Forma de onda de corrente na lâmpada a LEDs; Azul: pulso no <i>gate</i> do MOSFET para a tensão de entrada de $V_i = 12 \text{ V}_{\text{DC}}$ e $D = 0,678$	85
Figura I.6 – Laranja: forma de onda de corrente na lâmpada a LEDs; Azul: pulso no <i>gate</i> do MOSFET para a tensão de entrada de $V_i = 340 \text{ V}_{\text{DC}}$ e $D = 0,2$	85
Figura II.1- Diagrama de Blocos do HV9910B.....	87
Figura II.2 – HV9910B aplicado ao conversor Buck2	88
Figura II.3 – Circuito simulado no software <i>PSIM</i>	93
Figura II.4 - Protótipo do conversor Buck2 acionando uma lâmpada de LEDs	94
Figura II.5 - Experimental – CH1: forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs (200mA/Div); CH2: forma de onda de tensão (100V/Div) e CH3: forma de onda de corrente no MOSFET S (500mA/Div) para tensão de entrada $V_i = 90 \text{ V}_{\text{RMS}}$	94
Figura II.6 – Simulação – Laranja: forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs (100mA/Div); azul: forma de onda de tensão (100V/Div) e roxo: forma de onda de corrente (500mA/Div) no MOSFET S para tensão de entrada $V_i = 90 \text{ V}_{\text{RMS}}$	94
Figura II.7 - Experimental – CH1: forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs (200mA/Div); CH2: forma de onda de tensão (100V/Div) e CH3: forma de onda de corrente no MOSFET S (500mA/Div) para tensão de entrada $V_i = 127 \text{ V}_{\text{RMS}}$	95
Figura II.8 – Simulação – Laranja: forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs (100mA/Div); azul: forma de onda de tensão (100V/Div) e roxo: forma de onda de corrente (500mA/Div) no MOSFET S para tensão de entrada $V_i = 127 \text{ V}_{\text{RMS}}$	95
Figura II.9 - Experimental – CH1: forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs (200mA/Div); CH2: forma de onda de tensão (100V/Div) e CH3: forma de onda de corrente no MOSFET S (500mA/Div) para tensão de entrada $V_i = 220 \text{ V}_{\text{RMS}}$	95

Figura II.10 – Simulação – Laranja: forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs (100mA/Div); azul: forma de onda de tensão (100V/Div) e roxo: forma de onda de corrente (500mA/Div) no MOSFET S para tensão de entrada $V_i = 220 \text{ V}_{\text{RMS}}$	95
Figura II.11 - Experimental – CH1: forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs (200mA/Div); CH2: forma de onda de tensão (100V/Div) e CH3: forma de onda de corrente no MOSFET S (500mA/Div) para tensão de entrada $V_i = 240 \text{ V}_{\text{RMS}}$	96
Figura II.12 – Simulação – Laranja: forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs (100mA/Div); azul: forma de onda de tensão (100V/Div) e roxo: forma de onda de corrente (500mA/Div) no MOSFET S para tensão de entrada $V_i = 240 \text{ V}_{\text{RMS}}$	96
Figura II.13 – Experimental - Forma de onda de corrente no indutor L_1 (100mA/Div) para tensão de entrada $V_i = 90 \text{ V}_{\text{RMS}}$	96
Figura II.14 – Simulação – Forma de onda de corrente no indutor L_1 (100mA/Div) para a tensão de entrada $V_i = 90 \text{ V}_{\text{RMS}}$	96
Figura II.15 - Experimental – Forma de onda de corrente no indutor L_1 (100mA/Div) para tensão de entrada $V_i = 127 \text{ V}_{\text{RMS}}$	97
Figura II.16 – Simulação – Forma de onda de corrente no indutor L_1 (100mA/Div) para tensão de entrada $V_i = 127 \text{ V}_{\text{RMS}}$	97
Figura II.17 – Mínima dimerização - CH1: forma de onda de corrente na lâmpada a LED (200mA/Div) e CH2: forma de onda de tensão no <i>gate</i> do MOSFET (5V/Div).	97
Figura II.18 – Máxima dimerização - CH1: forma de onda de corrente na lâmpada a LED (200mA/Div) e CH2: forma de onda de tensão no <i>gate</i> do MOSFET (5V/Div).	97

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 - Materiais Semicondutores Utilizados na Fabricação de LEDs.....	6
Tabela 3.1 - Parâmetros de projeto do conversor Boost-Buck2.....	24
Tabela 4.1 - Componentes Utilizados no Protótipo.....	47
Tabela II.1 - Parâmetros de Projeto do Conversor Buck2	88
Tabela II.2 - Componentes Utilizados no Protótipo do Conversor Buck2	92
Tabela III.1 - Núcleos de Ferrite Tipo EE.....	99
Tabela III.2 - Fios Esmaltados.....	99

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Este trabalho apresenta a análise, o projeto e a implementação de um conversor CC, aplicado à iluminação de estado sólido, utilizando um único circuito integrado para realizar o controle da chave. O conversor pode operar com a tensão de entrada variando de 12 V_{DC} (tensão de uma bateria) até a faixa de tensão universal (90-240 V_{RMS}), e apesar da ampla faixa de tensão de alimentação, a técnica de controle e sua implementação são muito simples.

O principal objetivo deste trabalho, é que estrutura proposta tenha uma funcionalidade tal que, apenas conectando-o a uma simples tomada doméstica ou a uma bateria, o conversor seja capaz de acionar uma lâmpada a LEDs.

1.2 HISTÓRICO DAS FORMAS DE ILUMINAÇÃO ARTIFICIAL

Desde os primórdios da humanidade o homem preocupa-se com o conforto dos ambientes onde habita. Conforto este, que envolve desde construções até a iluminação utilizada nos ambientes quando há ausência de luz natural. Assim, as primeiras formas de iluminação artificial surgiram quando o homem passou a ter controle sobre o fogo.

Desta forma surgiram as primeiras lâmpadas, que utilizavam um pavio mergulhado em algum tipo de óleo, vegetal ou animal como combustível. Este tipo de lâmpada foi então utilizado até o avanço da indústria petrolífera, quando surgiram os primeiros queimadores tubulares, mais conhecidos como lampiões, que utilizavam como combustível, o gás.

Ao contrário do que é normalmente divulgado, a primeira lâmpada a utilizar a eletricidade, foi a lâmpada a arco, que era compostas por dois eletrodos de carvão, um pontiagudo e outro com uma cavidade, que quando submetidos a uma diferença de potencial e colocados muito próximos, surgia um arco elétrico produzindo luz. Porém, esse tipo de lâmpada necessitava de manutenção diária, tinha curta duração e, além disso, sua luz era muito branca e intensa, impossibilitando seu uso em ambientes comerciais e residenciais, limitando-a a apenas aplicações específicas. Data-se a introdução desse tipo de lâmpada em 1802 em Londres, pelo químico do Royal Institution, Humphry Davy [1].

Ainda em 1802 Humphry Davy, descobriu que passando corrente elétrica por um filamento de platina, este tornava se incandescente. Porém somente em 1879, que Joseph Swan utilizou um filamento de papel carbonizado imerso no vácuo parcial, e sua lâmpada permaneceu acesa por varias horas [2]. Mas ao mesmo tempo, Thomas Alva Edison, fazia experiências com a lâmpada incandescente e juntamente com seus assistentes, resolveu utilizar um filamento feito com linha de algodão carbonizada (a mesma de coser da máquina de costura) dentro de um bulbo de vidro a alto vácuo, e mais de 40 horas depois, o filamento ainda estava incandescente [3].

Mas em 1908, Willian D. Coolidge descobre como fazer tungstênio dúctil, que permite construir o filamento em forma de espiras aumentando a área da superfície, produzindo desta forma mais luz. Além das lâmpadas incandescentes, essa forma construtiva é utilizada também nos eletrodos de lâmpadas de descarga [2]. As lâmpadas incandescentes apresentam baixa eficiência luminosa, da ordem de aproximadamente 15 lumens/watts (lm/W), e vida útil entre 600 e 1000 horas [4].

Antes mesmo da invenção da lâmpada incandescente, experimentos que deram origem as lâmpadas de descarga já eram realizados. Assim, as lâmpadas de descarga têm como princípio de funcionamento, o rompimento da rigidez dielétrica de um meio gasoso por uma

descarga elétrica entre dois eletrodos. Então, Heinrich Geissler em 1856, criou vácuo em um tubo de vidro, aplicando alta tensão a dois eletrodos em suas extremidades, produzindo uma luz de pequeno brilho nesse fenômeno. Essa descoberta foi a base para as lâmpadas de vapor de mercúrio, fluorescentes, vapor de sódio, haleto metálico, xênon [5].

Apesar das lâmpadas de descargas apresentarem uma melhor eficiência luminosa, elas necessitam do uso de um reator para limitar a corrente que flui através da lâmpada. Isto acontece, pois após a partida a lâmpada torna-se praticamente um curto circuito.

Em 1901, Peter Cooper Hewitt, criou a primeira lâmpada a vapor de mercúrio comercial que produzia luz com alta qualidade, e produzia também raios ultravioletas. As lâmpadas a vapor de mercúrio apresentam eficiência luminosa de aproximadamente 55 lm/W e vida útil média de 18.000 horas, porém sua eficiência luminosa pode cair para 35 lm/W ao longo de sua vida útil [4].

Os raios ultravioletas produzidos pelas lâmpadas a vapor de mercúrio de Hewitt, em 1926 foram utilizados por Edmund Germer, para criar a lâmpada fluorescente com revestimento de fósforo, muito parecidas com as lâmpadas fluorescentes atuais. Os raios ultravioletas ativam a camada de fósforo que reveste o tubo de vidro produzindo luz branca visível ao olho humano. Mas as lâmpadas fluorescentes modernas foram construídas somente em 1934, por George Inman, Richard Thayer, Eugene Lemmers, e Willard A. Roberts. Além disso, as lâmpadas fluorescentes compactas foram criadas em 1976 por Edward E. Hammer[5]. Tais lâmpadas atualmente apresentam eficiência luminosa entre 40 e 80 lm/W e vida útil entre 7.500 e 12.000 horas [4].

Arthur H. Compton, em 1920, criou a primeira lâmpada a vapor de sódio a baixa pressão. Atualmente a eficiência desse tipo de lâmpada pode chegar a 200 lm/W e ter vida útil de até 18.000 horas, porém apresenta baixo índice de reprodução de cores (IRC). Em 1964, William Louden, Kurt Schmidt e Elmer Homonnay, desenvolveram a lâmpada a vapor de

sódio a alta pressão nos laboratórios da General Electric [6]. Sua eficiência luminosa atual está em torno de 130 lm/W e tem vida útil de aproximadamente 18.000 horas, com um melhor IRC que as lâmpadas de vapor de sódio a baixa pressão [4].

Os haletos metálicos (MH) foram utilizados em lâmpadas a vapor de mercúrio pela primeira vez em 1912, para correção da cor, por Charles P. Steinmetz. Mas somente em 1962, Robert Reiling com base no trabalho de Steinmetz, construiu a primeira lâmpada confiável de haleto metálico [7]. Esse tipo de lâmpada apresenta ótimo IRC e sua eficiência luminosa atual está em torno de 100 lm/W e vida útil aproximada de 24.000 horas [4].

Na década de 40 a Osram desenvolveu as lâmpadas xênon, que tem o mesmo princípio de funcionamento das antigas lâmpadas a arco, porém o arco é gerado dentro de um tubo com gás xênon a alta pressão (440 psi), ionizando esse gás. Esse tipo de lâmpada somente começou a ser utilizada nos anos 50 como lâmpada de projetor de filme [8]. Atualmente essas lâmpadas são utilizadas ainda em projetores de filmes, alguns automóveis importados e usos hospitalares.

Como as cargas conectadas à rede elétrica estão em constante crescimento, gerando desta forma um aumento no consumo e nos custos com energia elétrica, surge à necessidade de constantes pesquisas para melhorar a eficiência dos equipamentos elétricos, neste caso específico as lâmpadas.

Assim, o princípio da incandescência, utilizado nas lâmpadas incandescentes convencionais, emite radiação eletromagnética visível quando um material é aquecido a altas temperaturas, porém a maior parte da energia consumida por esse tipo de lâmpada é dissipada em calor e radiações que estão fora do campo de visão do olho humano. Já com o princípio da eletroluminescência, o material emite luz em comprimentos de onda visível ao olho humano (exceto os infravermelhos e ultravioletas), e sem a elevação a altas temperaturas, o que traz uma alta eficiência.

Portanto voltando ao passado, em 1891, Eugene G. Acheson criou um processo para fabricação de um novo material sintético, o carbeto de silício (SiC), que foi chamado de *carborundum*. O material era fabricado a partir de vidro (dióxido de silício, SiO_2) e carvão (carbono, C) aquecidos eletricamente em um forno a altas temperaturas, os compostos reagiam e formava-se um cristal com simetria e dureza muito próxima do diamante. Então, como era produzido em grande escala e a um custo baixo foi adotado pela indústria de abrasivos [9].

Mas em 1907, Henry Joseph Round descobriu que passando uma corrente elétrica através de um eletrodo e um cristal de SiC, surgia uma luz de brilho fraco e amarelada, era descoberto o princípio da eletroluminescência e inventado o primeiro LED (Light-Emitting Diode). Alguns relatos mostram, que entre as décadas de 1920 e 1930, pesquisadores já produziam luz azul através da eletroluminescência com o uso do SiC, mas esse fenômeno não era muito compreendido. Então somente no final da década 1960 com a evolução dos processos de produção de filmes de SiC os primeiros LEDs azuis foram comercializados. Porém, em 1960, já eram oferecidos pela *Texas Instruments Corporation*, os primeiros LEDs IV (infravermelho) fabricados com GaAs.[9], [10].

Desta maneira, os LEDs baseiam-se no princípio de um material semicondutor, dopado com impurezas do tipo P e N, criando lacunas e elétrons livres (junção P-N semelhante a um diodo), emitindo fôtons. Isso acontece quando um elétron desprende-se do seu átomo de origem e atravessa à junção, assim este libera energia na forma de fôtons. Em materiais como o silício (Si) e germânio (Ge), a maior parte dessa energia é liberada na forma de calor e somente uma pequena parte como fôtons. Nos materiais que são fabricados os LEDs (descritos na Tabela 1.1), a maior parte dessa energia é liberada na forma de fôtons e uma pequena parte na forma de calor. Cada um desses materiais libera energia em comprimentos de onda diferentes, representando ao olho humano cores distintas. Além do

material semicondutor, podem ser utilizados substratos, sob a pastilha do semicondutor, a fim de conseguir cores diferentes.

Então, em 1962, Nick Holonyak, juntamente com a *General Electric* desenvolveu o primeiro LED de luz visível a partir de GaAsP que emitia luz vermelha. O LED vermelho era fabricado e comercializado em pequena escala, e a um alto preço pela *General Electric Corporation* no início da década de 1960. Sua produção em massa, a um baixo custo, deu-se somente em 1968 pela *Monsanto Corporation*, e estava iniciada então a era das lâmpadas de estado sólido (SSL) [9].

Desde então, vários materiais semicondutores e substratos vêm sendo pesquisados e utilizados na fabricação de LEDs que emitem luz monocromática em comprimentos de onda diferentes. A Tabela 1.1 mostra alguns desses materiais empregados na construção de LEDs.

Tabela 1.1

Materiais Semicondutores Utilizados na Fabricação de LEDs

Material Semicondutor	Luz Emitida pelo LED
Arsenieto de gálio-alumínio (AlGaAs)	Vermelho e infravermelho
Fosfeto de gálio-alumínio (AlGaP)	Verde
Fosfeto de índio-gálio-alumínio (AlGaInP)	Vermelho, laranja, amarelo
Nitreto de gálio-alumínio (AlGaN)	Próximo ao ultravioleta
Nitreto de alumínio (AlN)	Próximo ao ultravioleta
Diamante (C)	Ultravioleta
Fosfeto arsenieto de gálio (GaAsP)	Vermelho, laranja e vermelho, laranja, amarelo
Fosfeto de gálio (GaP)	Vermelho, amarelo, verde
Nitreto de gálio (GaN)	Verde, verde esmeralda
Nitreto de gálio (GaN) com barreira quântica de AlGaN	Azul, branco
Nitreto de gálio-índio (InGaN)	Verde azulado, azul, próximo ao ultravioleta
Safira (Al_2O_3) como substrato	Azul
Silício (Si) como substrato	Azul
Carbeto de Silício (SiC)	Azul
Seleneto de Zinco (ZnSe)	Azul

Apesar da produção de luz em dispositivos de estado sólido, a eficiência alcançada por estes ainda não era satisfatória a ponto de substituir as fontes de luz convencionais. Assim, em 1990 foi alcançada uma eficiência luminosa de 10 lm/W em um LED fabricado com AlGaInP/GaP, que emitia luz vermelha, e dez anos depois, em 2000, um LED manufaturado

com o mesmo material alcança uma eficiência luminosa de 100 lm/W. Mas em 1993, Shuji Nakamura, já desenvolvia o primeiro LED baseado em InGaN, que emitia luz azul, e com uma quantidade adicional de índio produzia-se luz verde. Além disso, Nakamura descobriu que adicionando uma camada de fósforo amarelo na superfície do LED azul, este produzia luz branca [11]. Era então criado o primeiro LED que seria utilizado em iluminação.

Com a criação dos LEDs de luz branca, a SSL tornou-se uma realidade, e atualmente está mostrando-se a mais moderna e eficiente fonte de luz. Porém, segundo [12], até 2004 os LEDs eram utilizados principalmente em sinalização, seja de equipamentos, viária ou automobilística, e somente com o desenvolvimento da tecnologia e melhoria do desempenho a SSL tornar-se-á acessível e competitiva em relação às tecnologias convencionais.

Atualmente, os LEDs comerciais apresentam eficiência luminosa comparável a algumas fontes de iluminação convencional, como as lâmpadas fluorescentes, e muito superiores a outras, como as incandescentes. Assim, a eficiência luminosa de alguns LEDs comerciais está em torno dos 100 lm/W, e em laboratório já alcança os 150 lm/W [12], [13]. Segundo [14], o Departamento de Energia dos EUA almeja alcançar a eficiência luminosa de 163 lm/W em 2015, que é aproximadamente dez vezes a eficiência de uma lâmpada incandescente e duas vezes a de uma fluorescente.

Desta maneira, alguns tipos de lâmpadas, como a vapor de sódio ainda oferecem uma eficiência luminosa maior que os LEDs, porém em [15] é apresentado um estudo comparativo de sistemas de iluminação pública entre lâmpadas de vapor de sódio em alta pressão e iluminação de estado sólido, demonstrando as vantagens dos LEDs em relação à iluminância média, índice de reprodução de cores, consumo de energia, vida útil e mostra que o olho humano é mais sensibilizado por alguns comprimentos de onda de luz, dependendo da condição fotométrica. Então, uma fonte luz com uma eficiência luminosa menor, que é o caso dos LEDs, pode ser mais sensibilizante ao olho humano comparado com uma fonte de luz

com maior eficiência luminosa, que é o caso da lâmpada de vapor de sódio em alta pressão, quando estas incidem sobre uma mesma superfície.

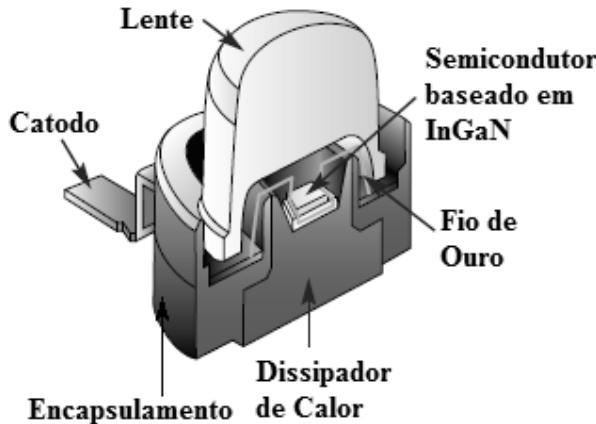
Assim, os LEDs emitem luz branca monocromática, ou seja, em um único comprimento de onda, que é gerada através da luz azul atravessando uma camada de fósforo depositada na superfície do LED. Desta forma, a maior parte da energia consumida pelos LEDs é convertida em luz visível ao olho humano e somente uma pequena parte é convertida em calor, ao contrário do que acontece em outras fontes de luz que emitem radiação UV, IV e eletromagnética na forma de calor. Então, o calor gerado na junção dos LEDs é liberado por convecção ou condução através de um dissipador que está em contato com a pastilha do semicondutor.

Por isso, o projeto do dissipador de calor onde serão montados os LEDs, é de extrema importância, já que uma maior temperatura de trabalho da junção pode afetar o fluxo luminoso emitido. Assim, em [16], é apresentado um gráfico que mostra que uma elevação de menos de 10°C na máxima temperatura da junção pode reduzir a vida útil dos LEDs em 50%. Sabendo que com o uso, os LEDs sofrem uma redução do fluxo luminoso, então o final da sua vida útil acontece quando seu fluxo luminoso reduz-se a 70% do inicial.

A Figura 1.1 mostra a vista em corte de um LED de potência e sua estrutura interna. Pode-se perceber que a pastilha do semicondutor está montada sobre um dissipador de calor, mas para sua plena operação, além do dissipador da estrutura do LED, é necessário fixa-lo sobre um dissipador maior, a fim de dispersar o calor liberado pela junção do semicondutor.

Embora a iluminação a LEDs forneça uma significante redução no consumo de energia, seu custo de implementação ainda é alto, e ainda existem lâmpadas de vapor de sódio em alta pressão que tem maior eficiência luminosa que os LEDs. No entanto, de acordo com [17], existe uma teoria para iluminação a LEDs que menciona que seu brilho aumenta em trinta vezes a cada dez anos e o seu custo diminui dez vezes no mesmo período. Então é

esperado que nos próximos anos, existirão LEDs mais eficientes por um preço mais acessível, como já aconteceu com outras tecnologias como as lâmpadas fluorescentes compactas. Então os LEDs são dispositivos mais eficientes que representam um grande potencial na redução do consumo de energia.



Fonte: [16]

Figura 1.1 – Vista em corte de um LED de potência, mostrando sua estrutura.

Segundo [18], o consumo mundial de energia com iluminação é estimado em aproximadamente 19% do consumo total. No Brasil o consumo com iluminação alcança 24%, sendo que deste total: 35% é consumida no setor residencial, 41% no setor comercial, 5% no setor industrial e 19% na iluminação pública. Então, em [15], é mencionado que seria possível estimar uma redução no consumo mundial de energia com iluminação em 50% utilizando somente a SSL, assim, esta queda representaria aproximadamente 10% do total do consumo mundial de energia.

Além de proporcionar uma razoável economia de energia, os LEDs apresentam várias vantagens em relação a outros tipos de lâmpadas, que dependendo da aplicação podem ser relevantes. Entre elas pode-se citar durabilidade de aproximadamente 50.000 horas, robustez na construção, pois não possuem filamentos sendo assim insensível a vibrações e movimentos, não emitem raios UV (ultravioleta) e IV (infravermelho), não são utilizados metais pesado na fabricação, entre outras [19].

1.3 CIRCUITOS PARA ACIONAR LEDS

Assim como as lâmpadas de descargas, os LEDs necessitam de um circuito para controlar a corrente que flui através do dispositivo. Então uma polarização direta sem um circuito para controlar esta corrente, elevaria esta a valores muito altos e consequentemente acarretaria um aumento da temperatura da junção, reduzindo a vida útil ou até danificando o semicondutor. Um modo antiquado e ineficiente, porém muito simples, de limitar a corrente que flui através da junção é colocar resistores em série com os LEDs, como mostrado em [20], um sistema de LEDs para fins automotivos, porém este método apesar de simples dissipava energia no resistor na forma de calor, tornando-o ineficiente.

Entretanto, segundo [12], os LEDs podem ser acionados por correntes de diversas formas, seja contínua ou alternada, mas apresentam uma melhor eficiência e uma menor temperatura da junção quando acionados por corrente contínua com uma ondulação máxima de 20%.

Então, podem ser utilizados para acionar LEDs os conversores CC-CC, que permitem uma maior eficiência e um melhor controle da corrente. Neste sentido, em [21] é apresentado um conversor Boost acionando um sistema *backlight* com LEDs RGB, onde o conversor supre a necessidade para uma variada faixa de carga e em [22], é apresentado um conversor Boost com alta eficiência acionando um sistema de Iluminação de emergência com LEDs.

Portanto, para utilizar um mesmo sistema com uma lâmpada a LEDs, tanto para iluminação de emergência como para iluminação convencional (tensão de entrada variando de 12 V_{DC} até 240 V_{RMS}), seria necessária uma variação da razão cíclica de operação da chave até os extremos, ou seja, quando a tensão de entrada é mínima a razão cíclica estaria próximo a 1 e quando a tensão de entrada é máxima a razão cíclica estaria próxima a zero. No entanto, esta prática pode acarretar problemas na operação, como a instabilidade do conversor. Assim, pode-se conseguir uma ampla faixa de conversão com o auxílio de transformadores

isoladores, ou com a conexão em cascata de conversores. Neste trabalho será estudado o segundo caso.

Desta forma, alguns trabalhos anteriores vêm apresentando propostas de conversores cascataeados, oferecendo uma ampla faixa de conversão, sem a variação da razão cíclica até os extremos [23], [24], [25] e [26]. No entanto, dependendo da aplicação, são utilizadas topologias de conversores CC-CC para elevar ou abaixar a tensão na saída do conversor, de acordo com a tensão de alimentação da lâmpada a LEDs a ser acionada e a faixa de tensão de alimentação do conversor. Por isso os conversores para acionar LEDs com ampla faixa de tensão de alimentação são muito atrativos, pois podem acionar a mesma lâmpada de LEDs tanto para iluminação de emergência (alimentação 12 V_{DC}) como para iluminação convencional (90-240 V_{RMS}). Então, em [19], é apresentado um conversor com ampla faixa de conversão acionando uma lâmpada a LEDs.

Baseado neste contexto, este trabalho apresenta a análise, o projeto e a implementação do conversor Boost-Buck Quadrático, também chamado Boost-Buck2, acionando uma lâmpada a LEDs, utilizando o circuito integrado HV9930 para realizar o controle da chave. O conversor pode operar com a tensão de entrada variando de 12 V_{DC} (tensão de uma bateria) até a faixa de tensão universal (90-240 V_{RMS}), e apesar da ampla faixa de tensão de alimentação, a técnica de controle e sua implementação são bastante simples.

1.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho é apresentado em um total de cinco capítulos e três anexos. No capítulo 1 é apresentado o estado da arte, onde é apresentada uma breve história das tecnologias utilizadas na iluminação, os conversores CC-CC aplicados no acionamento de LEDs e conversores cascataeados com ampla faixa de conversão. No capítulo 2 é apresentada a análise qualitativa e quantitativa do conversor Boost-Buck2, assim como uma breve descrição do

controle com o CI HV9930. No capítulo 3 é desenvolvido todo o projeto do conversor Boost-Buck2. No capítulo 4 é apresentado o circuito final do protótipo, são descritas as dificuldades encontradas durante a implementação, além de dos resultados de simulação e experimentais. O capítulo 5 apresenta a conclusão geral e propostas para trabalhos futuros.

Os anexos I e II tem o intuito de mostrar outros trabalhos que foram realizados durante o período do mestrado.

Devido à quantidade de diodos presentes na topologia do conversor Boost-Buck2, surgiu a ideia de realizar a análise quantitativa considerando uma tensão direta e genérica de $V_F = 1$ V nos diodos. Assim, o anexo I mostra a análise, projeto e resultados de simulação do conversor Boost-Buck2 quando é considerada a tensão direta dos diodos.

O anexo II, mostra o projeto, simulação e resultados experimentais de um conversor Buck2 baseado no CI HV9910 aplicado à iluminação de estado sólido, que foi um trabalho realizado também durante o período do mestrado, em parceria com um aluno de iniciação científica do Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência da Universidade Federal de Uberlândia.

O anexo III traz a tabela de núcleos de ferrite tipo EE da Thornton e a tabela de fios de cobre esmaltados tipo AWG.

CAPÍTULO 2

O CONVERSOR BOOST-BUCK2

2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo serão apresentadas as análises qualitativa, quantitativa do conversor Boost-Buck2. Na análise qualitativa serão mostradas as etapas de operação e formas de ondas teóricas para o conversor em regime permanente. Na análise quantitativa serão apresentadas as equações para cada etapa de operação e é encontrado o ganho estático do conversor. Ao final é feita uma breve descrição do controle utilizado com o CI HV9930.

2.2 ANÁLISE QUALITATIVA

A topologia do conversor Boost-Buck2 é equivalente a um conversor Boost convencional em cascata com dois conversores Buck, consequentemente, este pode operar como elevador ou abaixador. Desta maneira, quando o conversor opera como elevador seu ganho depende diretamente da razão cíclica, e quando opera como abaixador seu ganho tem uma relação quadrática com a razão cíclica, o que proporciona uma ampla faixa de tensão de entrada, e impede que a razão cíclica torne-se muito pequena para elevadas tensões de alimentação. Além disso, o conversor apresenta a característica de fonte de corrente tanto na entrada quanto na saída, o que proporciona baixo *ripple* de tensão em ambas, ideal para o acionamento de LEDs, e com a vantagem de utilizar uma única chave ativa.

O esquemático simplificado do conversor, alimentado por uma tensão retificada e acionando uma lâmpada de LEDs, é mostrado na Figura 2.1.

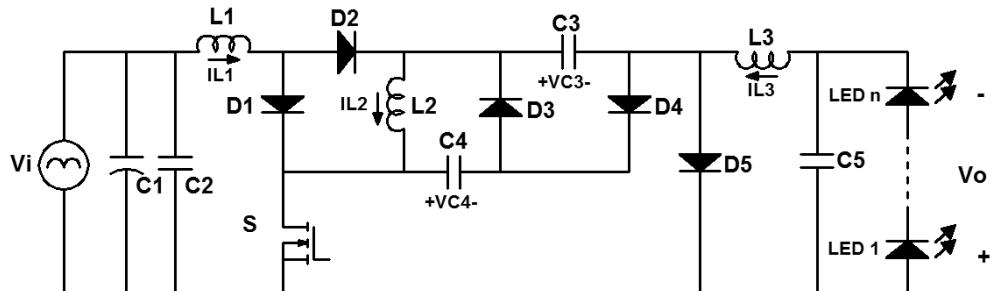


Figura 2.1 - Esquemático do Conversor Boost-Buck2.

O conversor operando em regime permanente, com a corrente através dos indutores em modo de condução contínua (MCC), apresenta duas etapas de operação.

Primeira etapa: A primeira etapa tem início quando a chave S é colocada em condução. Durante esta etapa os diodos D_1 e D_4 estão conduzindo, e os diodos D_2 , D_3 e D_5 estão bloqueados. O indutor L_1 é carregado linearmente com energia da fonte V_i e os indutores L_2 e L_3 são carregados linearmente com energia transferida dos capacitores C_3 , C_4 e C_5 . A Figura 2.2 ilustra a primeira etapa de operação do conversor.

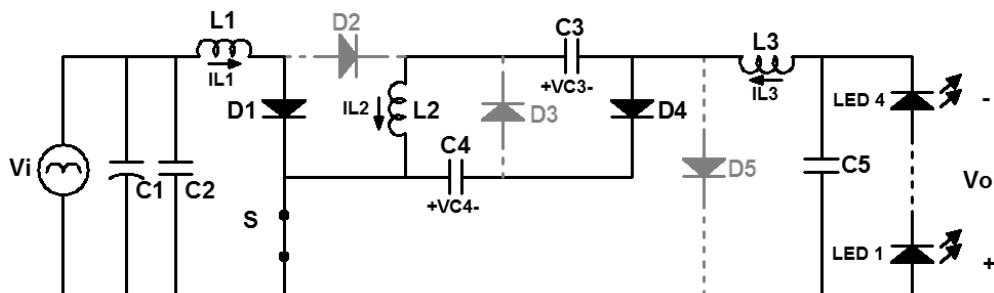


Figura 2.2 - Primeira etapa de operação do conversor Boost-Buck2.

Segunda etapa: A segunda etapa tem início quando a chave S é colocada em bloqueio. Durante esta etapa os diodos D_2 , D_3 e D_5 estão conduzindo, e os diodos D_1 e D_4 estão bloqueados. A corrente através do indutor L_1 decresce linearmente e desta maneira, o indutor L_1 transfere energia para o capacitor C_3 , o indutor L_2 transfere energia para o capacitor C_4 e o indutor L_3 e o capacitor C_5 transferem energia para carga. A Figura 2.3 ilustra a segunda etapa de operação do conversor.

A Figura 2.4 mostra as principais formas de onda teóricas do conversor Boost-Buck2

em regime permanente, operando em modo de condução contínua.

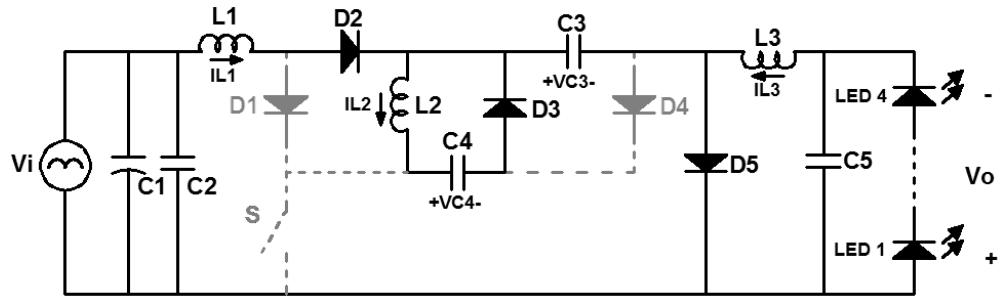


Figura 2.3 - Segunda etapa de operação do conversor Boost-Buck2.

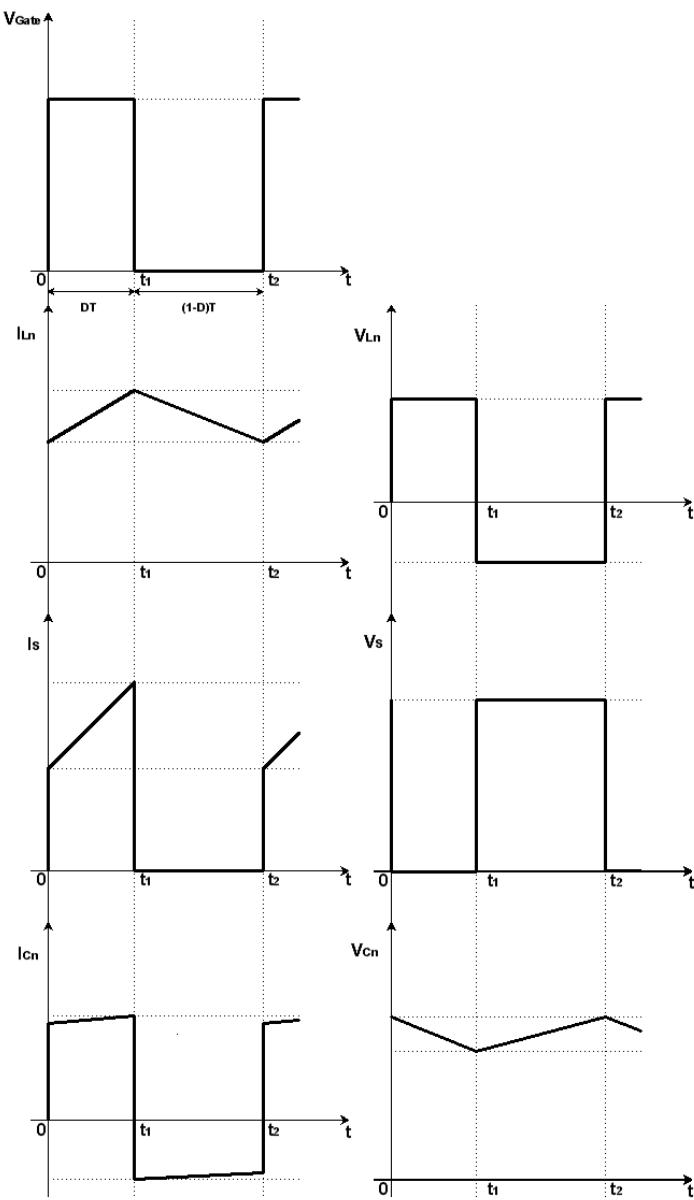


Figura 2.4 - Formas de onda teórica do conversor Boost-Buck2.

Onde, I_{Ln} representa as correntes nos indutores L_1 , L_2 e L_3 , e V_{Cn} representa as tensões nos capacitores C_3 e C_4 , e as respectivas magnitudes, são definida no item 2.3 ANÁLISE QUANTITATIVA, pelas equações (2.28), (2.27), (2.26), (2.14) e (2.18). É importante neste ponto, deixar claro que as correntes em cada um dos indutores e as tensões nos capacitores têm magnitudes diferentes que podem ser calculadas pelas equações citadas.

2.3 ANÁLISE QUANTITATIVA

As equações descritas a seguir são válidas para a corrente através dos indutores em modo de condução contínua e o conversor operando em regime permanente, onde $t_1 = DT$ e $t_2 = (1-D)T$.

Para a primeira etapa de operação, obtém-se:

$$V_i - V_{L_1} = 0 \rightarrow V_i = L_1 \frac{di_{L_1}}{dt_1} \quad (2.1)$$

$$V_{C_3} - V_{L_2} - V_{C_4} = 0 \rightarrow V_{C_3} - V_{C_4} = L_2 \frac{di_{L_2}}{dt_1} \quad (2.2)$$

$$V_{C_4} - V_0 - V_{L_3} = 0 \rightarrow V_{C_4} - V_0 = L_3 \frac{di_{L_3}}{dt_1} \quad (2.3)$$

$$I_{C_3} + I_{L_2} = 0 \rightarrow I_{L_2} = -C_3 \frac{dv_{C_3}}{dt_1} \quad (2.4)$$

$$I_{C_4} - I_{L_2} + I_{L_3} = 0 \rightarrow I_{L_3} - I_{L_2} = -C_4 \frac{dv_{C_4}}{dt_1} \quad (2.5)$$

$$I_{L_3} - I_0 - I_{C_5} = 0 \rightarrow I_{L_3} - I_0 = C_5 \frac{dv_{C_5}}{dt_1} \quad (2.6)$$

O sinal negativo em (2.4) e (2.5) indica que as tensões sobre os capacitores C_3 e C_4 C_5 estão decrescendo linearmente na primeira etapa de operação (chave S fechada).

Para a segunda etapa de operação, obtém-se:

$$V_i - V_{L_1} - V_{C_3} = 0 \rightarrow V_{C_3} - V_i = -L_1 \frac{di_{L_1}}{dt_2} \quad (2.7)$$

$$V_{C_4} + V_{L_2} = 0 \rightarrow V_{C_4} = -L_2 \frac{di_{L_2}}{dt_2} \quad (2.8)$$

$$V_0 + V_{L_3} = 0 \rightarrow V_0 = -L_3 \frac{di_{L_3}}{dt_2} \quad (2.9)$$

$$I_{L_1} - I_{C_3} = 0 \rightarrow I_{L_1} = C_3 \frac{dv_{C_3}}{dt_2} \quad (2.10)$$

$$I_{L_2} - I_{C_4} = 0 \rightarrow I_{L_2} = C_4 \frac{dv_{C_4}}{dt_2} \quad (2.11)$$

$$I_0 + I_{C_5} - I_{L_3} = 0 \rightarrow I_0 - I_{L_3} = -C_5 \frac{dv_{C_5}}{dt_2} \quad (2.12)$$

O sinal negativo em (2.7), (2.8), (2.9) e (2.12) indica que as correntes através dos indutores L_1 , L_2 e L_3 e a tensão sobre o capacitor C_5 estão decrescendo linearmente, na segunda etapa de operação (chave S aberta).

Partindo do princípio que a integral da tensão sobre os indutores, para um período completo de chaveamento, é zero, tem-se:

Para o indutor L_1 :

$$V_i DT - (V_i - V_{C_3})(1 - D)T = 0 \quad (2.13)$$

Resolvendo (2.13) para V_{C3} , obtém-se

$$V_{C_3} = \frac{V_i}{(1 - D)} \quad (2.14)$$

Para o indutor $L2$:

$$(V_{C_3} - V_{C_4})DT - V_{C_4}(1 - D)T = 0 \quad (2.15)$$

Resolvendo (2.15) para V_{C4} , obtém-se

$$V_{C_4} = V_{C_3} \cdot D \quad (2.16)$$

Para o indutor L3:

$$(V_{C_4} - V_0)DT - V_0(1-D)T = 0 \quad (2.17)$$

Resolvendo (2.17) para V_0 , obtém-se

$$V_0 = V_{C_5} = V_{C_4} \cdot D \quad (2.18)$$

Substituindo (2.14) e (2.16) em (2.18), obtém-se

$$V_0 = V_{C_5} = \frac{D^2}{(1-D)} \cdot V_i \quad (2.19)$$

De (2.19) encontra-se a equação do ganho estático do conversor Boost-Buck2.

$$G = \frac{V_0}{V_i} = \frac{D^2}{(1-D)} \quad (2.20)$$

Partindo do princípio que a integral da corrente sobre os capacitores, para um período completo de chaveamento, é zero, tem-se:

Para o capacitor C_3 .

$$I_{L_2}DT - I_{L_1}(1-D)T = 0 \quad (2.21)$$

Resolvendo (2.21) para I_{L1} , obtém-se

$$I_{L_1} = I_{L_2} \cdot \frac{D}{(1-D)} \quad (2.22)$$

Para o capacitor C_4 .

$$(I_{L_3} - I_{L_2})DT - I_{L_2}(1-D)T = 0 \quad (2.23)$$

Resolvendo (2.23) para I_{L2} , obtém-se

$$I_{L_2} = I_{L_3} \cdot D \quad (2.24)$$

Para o capacitor C_5 .

$$(I_{L_3} - I_0)DT - (I_0 - I_{L_3})(1-D)T = 0 \quad (2.25)$$

Resolvendo (2.25) para I_0 , obtém-se

$$I_{L_3} = I_0 \quad (2.26)$$

Substituindo (2.24) em (2.26) obtém-se

$$I_{L_2} = I_0 \cdot D \quad (2.27)$$

Substituindo (2.27) em (2.22) obtém-se

$$I_{L_1} = \frac{D^2}{(1-D)} \cdot I_0 \quad (2.28)$$

A Figura 2.5 ilustra o ganho estático do conversor Boost-Buck2, que foi encontrado na equação (2.20).

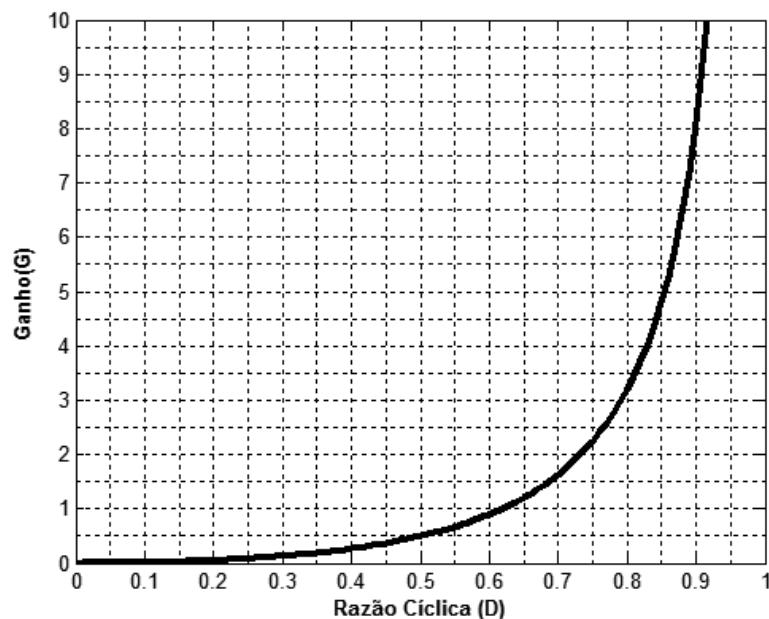


Figura 2.5 - Ganho estático do conversor Boost-Buck2 considerando diodos ideais.

É notável, que de 0 até uma razão cíclica de aproximadamente 0,62 o conversor opera como abaixador, e com uma razão cíclica maior ou igual a 0,63 este opera como elevador.

2.4 O CONTROLE COM HV9930

O HV9930 é um circuito integrado, fabricado pela *Supertex*, projetado para realizar o controle, por frequência variável PWM, de conversores CC-CC com a topologia Boost-Buck

acionando lâmpadas a LED. Uma de suas facilidades de implementação, é possuir um regulador linear interno permitindo ser alimentado entre 8,0 V - 200 V, mantendo a tensão do pino VDD em 7,5 V. Além disso, o pino GATE pode ser conectado diretamente ao *gate* do MOSFET, e não existe a necessidade de circuitos de isolação e amplificação de pulso. Entretanto, é recomendado que a capacitância de entrada (C_{iss}) do MOSFET não exceda 1000 pF.

A Figura 2.6 mostra o diagrama de blocos do CI HV9930.

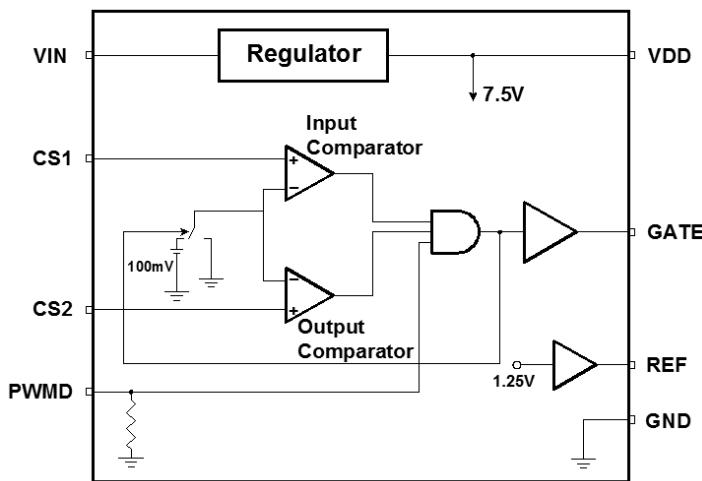


Figura 2.6 - Diagrama de blocos do HV9930.

O controle da corrente na carga é realizado por dois comparadores idênticos cuja entrada inversora é conectada a uma fonte interna de 100 mV. Dessa maneira, quando o *gate* está em nível lógico alto, a entrada inversora é conectada ao GND, e quando o *gate* está em nível lógico baixo a entrada inversora está conectado aos 100 mV. O comparador de entrada atua no controle em uma condição de sobrecarga ou na partida, limitando a corrente de entrada do conversor. O comparador de saída controla a corrente de saída do conversor mantendo esta entre um limite inferior e um limite superior (histerese)[27] e [28].

Apesar do HV9930 ter uma ampla faixa de tensão de alimentação, a máxima tensão que este suporta é 200 V, que é 140 V menor que a máxima tensão de alimentação do

conversor. Desta forma foi necessário projetar e construir uma fonte auxiliar, a partir de um secundário em um dos indutores do conversor, para alimentar o CI.

Escolheu-se o indutor L_3 para construção do transformador, pois a corrente média teórica através deste, está sempre com um valor constante de 700 mA, diferentemente dos indutores L_1 e L_2 , que a corrente média varia de acordo com a tensão de alimentação do conversor. Porém, a fonte auxiliar funciona somente quando o conversor está em regime permanente, então, para que o CI seja alimentado e o conversor comece a funcionar e entre em regime permanente, é necessário inserir um circuito de partida [29] que fornece energia para o CI iniciar a operação do conversor.

A Figura 2.7 mostra o HV9930 aplicado ao conversor Boost-Buck2

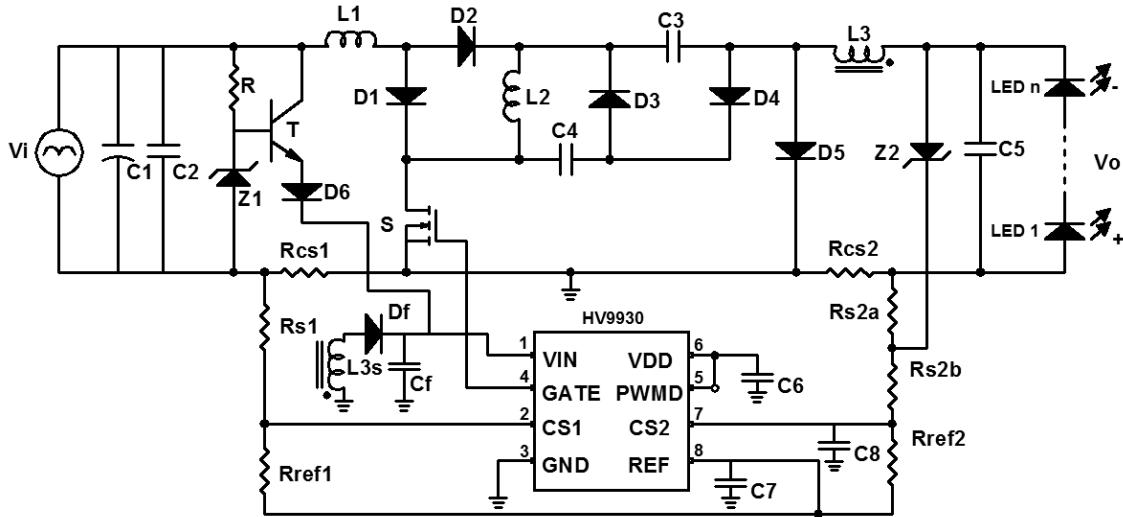


Figura 2.7 - HV9930 aplicado ao conversor Boost-Buck2.

Observa-se que os componentes R , T e Z_1 , compõem o circuito que alimenta o CI na partida do conversor. O resistor R e o diodo zener Z_1 formam um circuito que grampeia a tensão na base do transistor T , mantendo-a constante para toda a faixa de tensão de alimentação. Assim o transistor permanece polarizado na região linear, sempre no mesmo ponto de operação, fornecendo tensão constante no emissor para alimentar o CI. Em regime permanente, a fonte auxiliar inicia a operação, assim, a tensão nesta torna-se maior que a

tensão no emissor do transistor polarizando reversamente o diodo D_6 , minimizando a dissipação de energia no transistor T.

Os componentes L_3 , L_{3S} , D_f and C_f , compõe a fonte auxiliar que alimenta o CI em regime permanente. Os resistores R_{cs1} , R_s1 e R_{ref1} , compõem o sensor de corrente de entrada e R_{cs2} , R_{s2a} , R_{s2b} e R_{ref2} , compõem o sensor de corrente de saída. O diodo zener Z_2 , grampeia a tensão na saída do conversor caso este seja ligado sem carga, fazendo com que a corrente circule por R_{cs2} , R_{s2a} , Z_2 , L_3 .

2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou o conversor Boost-Buck2 e uma breve descrição do circuito integrado de controle HV9930 e a aplicação do CI ao conversor.

Na análise qualitativa, foram mostradas as etapas de operação, seguida das principais formas de onda teóricas para o conversor operando em regime permanente e com a corrente nos indutores em modo de condução contínua. Na analise quantitativa, foram mostradas as equações para as etapas de operação e ao final encontrou-se o ganho estático do conversor, comprovando que a relação do ganho com a razão cíclica pode ser direta ou quadrática, dependendo do valor da razão cíclica.

Para a operação em toda a faixa de tensão de entrada do conversor, fez-se necessário a construção de uma fonte auxiliar a partir de um secundário no indutor L_3 que alimenta o CI em regime permanente. Para alimentar o CI na partida do conversor, foi necessário um circuito auxiliar, que em regime permanente é isolado pelo bloqueio de um diodo.

CAPÍTULO 3

PROJETO DO CONVERSOR BOOST-BUCK2

3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Após as análises qualitativa e quantitativa, este capítulo traz um roteiro de projeto do conversor Boost-Buck2, onde será calculado cada componente da estrutura, inclusive o projeto físico dos indutores.

É importante ressaltar que em alguns casos os núcleos de ferrite utilizados são maiores que os calculados, pois, devido à alta frequência de chaveamento foi necessária a construção do indutor com alguns fios AWG paralelos, que ocupa uma maior área da janela do núcleo. Para contornar esse efeito, poderia ser utilizado o fio Litz, mas este não estava disponível no momento da construção dos indutores e seu custo ainda é muito alto.

Assim, é interessante salientar também, que o conversor construído não é uma versão industrial/comercial e sim um protótipo construído em laboratório a fim de avaliar a funcionalidade da estrutura.

3.2 PARÂMETROS DE PROJETO

Para o conversor operando em regime permanente e a corrente nos indutores em modo de condução contínua, são utilizados, para o projeto, os parâmetros descritos na Tabela 3.1.

3.3 PROJETO DAS INDUTÂNCIAS

Para o projeto das indutâncias L_1 , L_2 e L_3 do conversor Boost-Buck2, é considerada a máxima tensão de entrada, $V_{imáx} = 340$ V_{DC}, que é a situação crítica para os indutores onde

circula através destes a menor corrente. O *ripple* desta corrente deverá ser no máximo 95 % da corrente média, com a finalidade desta não entrar em modo de condução descontínua.

Tabela 3.1

Parâmetros de projeto do conversor Boost-Buck2

Potência de saída	$P_o = 12W$
Corrente de saída	$I_o = 700mA$
Tensão de saída	$V_o = 17,15V$
Tensão entrada mínima	$V_{i\min} = 12V_{DC}$
Tensão entrada máxima	$V_{i\max} = 240V_{RMS} / 340V_{DC}$
Ondulação de corrente em L_1	$\Delta I_{L1} = 0,9 \cdot I_{L1}$
Ondulação de corrente em L_2	$\Delta I_{L2} = 0,9 \cdot I_{L2}$
Ondulação de corrente em L_3	$\Delta I_{L3} = 0,1 \cdot I_{L3}$
Ondulação de tensão em C_3	$\Delta V_{C3} = 0,2 \cdot V_{C3}$
Ondulação de tensão em C_4	$\Delta V_{C4} = 0,2 \cdot V_{C4}$
Ondulação de tensão em C_5	$\Delta V_{C5} = 2V$
Mínima frequência de chaveamento	$f_{s\min} = 80kHz$
Eficiência prevista	$\eta = 0,80$

Resolvendo (2.20) para D, obtém-se que para a máxima tensão de entrada, a mínima razão cíclica é $D_{\min} = 0,2$, e para a mínima tensão de entrada, a máxima razão cíclica é $D_{\max} = 0,678$.

3.3.1 INDUTOR L_1

Para a máxima tensão de entrada, de (2.28), a corrente média através do indutor L_1 pode ser calculada por:

$$I_{L1\text{máx}} = \frac{\frac{D_{\min}^2}{(1-D_{\min})} \cdot I_0}{\eta} = \frac{\frac{0,2^2}{(1-0,2)} \cdot 0,7}{0,8} \rightarrow I_{L1\text{máx}} = 44 \text{ mA} \quad (3.1)$$

O pico de corrente através do indutor L_1 pode ser calculado por:

$$I_{L1\text{pk}} = I_{L1\text{máx}} + \frac{\Delta I_{L1\text{máx}}}{2} = 44 \times 10^{-3} + \frac{0,9 \cdot 44 \times 10^{-3}}{2} \rightarrow I_{L1\text{pk}} = 63,8 \text{ mA} \quad (3.2)$$

Para a mínima tensão de entrada, de (2.28), a corrente média através do indutor L_1

pode ser calculada por:

$$I_{L1_{\text{m\'ed_Vm\'in}}} = \frac{\frac{D_{\text{m\'ax}}^2}{(1-D_{\text{m\'ax}})} \cdot I_0}{\eta} = \frac{\frac{0,678^2}{(1-0,678)} \cdot 0,7}{0,8} \rightarrow I_{L1_{\text{m\'ed_Vm\'in}}} = 1,25 \text{ A} \quad (3.3)$$

O pico de corrente através do indutor L_1 pode ser calculado por:

$$I_{L1_{\text{pk_Vm\'in}}} = I_{L1_{\text{M\'ed_Vm\'in}}} + \frac{\Delta I_{L1_{\text{Vm\'in}}}}{2} = 1,25 + \frac{0,9 \cdot 1,25}{2} \rightarrow I_{L1_{\text{pk_Vm\'in}}} = 1,8 \text{ A} \quad (3.4)$$

Resolvendo (2.1) a indutância L_1 pode ser calculada por:

$$L_1 = \frac{V_{i_{\text{m\'ax}}}}{\Delta I_{L1_{\text{Vm\'ax}}}} \cdot D_{\text{m\'in}} \cdot T_{s_{\text{m\'in}}} = \frac{340}{0,9 \cdot 44 \times 10^{-3}} \cdot 0,2 \cdot 12,5 \times 10^{-6} \rightarrow L_1 \cong 22 \text{ mH} \quad (3.5)$$

3.3.2 INDUTOR L_2

Para a máxima tensão de entrada, e de (2.27), a corrente média através do indutor L_2

pode ser calculada por:

$$I_{L2_{\text{m\'ed_Vm\'ax}}} = D_{\text{m\'in}} \cdot I_0 = 0,2 \cdot 0,7 \rightarrow I_{L2_{\text{m\'ed_Vm\'ax}}} = 140 \text{ mA} \quad (3.6)$$

O pico de corrente através do indutor L_2 pode ser calculado por:

$$I_{L2_{\text{pk_Vm\'ax}}} = I_{L2_{\text{m\'ed_Vm\'ax}}} + \frac{\Delta I_{L2_{\text{Vm\'ax}}}}{2} = 0,140 + \frac{0,9 \cdot 0,140}{2} \rightarrow I_{L2_{\text{pk_Vm\'ax}}} = 203 \text{ mA} \quad (3.7)$$

Para a mínima tensão de entrada, e de (2.27), a corrente média através do indutor L_2

pode ser calculada por:

$$I_{L2_{\text{m\'ed_Vm\'in}}} = D_{\text{m\'ax}} \cdot I_0 = 0,678 \cdot 0,7 \rightarrow I_{L2_{\text{m\'ed_Vm\'in}}} = 475 \text{ mA} \quad (3.8)$$

O pico de corrente através do indutor L_2 pode ser calculado por:

$$I_{L2_{\text{pk_Vm\'in}}} = I_{L2_{\text{M\'ed_Vm\'in}}} + \frac{\Delta I_{L2_{\text{Vm\'in}}}}{2} = 0,475 + \frac{0,9 \cdot 0,475}{2} \rightarrow I_{L2_{\text{pk_Vm\'in}}} = 689 \text{ mA} \quad (3.9)$$

Resolvendo (2.8) e substituindo (2.18), a indutância L_2 pode ser calculada por:

$$L_2 = \frac{V_0(1-D_{\min})}{D_{\min} \cdot \Delta I_{L2_{V_{\max}}}} \cdot T_{s_{\min}} = \frac{17,15(1-0,2)}{0,2 \cdot (0,9 \cdot 0,140)} \cdot 12,5 \times 10^{-6} \rightarrow L_2 \cong 6,9 \text{ mH} \quad (3.10)$$

3.3.3 INDUTOR L3

De (2.26), a corrente média através do indutor L₃ é:

$$I_{L3_{\text{med}}} = I_0 \rightarrow I_{L3_{\text{med}}} = 700 \text{ mA} \quad (3.11)$$

O pico de corrente através do indutor L₃ pode ser calculado por:

$$I_{L3_{\text{pk}}} = I_{L3_{\text{med}}} + \frac{\Delta I_{L3}}{2} = 0,7 + \frac{0,1 \cdot 0,7}{2} \rightarrow I_{L3_{\text{pk}}} = 735 \text{ mA} \quad (3.12)$$

Resolvendo (2.9), a indutância L₃ pode ser calculada por:

$$L_3 = \frac{V_0(1-D_{\min})}{\Delta I_{L3}} \cdot T_{s_{\min}} = \frac{17,15(1-0,2)}{0,1 \cdot 0,7} \cdot 12,5 \times 10^{-6} \rightarrow L_3 \cong 2,45 \text{ mH} \quad (3.13)$$

3.4 CÁLCULO DOS RESISTORES DE SENSOR DE CORRENTE:

Como já discutido no capítulo dois, o CI HV9930 possui duas entradas para os sinais dos sensores de correntes do conversor.

Assim o sinal da corrente de entrada é produzido por três resistores; um resistor de sensor de corrente e dois resistores que formam um divisor de tensão. O sinal da corrente de saída (corrente na lâmpada a LED) é produzido por quatro resistores; um resistor de sensor de corrente e três resistores formando um divisor de tensão. O esquemático do HV9930 aplicado ao conversor Boost-Buck2, com os respectivos resistores de sensores de corrente, foi mostrado na Figura 2.7.

3.4.1 PROJETO DAS RESISTÊNCIAS DO SENSOR DE CORRENTE DE SAÍDA

A resistência de sensor de corrente de saída, segundo [27] e [28], pode ser calculada

por:

$$\frac{R_{S2a} + R_{S2b}}{R_{ref2}} = \frac{0,05\left(\frac{\Delta i}{I}\right) + 0,1}{1,2 \cdot \left(\frac{\Delta i}{I}\right) - 0,1} = \frac{0,05\left(0,1 \cdot 0,7 / 0,7\right) + 0,1}{1,2 \cdot \left(0,1 \cdot 0,7 / 0,7\right) - 0,1} \rightarrow \frac{R_{S2a} + R_{S2b}}{R_{ref2}} = 5,25 \quad (3.14)$$

$$R_{CS2} = \frac{1,2 \cdot \left(\frac{R_{S2a} + R_{S2b}}{R_{ref2}} \right) - 0,05}{I} = \frac{1,2 \cdot (5,25) - 0,05}{0,7} \rightarrow R_{CS} = 8,93 \Omega \quad (3.15)$$

A potência dissipada pelo resistor de sensor de corrente de saída pode ser calculada por:

$$P_{R_{CS2}} = R_{CS2} \cdot I_0^2 = 8,93 \cdot 0,7^2 \rightarrow P_{R_{CS2}} = 4,38 \text{ W} \quad (3.16)$$

Considerando que a potência teórica de saída do conversor é 12 W, um resistor de sensor de corrente que dissipava 4,38 W corresponde a aproximadamente 1/3 da potência de saída, tornando-se assim inviável.

A fim de contornar esse problema, aumentou-se o *ripple* teórico da corrente de saída de 10% para 20%.

Recalculando (3.12) e (3.13) obtém-se:

O pico de corrente através do indutor L3 para o *ripple* de 20%:

$$I_{L3_{pk}} = I_{L3_{med}} + \frac{\Delta I_{L3}}{2} = 0,7 + \frac{0,2 \cdot 0,7}{2} \rightarrow I_{L3_{pk}} = 770 \text{ mA} \quad (3.17)$$

A indutância L3 para o *ripple* de 20%:

$$L_3 = \frac{V_0(1 - D_{min})}{\Delta I_{L3}} \cdot T_{smin} = \frac{17,15(1 - 0,2)}{0,2 \cdot 0,7} \cdot 12,5 \times 10^{-6} \rightarrow L_3 \approx 1,23 \text{ mH} \quad (3.18)$$

Recalculando (3.14), (3.15) e (3.16), para *ripple* de corrente de 20%, obtém-se:

$$\frac{R_{S2a} + R_{S2b}}{R_{ref2}} = \frac{0,05\left(\frac{\Delta i}{I}\right) + 0,1}{1,2 \cdot \left(\frac{\Delta i}{I}\right) - 0,1} = \frac{0,05\left(0,2 \cdot 0,7 / 0,7\right) + 0,1}{1,2 \cdot \left(0,2 \cdot 0,7 / 0,7\right) - 0,1} \rightarrow \frac{R_{S2a} + R_{S2b}}{R_{ref2}} = 0,786 \quad (3.19)$$

$$R_{CS2} = \frac{1,2 \cdot \left(R_{S2a} + R_{S2b} \right) - 0,05}{I} = \frac{1,2 \cdot (0,786) - 0,05}{0,7} \rightarrow R_{CS2} = 1,28 \Omega \quad (3.20)$$

A potência dissipada pelo resistor de sensor de corrente de saída, para *ripple* de 20%, pode ser calculada por:

$$P_{R_{CS2}} = R_{CS2} \cdot I_0^2 = 1,28 \cdot 0,7^2 \rightarrow P_{R_{CS2}} = 0,63 \text{ W} \quad (3.21)$$

Com o aumento do *ripple* da corrente de saída de 10% para 20%, a potência dissipada no resistor de sensor de corrente, caiu de 4,38 W para 0,63 W.

Adotando $R_{ref2} = 10 \text{ k}\Omega$, obtém-se:

$$\frac{R_{S2a} + R_{S2b}}{R_{ref2}} = 0,786 \rightarrow R_{S2a} + R_{S2b} = 7,86 \text{ k}\Omega \quad (3.22)$$

O diodo zener Z_2 , mostrado na Figura 2.7, tem a função de proteger a saída contra altas tensões em caso do conversor operar sem LEDs conectados a saída. No funcionamento normal, a corrente de saída, circula através R_{CS2} , LEDs e L_3 . A corrente que circula através de R_{CS2} produz uma tensão que é lida pelo pino C_{S2} do CI através de R_{S2a} e R_{S2b} . Quando o conversor opera com a saída em aberto a corrente circulará por R_{CS2} , R_{S2a} , Z_2 e L_3 e a tensão de saída é limitada por Z_2 . Na condição do conversor operando a vazio, a corrente circula através de R_{CS2} e R_{S2a} , então, a tensão produzida pelos resistores em série é maior que na operação normal do conversor, indicando ao CI, uma “falsa” sobrecarga, fazendo com que este diminua a corrente programada, evitando altas correntes através de Z_2 .

O zener utilizado é o 1N4749 – 24 V, 1 W. A máxima corrente que este zener opera, segundo a ficha técnica, é $I_{ZM} = 38 \text{ mA}$, então pela lei de Ohm:

$$V_{ZM} = (R_{CS2} + R_{S2a}) \cdot I_{ZM} \rightarrow 24 = (R_{CS2} + R_{S2a}) \cdot 0,038 \rightarrow R_{CS2} + R_{S2a} = 632 \Omega \quad (3.23)$$

Como $R_{CS2} = 1,2 \Omega$, então

$$R_{S2a} = 630,8 \Omega$$

$$R_{S2b} = 7,23 \text{ k}\Omega$$

Considerando assim os valores comerciais disponíveis, os resistores de sensor de corrente de saída são:

$$R_{CS2} \rightarrow 1,2 \Omega, 0,6 \text{ W, 1\%}$$

$$R_{S2a} \rightarrow 680 \Omega, 0,5 \text{ W, 1\%}$$

$$R_{S2b} \rightarrow 6,8 \text{ k}\Omega, 0,5 \text{ W, 1\%}$$

$$R_{ref1} \rightarrow 10 \text{ k}\Omega, 0,5 \text{ W, 1\%}$$

3.4.2 PROJETO DAS RESISTÊNCIAS DO SENSOR DE CORRENTE DE ENTRADA

Em (3.4) foi calculado o pico de corrente no indutor L_1 que é a própria corrente de entrada, $I_{L1_{pk_Vmín}} = I_{In_{pk_Vmín}} = 1,8 \text{ A}$

Para garantir que o valor da corrente limitada ($I_{lim_mín}$) seja maior que o valor da corrente de pico, não afetando o funcionamento do conversor na mínima tensão, será adotado um fator de segurança de 5%.

$$I_{lim_mín} = I_{In_{pk_Vmín}} \cdot 1,05 = 1,8 \cdot 1,05 \rightarrow I_{lim_mín} = 1,89 \text{ A} \quad (3.24)$$

Para o conversor operando no modo de corrente limitado, será adotado um *ripple* de 30% para a corrente [27].

$$I_{lim_mín} = I_{In_lim} \cdot 0,85 \rightarrow I_{In_lim} = \frac{1,89}{0,85} = 2,22 \text{ A} \quad (3.25)$$

A resistência de sensor de corrente de saída, segundo [27] e [28], pode ser calculada por:

$$\frac{R_{S1}}{R_{ref1}} = \frac{0,05 \cdot \left(\frac{\Delta i}{I} \right) + 0,1}{1,2 \cdot \left(\frac{\Delta i}{I} \right) - 0,1} = \frac{0,05 \cdot \left(0,3 \cdot 2,22 \right) + 0,1}{1,2 \cdot \left(0,3 \cdot 2,22 \right) - 0,1} \rightarrow \frac{R_{S1}}{R_{ref1}} = 0,442 \quad (3.26)$$

$$R_{CS1} = \frac{1,2 \cdot \left(\frac{R_{S1}}{R_{ref1}} \right) - 0,05}{I} = \frac{1,2 \cdot (0,442) - 0,05}{2,22} \rightarrow R_{CS1} = 0,22 \Omega \quad (3.27)$$

Em (3.3) foi calculada a corrente média de entrada para a mínima tensão de alimentação, $I_{L_{med_Vmin}} = I_{In_{med_Vmin}} = 1,25 \text{ A}$. Como serão utilizados quatro resistores em paralelo, então passará em cada resistor um quarto da corrente média para a mínima tensão. Assim a potência dissipada por cada resistor de 1Ω será:

$$P_{R_{CS1}} = R_{CS1} \cdot \left(\frac{I_{In_{med_Vmin}}}{4} \right)^2 = 0,22 \cdot \left(\frac{1,25}{4} \right)^2 \rightarrow P_{R_{CS1}} = 0,021 \text{ W} \quad (3.28)$$

Adotando $R_{ref1} = 10 \text{ k}\Omega$, que limita a máxima corrente que o pino REF. do CI HV9930 pode fornecer, obtém-se:

$$\frac{R_{S1}}{R_{ref1}} = 0,442 \rightarrow R_{S1} = 4,42 \text{ k}\Omega \quad (3.29)$$

Considerando assim os valores comerciais disponíveis, os resistores de sensor de corrente de entrada são:

$R_{CS1} \rightarrow 0,25 \Omega$, paralelo de quatro resistores de 1Ω , $0,5 \text{ W}$, 1%

$R_{S1} \rightarrow 4,7 \text{ k}\Omega$, $0,5 \text{ W}$, 1%

$R_{ref1} \rightarrow 10 \text{ k}\Omega$, $0,5 \text{ W}$, 1%

3.5 CÁLCULO DO OFF-TIME E FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO TEÓRICA DO CONVERSOR

O controle com o CI HV9930 tem a característica de manter o tempo em que a chave permanece desligada (off-time) constante, para toda faixa de operação.

Desta maneira, o tempo que a chave permanece desligada pode ser calculado por:

$$T_{off} = \frac{(1 - D_{máx})}{f_{smín}} = \frac{(1 - 0,678)}{80.000} \rightarrow T_{off} = 4,025 \mu\text{s} \quad (3.30)$$

Como o “off-time” é fixo, para manter a corrente na lâmpada a LEDs constante, o controle permite uma variação da frequência juntamente com a variação da razão cíclica. A variação da razão cíclica foi calculado através de (2.20), e a variação da frequência teórica, pode ser calculada da seguinte maneira.

De (2.20) encontra-se o valor de D em função de V_i e V_0 e substituindo em (3.30) obtém-se:

$$f_{s_{\min}} = \frac{V_{i_{\min}} - 4(\sqrt{V_{i_{\min}} + 4}) + 8}{V_{i_{\min}} \cdot T_{\text{off}}} = \frac{12 - 4(\sqrt{12 + 4}) + 8}{12 \cdot 4,025 \times 10^{-6}} \rightarrow f_{s_{\min}} = 82,815 \text{ kHz} \quad (3.31)$$

$$f_{s_{\max}} = \frac{V_{i_{\max}} - 4(\sqrt{V_{i_{\max}} + 4}) + 8}{V_{i_{\max}} \cdot T_{\text{off}}} = \frac{340 - 4(\sqrt{340 + 4}) + 8}{340 \cdot 4,025 \times 10^{-6}} \rightarrow f_{s_{\max}} = 200,081 \text{ kHz} \quad (3.32)$$

3.6 PROJETO FÍSICO DOS INDUTORES

As equações para o projeto físico dos indutores e os parâmetros utilizados no projeto estão definidas e de acordo com [30].

3.6.1 INDUTOR L_1

O produto da seção transversal (A_e) pela área da janela do núcleo (A_w) pode ser calculado por:

$$A_e A_{w_{L1}} = \frac{L_1 \cdot I_{L1_{pk_Vmín}} \cdot I_{L1_{mód_Vmín}}}{J_{\max} \cdot K_w \cdot B_{\max}} \cdot 10^4 \quad (3.33)$$

onde:

$J_{\max} = 450 \text{ A/cm}^2$; é a máxima densidade de corrente para fios de cobre;

$K_w = 0,7$; é o fator de ocupação do cobre na janela do núcleo para indutores;

$B_{\max} = 0,3\text{T}$; é a máxima densidade de fluxo magnético para que não ocorra a saturação do núcleo.

Substituindo as variáveis na equação (3.3), obtém-se:

$$A_e A_{w_{L1}} = \frac{22 \times 10^{-3} \cdot 1,4 \cdot 1,25}{450 \cdot 0,7 \cdot 0,3} \cdot 10^4 \rightarrow A_e A_{w_{L1}} = 4,07 \text{ cm}^4$$

Consultando a Tabela III.1, encontrou-se o núcleo EE-42/21/15. Porém, calculando a possibilidade de execução através de (3.42), percebe-se que este núcleo não é capaz de acomodar as espiras necessárias para o indutor L_1 .

Então será utilizado o núcleo EE-55/28/21, com os seguintes dados:

$$A_e = 3,54 \text{ cm}^2, A_w = 3,76 \text{ cm}^2, L_e = 12,00 \text{ cm}, M_{LT} = 11,78 \text{ cm}, A_p = 13,29 \text{ cm}^4, A_{L1} = 5000 \text{ nH}, V_e = 42,48 \text{ cm}^3.$$

O número de espiras pode ser obtido por:

$$N_{L1} = \frac{L_{L1} \cdot I_{L1_{pk_Vmín}}}{B_{máx} \cdot A_e} \cdot 10^4 = \frac{22 \times 10^{-3} \cdot 1,8}{0,3 \cdot 3,54} \cdot 10^4 \rightarrow N_{L1} \cong 373 \text{ espiras} \quad (3.34)$$

O entreferro pode ser obtido por:

$$l_{entreferro_{L1}} = \frac{N_{L1}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_{L1}} \cdot 10^{-2} = \frac{373^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 3,54}{22 \times 10^{-3}} \cdot 10^{-2} \rightarrow l_{entreferro_{L1}} = 0,28 \text{ cm} \quad (3.35)$$

onde:

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}, \text{ é a permeabilidade do ar.}$$

O valor calculado refere-se ao comprimento total do entreferro, no entanto em núcleos do tipo EE, onde o entreferro é colocado nas pernas laterais do núcleo, o valor do entreferro de cada perna deve ser a metade do valor encontrado em (3.35), então:

$$l_{g_{L1}} = \frac{l_{entreferro_{L1}}}{2} = \frac{0,28}{2} \rightarrow l_{g_{L1}} = 0,14 \text{ cm} \quad (3.36)$$

A área do cobre a ser utilizada na construção do indutor L_1 pode ser calculada por:

$$S_{cu_{L1}} = \frac{I_{L1_{máx_Vmín}}}{J_{máx}} = \frac{1,25}{450} \rightarrow S_{cu_{L1}} = 0,002778 \text{ cm}^2 \quad (3.37)$$

Consultando a Tabela III.2, encontrou-se o fio 22 AWG, com área de cobre de 0,003255 cm².

Em (3.32) calculou-se a máxima frequência de chaveamento, $f_{s\text{máx}} = 200,081$ KHz. Entretanto foi verificado experimentalmente no protótipo do conversor, que a frequência de chaveamento não ultrapassa 95 kHz, mesmo quando alimentado com a máxima tensão de 340 V_{AC}, este efeito deve-se as indutâncias e capacitâncias parasitas existentes no circuito real.

Então para o dimensionamento dos condutores de cobre será considerado a máxima frequência de chaveamento de $f_{s\text{máx}} = 100$ kHz.

Sabendo que o conversor trabalha em alta frequência de chaveamento, será considerado para o projeto dos indutores o efeito pelicular (ou efeito skin).

Assim é conhecido o efeito que o aumento da frequência, tem como consequência, uma tendência da corrente a circular pela periferia do condutor, aumentando a densidade de corrente nessa região. Por isso, este efeito limita a área máxima do condutor a ser escolhido.

Conhecendo esse efeito, pode-se calcular máxima profundidade de penetração da corrente.

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_{s\text{máx}}}} = \frac{7,5}{\sqrt{100.000}} \rightarrow \Delta = 0,0237 \quad (3.38)$$

O condutor a ser utilizado na construção do indutor, não deve ter diâmetro superior a:

$$2 \cdot \Delta = 2 \cdot 0,0237 = 0,0474 \text{ cm} \quad (3.39)$$

Consultando a Tabela III.2, encontra-se que a maior bitola que poderá ser utilizada na construção dos indutores, para a frequência de chaveamento de 100 kHz, é o 25 AWG com área de cobre de 0,001624 cm².

Como a área do condutor calculado é maior que a área do condutor limitado pelo efeito pelicular, então é necessário construir o indutor com condutores paralelos.

O número de condutores paralelos pode ser calculado por:

$$n_{\text{condutores}} = \frac{S_{\text{cu}_{L1}}}{S_{\text{skin}}} = \frac{0,003255}{0,001624} \rightarrow n_{\text{condutores}} = 2 \text{ condutores} \quad (3.40)$$

Serão utilizados 2 condutores 25 AWG paralelos para construção do indutor.

A verificação da possibilidade de execução irá mostrar se é possível a construção do indutor, ou seja, se todas as espiras deste podem ser acomodadas na janela do núcleo. A área mínima para acomodar as espiras pode ser calculada por:

$$A_{w_{\text{min}}} = \frac{N_{L1} \cdot n_{\text{condutores}} \cdot S_{\text{skin}}}{k_w} = \frac{373 \cdot 2 \cdot 0,001624}{0,7} \rightarrow A_{w_{\text{min}}} = 1,731 \text{ cm}^2 \quad (3.41)$$

A possibilidade de execução pode ser calculada como:

$$\text{Exec} = \frac{A_{w_{\text{min}}}}{A_{w_{\text{núcleo}}}} = \frac{1,731}{2,853} \rightarrow \text{Exec} = 0,6 < 1 \quad (3.42)$$

onde:

$A_{w_{\text{núcleo}}} = 2,853 \text{ cm}^2$ é a área disponível do núcleo de ferrite.

Como o resultado do cálculo da possibilidade de execução foi menor que 1, então é possível a construção do indutor.

3.6.2 INDUTOR L2

O produto da seção transversal (A_e) pela área da janela do núcleo (A_w) pode ser calculado por:

$$A_e A_{w_{L2}} = \frac{L_2 \cdot I_{L2_{pk_Vmín}} \cdot I_{L2_{méd_Vmín}}}{J_{\text{máx}} \cdot K_w \cdot B_{\text{máx}}} \cdot 10^4 \quad (3.43)$$

Substituindo as variáveis na equação (3.43), obtém-se:

$$A_e A_{w_{L2}} = \frac{6,9 \times 10^{-3} \cdot 0,689 \cdot 0,475}{450 \cdot 0,7 \cdot 0,3} \cdot 10^4 \rightarrow A_e A_{w_{L2}} = 0,24 \text{ cm}^4$$

Consultando a Tabela III.1, encontra-se o núcleo EE-25/10/06, com seguintes dados:

$A_e = 0,40 \text{ cm}^2$, $A_w = 0,84 \text{ cm}^2$, $L_e = 4,90 \text{ cm}$, $MLT = 5,97 \text{ cm}$, $Ap = 0,34 \text{ cm}^4$,

$$Al = 1400 \text{ nH}, Ve = 1,96 \text{ cm}^3.$$

O número de espiras pode ser obtido por:

$$N_{L2} = \frac{L_2 \cdot I_{L2_{pk_Vmín}} \cdot 10^4}{B_{máx} \cdot A_e} = \frac{6,9 \times 10^{-3} \cdot 0,689}{0,3 \cdot 0,4} \cdot 10^4 \rightarrow N_{L2} = 397 \text{ espiras} \quad (3.44)$$

O entreferro pode ser obtido por:

$$l_{entreferro_{L2}} = \frac{N_{L2}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_2} = \frac{397^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,4}{6,9 \times 10^{-3}} \cdot 10^{-2} \rightarrow l_{entreferro_{L2}} = 0,287 \text{ cm} \quad (3.45)$$

O valor do entreferro utilizado em cada uma das pernas laterais do núcleo deve ser a metade do valor encontrado em (3.45), então:

$$l_{g_{L2}} = \frac{l_{entreferro_{L2}}}{2} = \frac{0,287}{2} \rightarrow l_{g_{L2}} = 0,144 \text{ cm} \quad (3.46)$$

A área do cobre a ser utilizada na construção do indutor pode ser calculada por:

$$S_{cu_{L2}} = \frac{I_{L2_{máx_Vmín}}}{J_{máx}} = \frac{0,475}{450} \rightarrow S_{cu_{L2}} = 0,001055 \text{ cm}^2 \quad (3.47)$$

Consultando a Tabela III.2, encontra-se o fio o 26 AWG com área de cobre de 0,001287 cm².

Como já comentado e calculado em (3.38) e (3.39), a maior bitola que poderá ser utilizada na construção dos indutores para a frequência de chaveamento de 100 kHz, devido ao efeito pelicular, é o 25 AWG, com área de cobre de 0,001624 cm².

Como o condutor calculado é menor que condutor limitado pelo efeito pelicular, então será utilizado, para construção do indutor um condutor 26 AWG com área de cobre de $S_{26AWG} = 0,001287$.

A área mínima para acomodar as espiras pode ser calculada por:

$$A_{w_{mín}} = \frac{N_{L2} \cdot n_{condutores} \cdot S_{26AWG}}{k_w} = \frac{397 \cdot 1 \cdot 0,001287}{0,7} \rightarrow A_{w_{mín}} = 0,730 \text{ cm}^2 \quad (3.48)$$

A possibilidade de execução pode ser calculada como:

$$Exec = \frac{A_{w_{\min}}}{A_{w_{\text{núcleo}}}} = \frac{0,730}{0,783} \rightarrow Exec = 0,93 < 1 \quad (3.49)$$

onde:

$A_{w_{\text{núcleo}}} = 0,783 \text{ cm}^2$ é a área disponível do núcleo de ferrite.

Como o resultado do cálculo da possibilidade de execução foi menor que 1, então é possível a construção do indutor.

3.6.3 INDUTOR L3

O núcleo do indutor L_3 receberá dois enrolamentos; o enrolamento primário que é o próprio indutor L_3 e um enrolamento secundário que fornecerá energia para a fonte auxiliar que alimenta o CI HV9930.

Desta maneira pode-se calcular o produto da seção transversal (A_e) pela área da janela do núcleo (A_w):

$$A_e A_{w_{L3}} = \frac{L_3 \cdot I_{L3_{pk}} \cdot I_{L3_{med}}}{J_{\max} \cdot K_w \cdot B_{\max}} \cdot 10^4 \quad (3.50)$$

$K_w = 0,4$; é o fator de ocupação do cobre na janela do núcleo para transformadores Flyback;

Substituindo as variáveis na equação (3.50), obtém-se:

$$A_e A_{w_{L3}} = \frac{1,23 \times 10^{-3} \cdot 0,77 \cdot 0,7}{450 \cdot 0,4 \cdot 0,3} \cdot 10^4 \rightarrow A_e A_{w_{L3}} = 0,123 \text{ cm}^4$$

Consultando a Tabela III.1, encontra-se o núcleo EE-19/08/05, mas no momento da construção este núcleo não estava disponível, e como já explicado anteriormente o protótipo visa verificar a funcionalidade do conversor e não é uma versão industrial/comercial, então será utilizado o núcleo EE-25/10/06 com seguintes dados:

$A_e = 0,40 \text{ cm}^2$, $A_w = 0,84 \text{ cm}^2$, $L_e = 4,90 \text{ cm}$, $MLT = 5,97 \text{ cm}$, $A_p = 0,34 \text{ cm}^4$, $A_l = 1400 \text{ nH}$, $V_e = 1,96 \text{ cm}^3$.

O número de espiras pode ser obtido por:

$$N_{L3} = \frac{L_3 \cdot I_{L3_{pk_V_{min}}}}{B_{\max} \cdot A_e} \cdot 10^4 = \frac{1,23 \times 10^{-3} \cdot 0,77}{0,3 \cdot 0,4} \cdot 10^4 \rightarrow N_{L3} = 79 \text{ espiras} \quad (3.51)$$

O entreferro pode ser obtido por:

$$l_{entreferro_{L3}} = \frac{N_{L3}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_3} \cdot 10^{-2} = \frac{79^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,4}{1,23 \times 10^{-3}} \cdot 10^{-2} \rightarrow l_{entreferro_{L3}} = 0,026 \text{ cm} \quad (3.52)$$

O valor do entreferro utilizado em cada uma das pernas laterais do núcleo deve ser a metade do valor encontrado em (3.52), então:

$$l_{g_{L3}} = \frac{l_{entreferro_{L3}}}{2} = \frac{0,026}{2} \rightarrow l_{g_{L3}} = 0,013 \text{ cm} \quad (3.53)$$

A área do cobre a ser utilizada na construção do indutor pode ser calculada por:

$$S_{cu_{L3}} = \frac{I_{L3_{med}}}{J_{\max}} = \frac{0,7}{450} \rightarrow S_{cu_{L3}} = 0,001556 \text{ cm}^2 \quad (3.54)$$

Consultando a Tabela III.2, encontra-se o fio o 25 AWG com área de cobre de 0,001624 cm².

Como já comentado e calculado em (3.38) e (3.39), a maior bitola que poderá ser utilizada na construção dos indutores para a frequência de chaveamento de 100 kHz, devido ao efeito pelicular, é o 25 AWG, com área de cobre de 0,001624 cm².

Como a área do condutor calculado é igual à área limitada pelo efeito pelicular, então será utilizado o fio 25 AWG:

Para o projeto do enrolamento secundário sabe-se que:

- A corrente no enrolamento primário está em modo de condução contínua;
- $V_{Aux} = 20 \text{ V}$; é a tensão esperada na saída da fonte auxiliar;
- $V_d = 1 \text{ V}$; é a tensão de condução direta sobre o diodo da fonte auxiliar;
- E_{\min} é a mínima tensão sobre o enrolamento primário quando a chave está fechada. De (2.3) e (2.18), encontra-se que E_{\min} é:

$$V_{L_{3\min}} = E_{\min} = \frac{V_0}{D_{\max}} - V_0 = \frac{17,15}{0,678} - 17,15 \rightarrow E_{\min} \cong 8,14 \text{ V} \quad (3.55)$$

Então o número de espiras do enrolamento secundário pode ser calculado por:

$$N_{S_{L3}} = N_p \frac{(V_{Aux} + V_d)(1 - D_{\max})}{E_{\min} \cdot D_{\max}} = 79 \frac{(20+1)(1-0,678)}{8,14 \cdot 0,678} \rightarrow N_{S_{L3}} = 97 \text{ espiras} \quad (3.56)$$

A indutância do enrolamento secundário pode ser calculada por;

$$L_s = L_p \cdot \frac{N_{S_{L3}}^2}{N_{P_{L3}}^2} = 1,23 \times 10^{-3} \cdot \frac{97^2}{79^2} \rightarrow L_s = 1,85 \text{ mH} \quad (3.57)$$

O fio a ser utilizado na confecção do enrolamento secundário é o 30 AWG. Escolheu-se esta bitola devido à disponibilidade de material, e levando em consideração que o consumo do CI HV9930, segundo a ficha técnica, é da ordem de algumas dezenas de miliampères.

Então:

$$S_{30AWG} = 0,000509 \text{ cm}^2$$

A área mínima para acomodar as espiras pode ser calculada por:

$$A_{w_{\min}} = \frac{(N_{P_{L3}} \cdot n_{condutores} \cdot S_{skin}) + (N_{S_{L3}} \cdot n_{condutores} \cdot S_{30AWG})}{k_w} \rightarrow A_{w_{\min}} = 0,424 \text{ cm}^2 \quad (3.58)$$

Substituindo as variáveis na equação (3.58), obtém-se:

$$A_{w_{\min}} = \frac{(79 \cdot 1 \cdot 0,001624) + (97 \cdot 1 \cdot 0,000509)}{0,4} \rightarrow A_{w_{\min}} = 0,444 \text{ cm}^2$$

A possibilidade de execução pode ser calculada como:

$$Exec = \frac{A_{w_{\min}}}{A_{w_{núcleo}}} = \frac{0,444}{0,783} \rightarrow Exec = 0,57 < 1 \quad (3.59)$$

onde:

$A_{w_{núcleo}} = 0,783 \text{ cm}^2$ é a área disponível do núcleo de ferrite.

3.7 PROJETO DOS CAPACITORES

Para o projeto das capacitâncias C_3 , C_4 e C_5 do conversor Boost-Buck2, será considerada a mínima tensão de entrada, $V_{imín} = 12$ V_{DC}, que é a situação crítica para os capacitores, onde o *ripple* de tensão deverá ser mantido como o especificado no projeto.

Resolvendo (2.20) para D, obtém-se que para a máxima tensão de entrada, a mínima razão cíclica é $D_{mín} = 0,2$, e para a mínima tensão de entrada, a máxima razão cíclica é $D_{máx} = 0,678$.

3.7.1 CAPACITOR C₁

O capacitor de filtro do retificador [30], considerando 10% de *ripple* de tensão, pode ser calculado por:

$$C_1 = \frac{P_i}{f_{V_{ret}} (V_{ipk}^2 - V_{C_{mín}}^2)} = \frac{15}{120(127^2 - 114,3^2)} \rightarrow C_1 = 41 \mu F \quad (3.60)$$

onde:

$V_{pk} = 127$ V é valor de pico da menor tensão alternada que alimentará o retificador.

$V_{C_{mín}} = 127 \cdot 0,9 \rightarrow V_{C_{mín}} = 114,3$ V é o valor mínimo de tensão que o capacitor C_1 permitirá no barramento CC quando o retificador estiver alimentado com 90 V_{rms}.

3.7.2 CAPACITOR C₂

Sabendo que C_1 é projetado para minimizar o *ripple* na frequência da rede, C_2 está em paralelo com o capacitor C_1 e tem o propósito de melhorar a resposta em altas frequências, ou seja, minimizar o *ripple* produzido pela frequência de chaveamento do conversor. O valor da capacitância C_2 foi definido de modo empírico e é assim 560 nF poliéster.

3.7.3 CAPACITOR C₃

De (2.14), encontra-se a tensão média, sobre o capacitor C_3 , para a mínima tensão de

entrada.

$$V_{C3_{\text{máx_Vmin}}} = \frac{V_{i_{\text{mín}}}}{(1 - D_{\text{máx}})} = \frac{12}{(1 - 0,678)} \rightarrow V_{C3_{\text{máx_Vmin}}} \cong 37 \text{ V} \quad (3.61)$$

A tensão média sobre o capacitor C_3 , considerando a máxima tensão de entrada é:

$$V_{C3_{\text{máx_Vmáx}}} = \frac{V_{i_{\text{máx}}}}{(1 - D_{\text{mín}})} = \frac{340}{(1 - 0,2)} \rightarrow V_{C3_{\text{máx_Vmáx}}} \cong 425 \text{ V} \quad (3.62)$$

A tensão máxima sobre o capacitor C_3 , considerando a máxima tensão de entrada é:

$$V_{C3_{\text{máx_Vmáx}}} = V_{C3_{\text{máx_Vmáx}}} + \frac{\Delta V_{C_3}}{2} = 425 + \frac{0,2 \cdot 425}{2} \rightarrow V_{C3_{\text{máx_Vmáx}}} \cong 467,5 \text{ V} \quad (3.63)$$

Resolvendo (2.4), encontra-se o valor da capacitância C_3 .

$$C_3 = \frac{I_{L2_{\text{máx_Vmín}}} \cdot D_{\text{máx}}}{\Delta V_{C_3}} \cdot T_{s_{\text{mín}}} = \frac{0,475 \cdot 0,678}{0,2 \cdot 37} \cdot 12,5 \times 10^{-6} \rightarrow C_3 = 544 \text{ nF} \quad (3.64)$$

3.7.4 CAPACITOR C_4

De (2.18), encontra-se a tensão média, sobre o capacitor C_4 , para a mínima tensão de entrada.

$$V_{C4_{\text{máx_Vmín}}} = \frac{V_0}{D_{\text{máx}}} = \frac{17,15}{0,678} \rightarrow V_{C4_{\text{máx_Vmín}}} \cong 25,5 \text{ V} \quad (3.65)$$

A tensão média sobre o capacitor C_3 , considerando a máxima tensão de entrada é:

$$V_{C4_{\text{máx_Vmáx}}} = \frac{V_0}{D_{\text{mín}}} = \frac{17,15}{0,2} \rightarrow V_{C4_{\text{máx_Vmáx}}} \cong 86 \text{ V} \quad (3.66)$$

Tensão máxima sobre o capacitor C_3 , considerando a máxima tensão de entrada é:

$$V_{C4_{\text{máx_Vmáx}}} = V_{C4_{\text{máx_Vmáx}}} + \frac{\Delta V_{C_4}}{2} = 86 + \frac{0,2 \cdot 86}{2} \rightarrow V_{C4_{\text{máx_Vmáx}}} \cong 95 \text{ V} \quad (3.67)$$

Resolvendo (2.11), encontra-se o valor da capacitância C_4 .

$$C_4 = \frac{I_{L2\text{máx}} \cdot (1 - D_{\text{máx}})}{\Delta V_{C_4}} \cdot T_{s\text{máx}} = \frac{0,475 \cdot (1 - 0,678)}{0,2 \cdot 25,5} \cdot 12,5 \times 10^{-6} \rightarrow C_4 = 375 \text{ nF} \quad (3.68)$$

3.7.5 CAPACITOR C5

Considerando desprezível a ondulação de corrente na carga, então $\Delta I_{L3} = \Delta I_{C5}$. Assim a corrente média de carga do capacitor no tempo $T/2$ é $I_{C5} = \Delta I_{L3}/4$, então a ondulação de tensão no capacitor C_5 [31] é:

$$\Delta V_{C_5} = \frac{1}{C_5} \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{\Delta I_{C_5}}{4} t dt = \frac{\Delta I_{C_5}}{8C_5 f} \quad (3.69)$$

Como $\Delta I_{L3} = \Delta I_{C5}$, então de (3.13) e (3.69) obtém-se:

$$C_5 = \frac{V_0 (1 - D_{\text{máx}})}{8L_3 f^2 \Delta V_{C_5}} = \frac{17,15 (1 - 0,678)}{8 \cdot 1,23 \times 10^{-3} \cdot 80.000^2 \cdot 2} \rightarrow C_5 \cong 44 \text{ nF} \quad (3.70)$$

A máxima tensão sobre o capacitor C_5 é a tensão de saída do conversor $V_0 = 17,15 \text{ V}$.

3.7.6 CAPACITOR DE SAÍDA DE FONTE AUXILIAR

Para o projeto do capacitor de saída da fonte auxiliar tem-se que:

- dissipação contínua de potência do CI = 630 mW [27], então $I_{S\text{máx}} = \frac{P_{D\text{máx}}}{V_{\text{Aux}}} = \frac{0,630}{20} = 31,5 \text{ mA}$
- $\Delta V_C = 10 \%$

Então o capacitor de saída da fonte auxiliar pode ser calculado por [30]:

$$C_f = \frac{I_s \cdot D_{\text{máx}}}{f_s \cdot \Delta V_C} = \frac{31,5 \times 10^{-3} \cdot 0,678}{80.000 \cdot 0,1 \cdot 20} \rightarrow C = 133 \text{ nF} \quad (3.71)$$

A tensão máxima sobre o capacitor da fonte auxiliar será a tensão de saída da fonte, $V_{\text{Aux}} = 20 \text{ V}$, porém o ideal seria utilizar um capacitor com tensão de no mínimo 25 V para ter-se uma de margem de segurança.

3.8 PROJETO DOS SEMICONDUTORES

3.8.1 DIODO D₁

A corrente média que circula através do diodo D₁ é a própria corrente que circula através de L₁, então:

$$I_{D1\text{méd}} = I_{L1\text{m d_Vm n}} \rightarrow I_{D1\text{méd}} = 1,25 \text{ A} \quad (3.72)$$

O pico de corrente através do diodo D₁ é o próprio pico de corrente através de L₁, então:

$$I_{D1\text{pk}} = I_{L1\text{pk_Vm n}} \rightarrow I_{D1\text{pk}} = 1,8 \text{ A} \quad (3.73)$$

A tensão reversa máxima sobre o diodo D₁ pode ser encontrada por:

$$V_{rD1\text{máx}} = V_{C4\text{máx}} \rightarrow V_{rD1\text{máx}} \cong 95 \text{ V} \quad (3.74)$$

3.8.2 DIODO D₂

A corrente média que circula através do diodo D₂ também é a corrente que circula através de L₁, então:

$$I_{D2\text{méd}} = I_{L1\text{m d_Vm n}} \rightarrow I_{D2\text{méd}} = 1,25 \text{ A} \quad (3.75)$$

O pico de corrente através do diodo D₂ é o próprio pico de corrente através de L₁, então:

$$I_{D2\text{pk}} = I_{L1\text{pk_Vm n}} \rightarrow I_{D2\text{pk}} = 1,8 \text{ A} \quad (3.76)$$

A tensão reversa máxima sobre o diodo D₂ pode ser encontrada por:

$$V_{rD2\text{máx}} = V_{C3\text{máx}} - V_{C4\text{máx}} = 467,5 - 95 \rightarrow V_{rD2\text{máx}} \cong 372,5 \text{ V} \quad (3.77)$$

3.8.3 DIODO D₃

A corrente média que circula através do diodo D₃ é a corrente que circula através do indutor L₂, então:

$$I_{D3_{\text{méd}}} = I_{L2_{\text{méd_Vmín}}} \rightarrow I_{D3_{\text{méd}}} = 475 \text{ mA} \quad (3.78)$$

O pico de corrente através do diodo D_3 é o próprio pico de corrente através de L_2 , então:

$$I_{D3_{\text{pk}}} = I_{L2_{\text{pk_Vmín}}} \rightarrow I_{D3_{\text{pk}}} = 689 \text{ mA} \quad (3.79)$$

A tensão reversa máxima sobre o diodo D_3 pode ser encontrada por:

$$V_{rD3_{\text{máx}}} = V_{C3_{\text{máx}}} \rightarrow V_{rD3_{\text{máx}}} \cong 467,5 \text{ V} \quad (3.80)$$

3.8.4 DIODO D_4

A corrente média que circula através do diodo D_4 é:

$$I_{D4_{\text{méd}}} = I_{L3_{\text{méd_Vmín}}} - I_{L2_{\text{méd_Vmín}}} = 0,7 - 0,475 \rightarrow I_{D4_{\text{méd}}} = 225 \text{ mA} \quad (3.81)$$

O pico de corrente através do diodo D_4 ocorre quando o conversor é alimentado com a máxima tensão de entrada, $V_i = 340 \text{ V}$, isso acontece, pois a corrente I_{D4} é a diferença entre a corrente I_{L3} e I_{L2} . Como I_{L3} é constante, na máxima tensão I_{L2} terá o seu menor valor, então I_{D4} será máximo:

$$I_{D4_{\text{pk}}} = I_{L3_{\text{pk_Vmín}}} - I_{L2_{\text{pk_Vmáx}}} = 0,77 - 0,203 \rightarrow I_{D4_{\text{pk}}} = 567 \text{ mA} \quad (3.82)$$

A tensão reversa máxima sobre o diodo D_4 pode ser encontrada por:

$$V_{rD4_{\text{máx}}} = V_{C3_{\text{máx}}} \rightarrow V_{rD4_{\text{máx}}} \cong 467,5 \text{ V} \quad (3.83)$$

3.8.5 DIODO D_5

A corrente média que circula através do diodo D_5 é:

$$I_{D5_{\text{méd}}} = I_{L1_{\text{méd_Vmín}}} + I_{L3_{\text{méd_Vmín}}} = 1,25 + 0,7 \rightarrow I_{D5_{\text{méd}}} = 1,95 \text{ A} \quad (3.84)$$

O pico de corrente através do diodo D_5 é:

$$I_{D5_{\text{pk}}} = I_{L1_{\text{pk_Vmín}}} + I_{L3_{\text{pk_Vmín}}} = 1,8 + 0,77 \rightarrow I_{D5_{\text{pk}}} = 2,57 \text{ A} \quad (3.85)$$

A tensão reversa máxima sobre o diodo D_5 pode ser encontrada por:

$$V_{rD5_{\max}} = \frac{V_0}{D_{\min}} = \frac{17,15}{0,2} \rightarrow V_{rD5_{\max}} \cong 85,75 \text{ V} \quad (3.86)$$

3.8.6 DIODO DA FONTE AUXILIAR

O pico de corrente através do secundário do transformador da fonte auxiliar pode ser calculada por:

$$I_{S_{\max}} = \frac{2 \cdot I_{S_{\max}}}{D_{\max}} = \frac{2 \cdot 31,5 \times 10^{-3}}{0,678} \rightarrow I_{S_{\max}} \cong 93 \text{ mA} \quad (3.87)$$

Para o cálculo da máxima tensão reserva sobre o diodo tem-se que:

$$V_C = V_{\text{Aux}} = 20 \text{ V}$$

De (2.3) e (2.18), encontra-se que a máxima tensão no primário do transformador quando a chave está fechada é:

$$V_{inAux_{\max}} = V_{L3_{\max}} = \frac{V_0}{D_{\min}} - V_0 = \frac{17,15}{0,2} - 17,15 \rightarrow V_{in_{\max}} \cong 69 \text{ V} \quad (3.88)$$

A tensão máxima reversa sobre o diodo da fonte auxiliar pode ser calculada por [30]:

$$V_{fD} = V_C + V_{inAux_{\max}} \frac{N_S}{N_P} \cdot \sqrt{2} = 20 + 69 \cdot \frac{97}{79} \cdot \sqrt{2} \rightarrow V_{fD} \cong 140 \text{ V} \quad (3.89)$$

3.8.7 MOSFET S:

A corrente média que circula através do MOSFET S é:

$$I_{S_{\text{med}}} = I_{L1_{\text{med_}V_{\min}}} + I_{L3_{\text{med_}V_{\min}}} = 1,25 + 0,7 \rightarrow I_{S_{\text{med}}} = 1,95 \text{ A} \quad (3.90)$$

O pico de corrente através do MOSET S é:

$$I_{S_{\max}} = I_{L1_{\max_V_{\min}}} + I_{L3_{\max_V_{\min}}} = 1,8 + 0,7 \rightarrow I_{S_{\max}} = 2,5 \text{ A} \quad (3.91)$$

De (2.20), (3.62) e (3.66), obtém-se que a máxima tensão sobre o MOSFET S é:

$$V_{\text{Smax}} = \frac{V_0(D_{\text{min}} + 1)}{D_{\text{min}}^2} = \frac{17,15(0,2+1)}{0,2^2} \rightarrow V_{\text{Smax}} \cong 514,5 \text{ V} \quad (3.92)$$

3.9 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Foi apresentado neste capítulo, um detalhado roteiro de projeto do conversor Boost-Buck2, inclusive o projeto físico dos indutores.

Para o projeto do sensor de corrente de saída, foi necessário elevar o *ripple* de corrente de 10% para 20%. O *ripple* de 10% estava resultando em um resistor de sensor de corrente com alto valor de resistência, o que iria dissipar aproximadamente um quarto da potência total do conversor, tornando inviável a construção do protótipo. Com a elevação do *ripple* para 20%, o que não prejudica a vida útil do LED, tem-se uma pequena dissipação no resistor de sensor de corrente de saída, melhorando a viabilidade do protótipo.

CAPÍTULO 4

RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E EXPERIMENTAIS

4.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Este capítulo tem o intuito de avaliar através de simulações computacionais e um protótipo, o funcionamento do conversor Boost-Buck2 com os componentes projetados no capítulo 03 deste trabalho.

Ao longo deste capítulo será apresentada uma tabela com a especificação de cada componente utilizado no protótipo. Será também apresentado o circuito simulado no *software Orcad*®, e o esquemático do protótipo, seguido de uma descrição detalhada dos problemas e as respectivas soluções para o pleno funcionamento da estrutura.

Na sequência serão apresentados resultados experimentais comparando-os com os resultados de simulação, e por fim, valores de iluminância medidos em laboratório, para três diferentes tipos de LEDs com aproximadamente mesma potência, 12 W.

Como a estrutura construída visa somente comprovar a funcionalidade do conversor, ou seja, não é uma versão industrial/comercial, alguns componentes utilizados foram superdimensionados, seja devido a disponibilidade em laboratório ou até mesmo a fim de suportar teste mais severos na operação.

4.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

Os resultados de simulações e experimentais foram obtidos de acordo com os valores dos componentes descritos na Tabela 4.1 e uma lâmpada de LEDs com quatro Edixeon LEDs [32].

Tabela 4.1
Componentes Utilizados no Protótipo

COMPONENTES	VALORES
Indutor L ₁	28 mH
Indutor L ₂	6,7 mH
Indutor L ₃ /secundário	0,726 / 1,21 mH
Capacitor Eletrolítico C ₁	47 μ F 400 V
Capacitor poliéster C ₂ e C ₃	560 η F 630 V
Capacitor poliéster C ₄	390 η F 250V
Capacitor poliéster C ₅	47 η F 400 V
Capacitor poliéster C _f	150 η F 250V
Capacitor cerâmico C ₆	1 μ F 50V
Capacitor cerâmico C ₇	0,1 μ F 50V
Capacitor cerâmico C ₈	22 μ F 50V
Ponte retificadora	SKB 2/12L5A
Diodos D ₁ , D ₂ , D ₃ , D ₄ e D ₅	HFA30TA60
Diodo D _f	UF4005
MOSFET S	STD8NM60N-1
Resistor circuito de partida R	220 k Ω
Transistor do circuito de partida T	ZXTN08400BFF
Diodo Zener circuito partida Z ₁	1N4742
Diodo circuito de partida D ₆	1N4148
Sensor corrente saída R _{CS2}	1,2 Ω , 0,6 W, 1%
Sensor corrente saída R _{S2a}	750 Ω , 0,5 W, 1%
Sensor corrente saída R _{S2b}	6,8 Ω , 0,5 W, 1%
Ref. do sensor de entrada e saída R _{ref1} e R _{ref2}	10 k Ω , 0,5 W, 1%
Sensor corrente entrada R _{CS1}	0,25 Ω (4 // 1 Ω), 0,5 W, 1%
Sensor corrente entrada R _{S1}	4,7 k Ω , 0,5 W, 1%
Indutor <i>snubber</i> L _S	26 μ H
Resistor <i>snubber</i> R _S	10 Ω 0,5 W 5%
Diodo <i>snubber</i> D _s	BYV26C
Resistor <i>snubber</i> R _{sf}	2,2 k Ω
Capacitor <i>snubber</i> C _{sf}	330 μ F
Diodo Zener saída do conversor Z ₂	1N4749
LED ₁ , LED ₂ , LED ₃ , e LED ₄	EDSW-KLC8-B3 / 700 mA

Analizando a Tabela 4.1, nota-se que o indutor L₃, está com um valor de indutância menor em relação ao calculado em (3.18). Isso ocorre, pois a frequência de chaveamento do protótipo estava abaixo do esperado, então como esta depende da derivada de corrente no indutor L₃, foi necessária uma diminuição da indutância. Em simulação não percebe-se este efeito, pois o *software* não leva em consideração as indutâncias e capacitâncias parasitas presentes no circuito real.

Desta maneira foi montado o circuito para a simulação do conversor Boost-Buck2, no software *ORCAD® 10.3*. Como o software não disponibiliza o CI HV9930, nem LEDs para simulação, foi então montado um circuito equivalente, de acordo com o diagrama de blocos do HV9930, e para simular os LEDs foi utilizado um resistor em série com um diodo ideal. O resistor foi calculado para provocar queda de tensão igual à tensão direta dos LEDs. Da mesma forma o MOSFET utilizado foi o IRF740 que possui características semelhantes ao STD8NM60N-1. Porém na prática não seria possível a utilização deste devido à alta capacidade de entrada, já explicado anteriormente. O circuito simulado é mostrado na Figura 4.1.

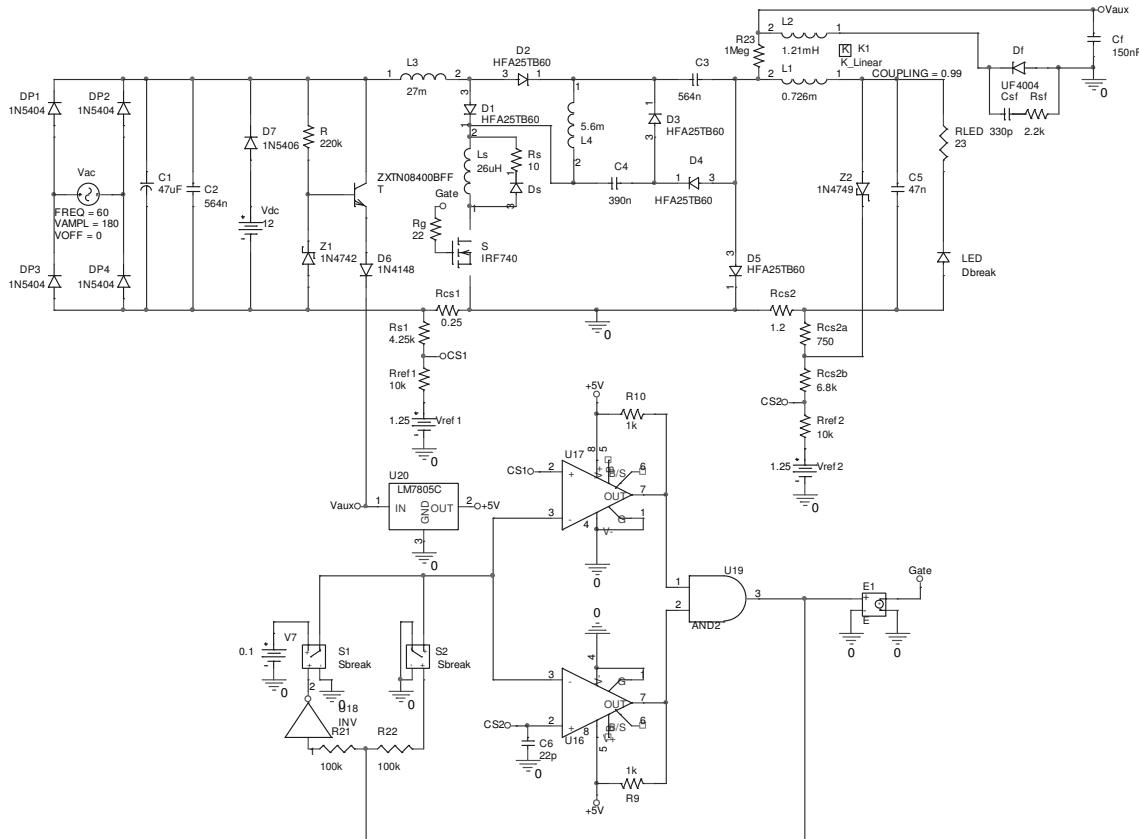


Figura 4.1 - Circuito simulado no software *ORCAD®*

A Figura 4.2 mostra o circuito do conversor Boost-Buck2 com o CI HV9930, com os respectivos valores dos componentes utilizados, exatamente como foi montado o protótipo.

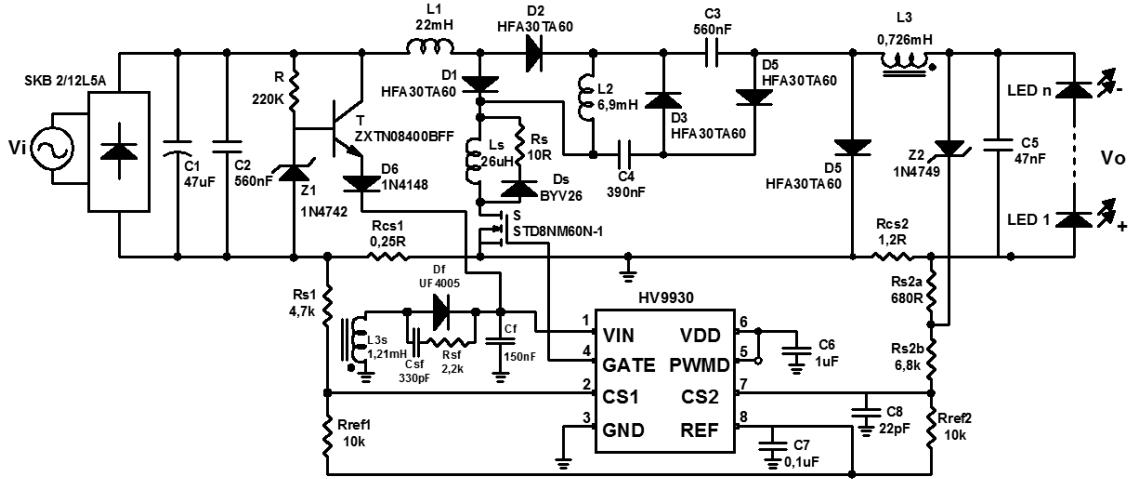


Figura 4.2 - Circuito referente ao protótipo construído

Os ensaios experimentais mostraram que o funcionamento do conversor, com o enrolamento secundário da fonte auxiliar no mesmo núcleo que o indutor L_3 , como apresentado na Figura 4.2, não era satisfatório em tensões acima de $180\text{ V}_{\text{RMS}}$. Assim, para tensões de alimentação mais altas, aparece um ruído em uma frequência muito maior que a frequência de chaveamento, comprometendo o funcionamento e componentes do conversor.

Buscando eliminar esse problema, o indutor L_3 e o transformador da fonte auxiliar foram separados em dois núcleos. Foi então construído o indutor L_3 sem o enrolamento secundário, e em outro núcleo foi construído o transformador da fonte auxiliar para alimentar o CI HV9930, com a mínima indutância possível no primário. O indutor L_3 e o primário do transformador foram ligados em série, desta forma, percebeu-se que o problema do ruído em alta frequência foi minimizado, porém próximo dos $220\text{ V}_{\text{RMS}}$ ainda existe ruído em alta frequência que compromete a boa operação do conversor.

Devido ao problema do ruído buscaram-se técnicas para aprimorar a construção de transformadores Flyback e encontrou-se em [33] um recurso chamado “Tela de Faraday”. Essa consiste de uma fita de cobre envolvendo a bobina do transformador ou indutor, formando uma espira ao redor de todo o comprimento desta, envolvendo inclusive as pernas laterais do núcleo de ferite. Assim, a fita deve ser colocada no mesmo sentido em que estão

enroladas as espiras e deve ter largura de no máximo 30% da bobina. Além disso, deve ser colocada centrada sobre os entreferros, que é a região onde ocorre a maior dispersão do fluxo magnético. Outro ponto importante é garantir a isolação entre a fita, bobina e material magnético. Em casos extremos, conecta-se a fita de cobre ao GND do circuito, permitindo que as correntes induzidas na fita circulem para o GND.

Aplicando todos os procedimentos descritos acima, resolveram-se os problemas com ruídos de alta frequência apresentados anteriormente. Porém, esses recursos têm como consequência um decréscimo da eficiência do equipamento que o utiliza. Portanto, buscando melhorar o desempenho do conversor foi projetada e confeccionada uma nova placa para a montagem do protótipo.

A nova placa foi confeccionada em dupla face; onde na face inferior estão às trilhas do circuito, e nos espaços entre as trilhas está a malha de terra, consequentemente a face superior é somente uma malha de terra do circuito. Também foram alteradas as posições dos componentes de potência e os componentes de sensor de corrente e controle do conversor, distanciando-os uns dos outros a fim de minimizar as interferências causadas pelo ruído de chaveamento.

Com a nova placa dupla face pronta, verificou-se através de análise experimental que não era mais necessária a utilização da “Tela de Faraday”. Isso ocorreu devido à nova distribuição dos componentes na placa e a inserção de uma segunda face que é uma malha de terra, funcionando com uma blindagem aos ruídos de alta frequência.

Entretanto buscando ainda aperfeiçoar o conversor, e diminuir a quantidade de componentes utilizados (núcleos de ferrite, cobre) e consequentemente o tamanho, em [33], foi encontrado que, uma maneira de conseguir a maior isolação entre primário e secundário é a construção do transformador com uma “Tela de Segurança”, que consiste da inserção de uma fita de cobre entre os enrolamentos. Esta deve ser isolada eletricamente tanto do primário

como do secundário, deve ter a mesma largura e envolver todo o perímetro da bobina. Além disso, as duas extremidades da fita devem ser isoladas de maneira a não fechar um curto-circuito e não formar uma espira, evitando a circulação de grandes correntes.

A fita deve ser ligada ao GND do circuito no lado oposto das extremidades isoladas. Deste modo circulam duas pequenas correntes induzidas, em sentidos opostos, da extremidade isolada da fita para o ponto onde está ligado ao GND do circuito, cancelando os efeitos das interferências eletromagnéticas (EMI) e rádio frequência (RFI), aumentando a isolação de ruídos entre primário e secundário.

Assim, com a nova montagem conseguiu-se a operação desejada do conversor utilizando um único núcleo para o indutor L_3 e o secundário do transformador.

A Figura 4.3 mostra a montagem final do protótipo do conversor acionando uma lâmpada de LEDs de 12 W.

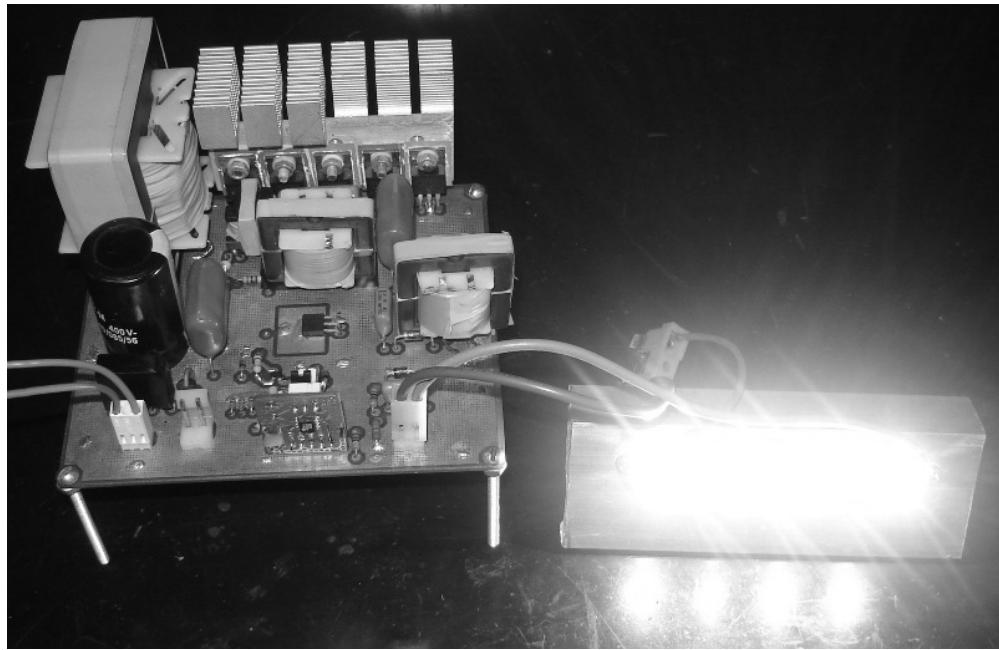


Figura 4.3 - Protótipo do conversor Boost-Buck2 acionando uma lâmpada de LEDs

A seguir são apresentados resultados experimentais (coluna à esquerda) e resultados de simulação (coluna à direita).

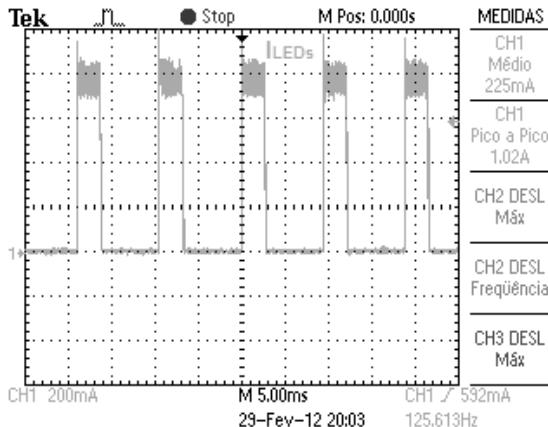


Figura 4.4 – Experimental - Forma de onde de corrente na lâmpada de LEDs (200mA/Div) para tensão de entrada $V_i = 12 \text{ V}_{\text{DC}}$.

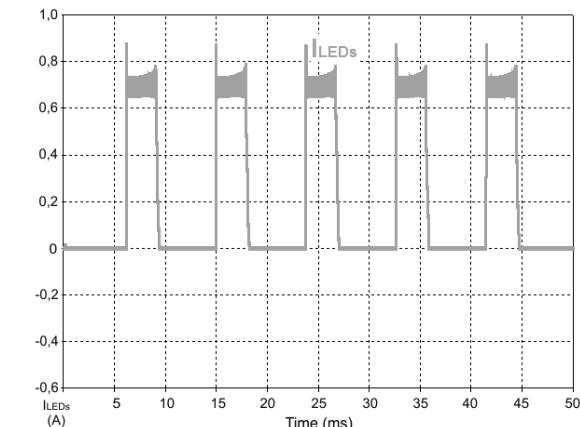


Figura 4.5 – Simulação - Forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs (200mA/Div) para tensão de entrada $V_i = 12 \text{ V}_{\text{DC}}$.

Na Figura 4.4 (experimental) e Figura 4.5 (simulação), que é a condição para a mínima tensão de entrada $V_i = 12 \text{ V}_{\text{DC}}$, nota-se que a corrente através da lâmpada de LEDs está pulsada. Isso é uma característica inerente da estratégia de controle do CI HV9930 quando aplicado a conversores com ampla faixa de tensão de entrada. Desta maneira, em regime permanente, o controle por histerese fecha a chave S quando a corrente através do indutor L_3 alcança o limite inferior, e a abre quando a corrente alcança o limite superior, mantendo a corrente média em aproximadamente em 700 mA. Entretanto quando a chave S é fechada e a corrente de saída não alcança o limite superior, o controle mantém esta fechada até a corrente através do indutor L_1 alcançar o máximo valor de projeto, definido pelos resistores R_{cs1} e R_{s1} . Desta maneira a chave é aberta e o conversor retorna a operação normal por mais alguns milissegundos, como mostra a Figura 4.4 e Figura 4.5.

Para a mínima tensão de entrada $V_i = 12 \text{ V}_{\text{DC}}$, a corrente entregue a lâmpada de LEDs é pulsada reduzindo seu valor médio. Sabendo que a operação na mínima tensão de entrada é somente para iluminação de emergência, consultou-se a Norma NBR 10898:1999 [34], que cita que a distância máxima entre as luminárias de emergência deve ser equivalente a quatro vezes a altura livre entre as luminárias e o piso e iluminância mínima no ponto médio entre as luminárias é de 3 lux para áreas planas e sem obstáculos e 5 lux para áreas com obstáculos e

em escadas.

Porém como a estrutura é projetada para operar tanto em iluminação de emergência como iluminação convencional, em [4] menciona-se que para uma iluminação uniforme do ambiente, a distância máxima entre as luminárias deve estar entre 1 e 1,5 vezes a altura útil entre a luminária e o piso.

Assim, foi realizado um ensaio com duas lâmpadas de LEDs fixadas a uma altura livre de 2 metros do piso e a uma distância de 3 metros entre as lâmpadas. No ponto médio entre as duas lâmpadas e com o conversor alimentado em 12 V_{DC} , foi medido com o luxímetro uma iluminância de 10,2 lux. Então foi verificado que a iluminância que a lâmpada de LEDs emite com o conversor alimentado em $V_i = 12 \text{ V}_{\text{DC}}$, atende a norma previamente mencionada. Apesar da corrente na lâmpada de LEDs ser pulsada, é observado somente um decréscimo no brilho desta, mas nenhuma ocorrência de *flicker*.

A Figura 4.6 e Figura 4.7, mostram uma ampliação na escala de tempo da Figura 4.4 e Figura 4.5 no momento em que o conversor está operando normalmente.

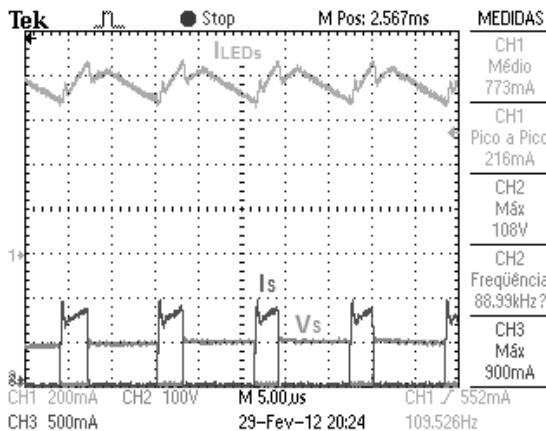


Figura 4.6 – Experimental - CH1: forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs (200mA/Div); CH2: forma de onda de tensão (100V/oiv) e CH3 forma de onda de corrente no MOSFET S (500mA/Div) para tensão de entrada $V_i = 12 \text{ V}_{\text{DC}}$.

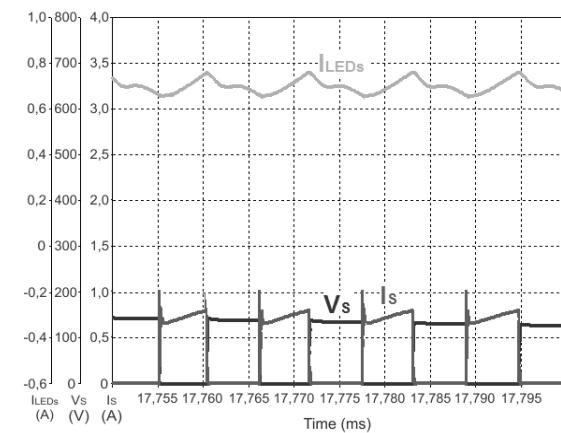
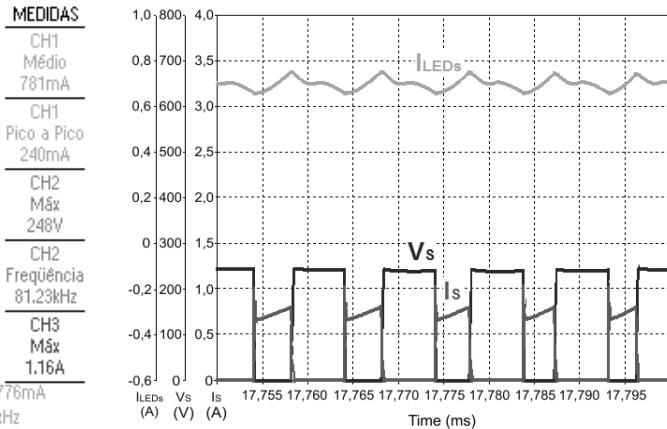
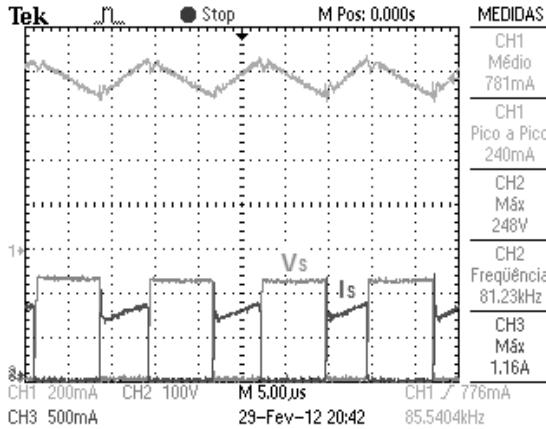


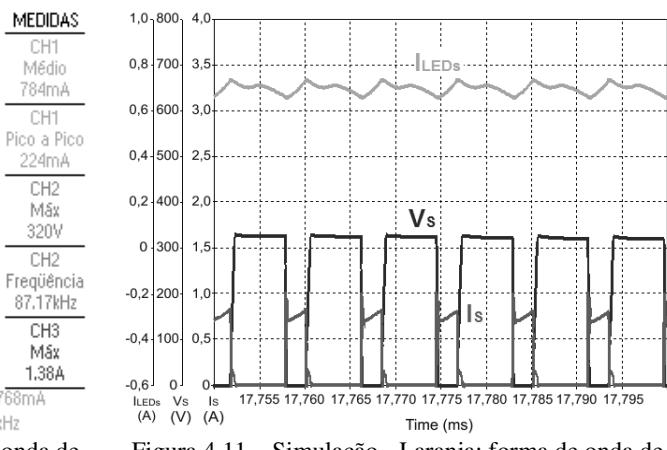
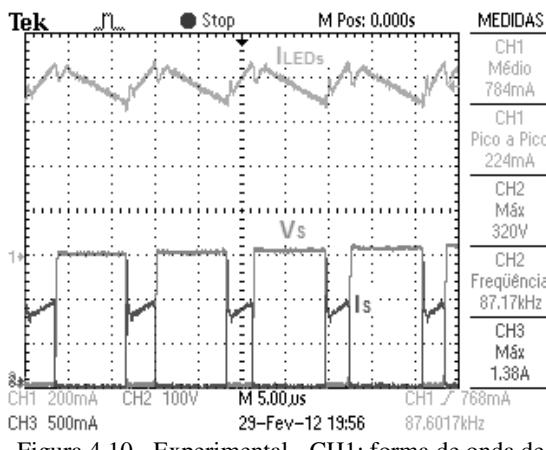
Figura 4.7 - Simulação – Laranja: forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs (200mA/Div); azul: forma de onda de tensão (100V/Div) e roxo forma de onda de corrente no MOSFET S (500mA/Div) para tensão de entrada $V_i = 12 \text{ V}_{\text{DC}}$.

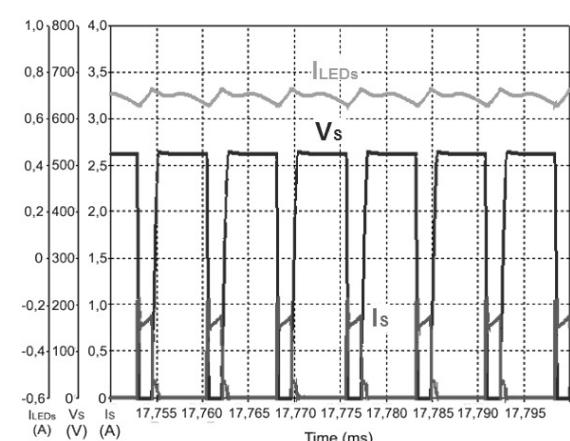
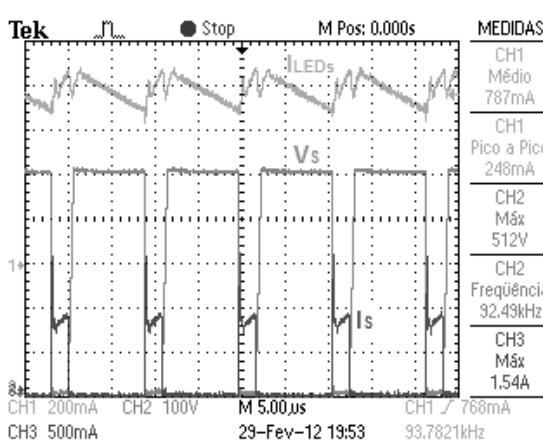
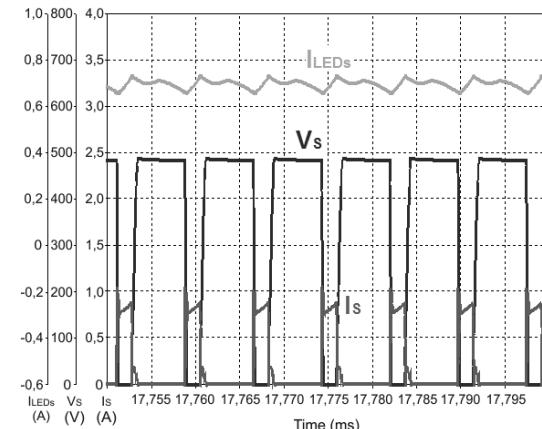
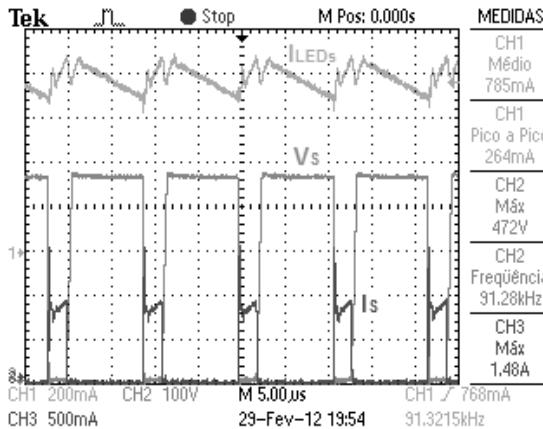
A Figura 4.8 e Figura 4.9, mostram a forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs, a forma de onda de tensão e corrente no MOSFET S para a entrada de tensão $V_i = 90 \text{ V}_{\text{RMS}}$.

Assim é possível perceber que para maiores valores de tensão de entrada, a corrente na lâmpada de LEDs não está pulsada e está com valor médio em aproximadamente 780 mA.



Assim, é possível perceber na Figura 4.8 até a Figura 4.15, que mostra a forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs, a forma de onda de tensão e corrente no MOSFET S, que a corrente de saída do conversor não está pulsada para a faixa de tensão universal (90 – 240 V_{RMS}), demonstrando a perfeita funcionalidade para maiores faixas de tensões.





Como o conversor Boost-Buck2 foi projetado para operar em iluminação de emergência (12 V_{DC}) e iluminação convencional (90 – 240 V_{RMS}), foram realizados alguns ensaios simulando degraus na tensão de entrada. A situação crítica seria o conversor alimentado em $V_i = 12$ V_{DC}, sendo a razão cíclica do MOSFET S máxima, e em algum momento retornar a alimentação da rede $V_i = 220$ V_{RMS} na qual a razão cíclica de operação do MOSFET S é mínima. Se o controle com o CI HV9930 não atuar rapidamente na razão cíclica, poderia ocorrer uma elevação na corrente de saída do conversor, danificando

permanentemente a lâmpada a LEDs.

As figuras a seguir mostram o transitório na forma de onda de corrente da lâmpada a LEDs e a tensão no *gate* do MOSFET S para degraus na tensão de entrada: Figura 4.16 $V_i = 12 \text{ V}_{\text{DC}}$ para $V_i = 127 \text{ V}_{\text{RMS}}$; Figura 4.18 $V_i = 12 \text{ V}_{\text{DC}}$ para $V_i = 220 \text{ V}_{\text{RMS}}$; Figura 4.20 $V_i = 127 \text{ V}_{\text{RMS}}$ para $V_i = 12 \text{ V}_{\text{DC}}$; e Figura 4.21 $V_i = 220 \text{ V}_{\text{RMS}}$ para $V_i = 12 \text{ V}_{\text{DC}}$. O CH3 do osciloscópio (V_{trigger}) foi utilizado somente ligado a uma bateria a fim de conseguir a aquisição da forma de onda no momento da transição na tensão de entrada.

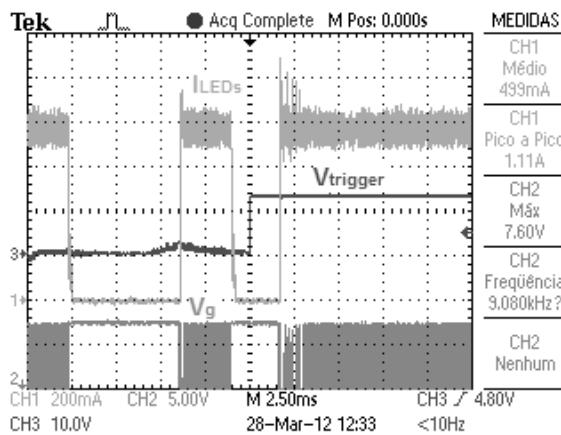


Figura 4.16 - Transitório na corrente da lâmpada a LEDs para degrau na tensão de entrada de $V_i = 12 \text{ V}_{\text{DC}}$ para $V_i = 127 \text{ V}_{\text{RMS}}$. CH1 Forma de onda de corrente na lâmpada a LEDs (200mA/Div); CH2 Forma de onda de tensão no *gate* do MOSFET S (5V/Div).

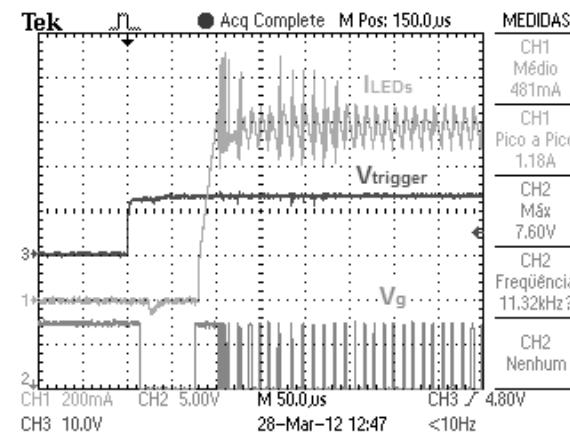


Figura 4.17 – Redução da escala de tempo da Figura 4.16. CH1 Forma de onda de corrente na lâmpada a LEDs (200mA/Div); CH2 Forma de onda de tensão no *gate* do MOSFET S (5V/Div).

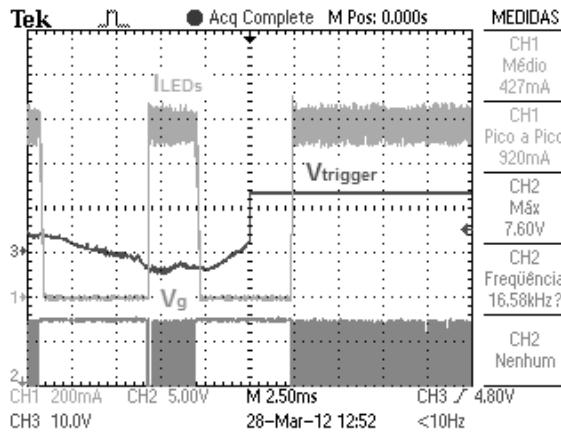


Figura 4.18 - Transitório na corrente da lâmpada a LEDs para degrau na tensão de entrada de $V_i = 12 \text{ V}_{\text{DC}}$ para $V_i = 220 \text{ V}_{\text{RMS}}$. CH1 Forma de onda de corrente na lâmpada a LEDs (200mA/Div); CH2 Forma de onda de tensão no *gate* do MOSFET S (5V/Div).

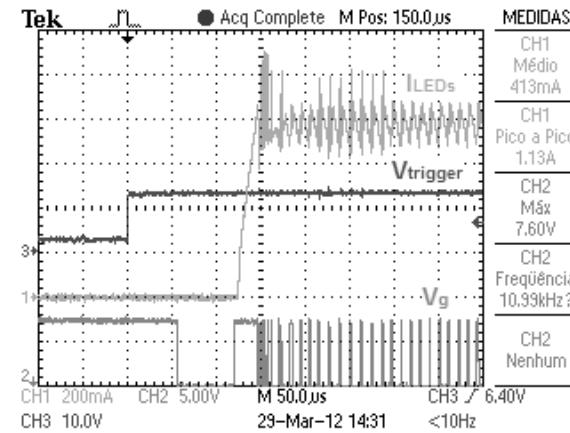
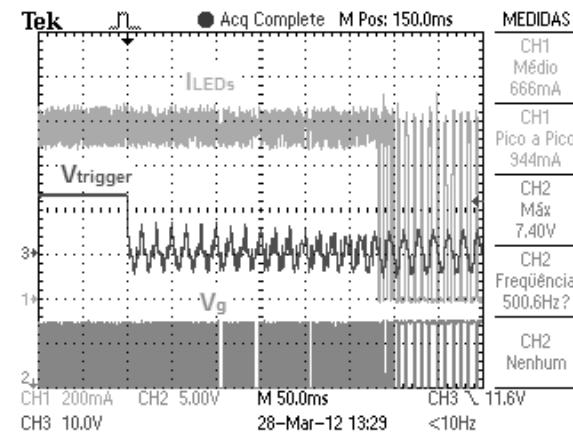
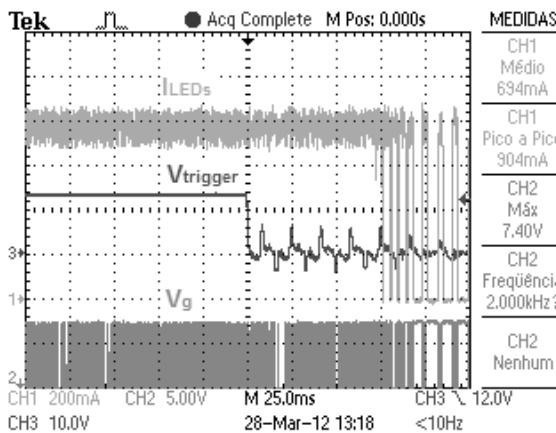


Figura 4.19 - Redução da escala de tempo da Figura 4.18. CH1 Forma de onda de corrente na lâmpada a LEDs (200mA/Div); CH2 Forma de onda de tensão no *gate* do MOSFET S (5V/Div).

A Figura 4.17 mostra o momento da transição na tensão de entrada de $V_i = 12$ V_{DC} para $V_i = 127$ V_{RMS} e Figura 4.19 mostra a transição na tensão de entrada de $V_i = 12$ V_{DC} para $V_i = 220$ V_{RMS}. Percebe-se nos dois casos, que nos primeiros 150 ms, ocorre um sobrechaveamento em uma frequência muito maior que a de operação do MOSFET S, provocando picos na corrente da lâmpada a LEDs que alcança o valor de aproximadamente 1,1 A.

Segundo a ficha técnica dos LEDs, estes suportam picos de corrente de 1 A, então, como a transição na tensão de entrada, de $V_i = 12$ V_{DC} para $V_i = 127$ ou 220 V_{RMS}, acontece somente quando o conversor estava alimentado por uma bateria e ocorre o retorno da energia da rede, o que não é frequente, os picos de corrente não apresentam risco de redução da vida útil da lâmpada a LEDs.



Como pode-se observar na Figura 4.20 e Figura 4.21, a partir do momento da transição na tensão de entrada, a corrente na lâmpada a LEDs ainda permanece contínua, começando a ficar pulsada somente quando o capacitor de filtro do retificador, C_1 (ver Figura 2.7), descarrega. Porém, mesmo quando a corrente começa a ficar pulsada não ocorrem picos de corrente maiores que 1 A que possa comprometer a vida útil da lâmpada a LEDs. Então, analisando as transições de tensão de entrada visualmente, percebe-se somente a redução ou aumento do brilho da lâmpada a LEDs.

A Figura 4.22 (experimental) e a Figura 4.23 (simulação), mostram a forma de onda de corrente na lâmpada a LEDs e a forma de onda de tensão na saída da fonte auxiliar que

alimenta o CI HV9930, para a tensão de entrada $V_i = 127 \text{ V}_{\text{RMS}}$.

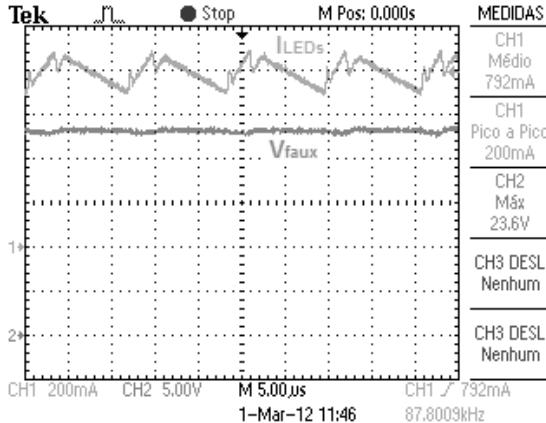


Figura 4.22 - Experimental - CH1: Forma de onda de corrente na lâmpada a LEDs (200mA/Div); CH2: forma de onda de tensão na saída da fonte auxiliar (5V/Div) para tensão de entrada $V_i = 127 \text{ V}_{\text{RMS}}$.

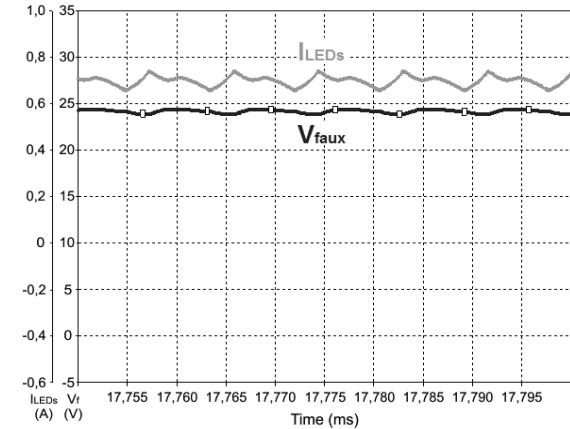


Figura 4.23 – Simulação - Laranja: Forma de onda de corrente na lâmpada a LEDs (200mA/Div); azul: forma de onda de tensão na saída da fonte auxiliar (5V/Div) para tensão de entrada $V_i = 127 \text{ V}_{\text{RMS}}$.

Analisando os resultados de simulação e experimentais percebe-se a similaridade destes, entretanto nota-se uma pequena diferença na frequência de chaveamento, que está ligeiramente maior nos resultados de simulação. Esta ocorrência deve-se ao efeito, já citado anteriormente, das capacitâncias e indutâncias parasitas presentes no circuito real.

Através dos resultados de simulação e posterior comprovação experimental foi verificada a necessidade de inserção de circuitos *snubber* para limitar o pico de corrente na entrada de condução da chave S e limitar o pico de tensão na saída de condução do diodo da fonte auxiliar. Assim, os valores dos componentes dos dois circuitos *snubber* foram ajustados através de simulação e logo após foram implementados no protótipo.

Além do LED citado em [32], foram testados outros dois modelos de LEDs de potência, o EPSW-VF23 [35], e o ELCW-3SB0-B00 [36].

O EPSW-VF23, segundo a ficha técnica do produto, pode operar em 700 mA (4 W) ou 1000 mA (6 W). Então devido o valor de projeto da corrente de saída do conversor, o LED foi acionado em 700 mA, e a fim de atingir a potência desejada da lâmpada, foram conectados três LEDs em série, atingindo um total de 12 W.

Já o ELCW-3SB0-B00, segundo a ficha técnica, opera em 350 mA (3,5 W), que é a

metade da corrente de saída conversor. Então, houve a necessidade de fazer a conexão de dois LEDs em série, conectados em paralelo com mais dois LEDs em série, assim circula por cada LED metade da corrente de saída do conversor.

Com a lâmpada de LEDs fixada a uma altura livre de 2 metros do piso e o conversor alimentado em $V_i = 127 \text{ V}_{\text{RMS}}$, a iluminância medida ao nível do piso, emitida pelos LEDs EDSW-KLC8-B3 foi de 31,8 lux, os LEDs EPSW-VF23 emitiram 92,6 lux e os LEDs ELCW-3SB0-B00 emitiram 106,3 lux.

4.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi apresentado o circuito final do protótipo bem como a especificação de cada componente utilizado, além disso, foram descritos alguns problemas encontrados durante o funcionamento do protótipo seguido das soluções encontradas. Por fim foram apresentados os resultados de simulação e experimentais, e avaliados três modelos diferentes de LEDs.

Para a mínima tensão de entrada, $V_i = 12 \text{ V}_{\text{DC}}$, tanto em simulação quanto no protótipo, a corrente na lâmpada a LEDs estava pulsada, diminuindo o seu valor médio, entretanto atendeu a norma NBR 10.898:1999. Já para a faixa de tensão universal, 90-240V_{RMS}, o funcionamento foi como o esperado, a corrente na lâmpada a LEDs constante com valor médio de aproximadamente 700 mA.

A partir dos resultados obtidos com os três modelos diferentes de LEDs, verifica-se que é possível conseguir valores de iluminância aproximadamente três vezes maiores para LEDs de quase mesma potência, somente buscando componentes mais modernos e eficientes.

A máxima eficiência global do protótipo, que foi aproximadamente 70%, deu-se quando este é alimentado com tensão de entrada de aproximadamente $V_i = 00 \text{ V}_{\text{RMS}}$. Na mínima tensão de entrada, $V_i = 12 \text{ V}_{\text{DC}}$, que a corrente na lâmpada a LEDs está pulsada, a

eficiência global foi em torno de 50%, e para a máxima tensão de entrada, $V_i = 240$ V_{RMS}, a eficiência global medida estava em aproximadamente 60%.

É importante lembrar que a potência de entrada foi medida na alimentação AC do conversor e a potência de saída na lâmpada a LEDs, por isso diz-se eficiência global. Então foi medida a eficiência desde o retificador de entrada, conversor e fonte auxiliar. É importante ressaltar que o conversor Boost-Buck2 é composto por três conversores cascateados, assim, supondo que cada um dos três conversores apresentarem eficiência unitária de 90%, tem-se uma eficiência de 73% para os três conversores cascateados.

CAPÍTULO 5

CONCLUSÃO

Este trabalho teve como propósito analisar e projetar o conversor Boost-Buck2 e avaliar sua funcionalidade usando o CI HV9930 para controle da chave S. Assim essa topologia traz grande flexibilidade, pois o conversor foi projetado para operar desde a tensão de uma bateria (12 V) até a entrada de tensão universal (90 a 240 V_{RMS}), e, além disso, a técnica de controle é de implementação muito simples com o CI HV9930.

Desta forma, o conversor não necessita de fonte auxiliar externa para alimentar o circuito de controle, o que é mais uma facilidade no momento da operação. Então, a alimentação do circuito de controle é realizada por uma fonte auxiliar construída a partir do indutor de saída L₃.

Por isso, uma única estrutura pode ser usada para iluminação de emergência e convencional. Desta maneira o conversor torna-se muito atrativo do ponto de vista técnico e econômico para aplicações industriais, comerciais e residenciais.

Através de resultados de simulações computacionais e subsequente verificação experimental através de um protótipo (como mostrado na Figura 4.3), foi verificado que para a mínima tensão de alimentação, a corrente na saída do conversor estava pulsada. Apesar disso, a iluminância emitida pela lâmpada a LEDs, atende a norma NBR 10898:99, e é observado somente um decréscimo no brilho desta, mas nenhuma ocorrência de “flicker”.

Assim, sabendo que a temperatura da junção depende da corrente que flui através do LED, e a sua vida útil está diretamente relacionada com essa temperatura, a corrente na lâmpada a LEDs estar pulsada, para a mínima tensão de entrada, permite que a junção

trabalhe com temperatura menor, o que traz um incremento na vida útil dos LEDs.

Para a tensão de entrada universal (90 a 240 V_{RMS}), como mostrado nos resultados de simulações e experimentais, a corrente na lâmpada a LEDs não estava pulsada, provando a funcionalidade do conversor Boost-Buck2 e do CI HV9930.

Foram avaliados também, três modelos diferentes de LEDs e mostrou-se que é possível conseguir valores de iluminância aproximadamente três vezes maiores para LEDs de quase mesma potência, somente buscando componentes mais modernos e eficientes. Então a escolha de um bom componente é essencial para extrair a máxima eficiência da estrutura.

A máxima eficiência global do protótipo, deu-se quando este é alimentado com tensão de entrada de aproximadamente $V_i = 90$ V_{RMS}, e foi aproximadamente 70%. Na mínima tensão de entrada, $V_i = 12$ V_{DC}, que a corrente na lâmpada a LEDs está pulsada, a eficiência global foi em torno de 50%, e para a máxima tensão de entrada, $V_i = 240$ V_{RMS}, a eficiência global medida estava em aproximadamente 60%.

Como sugestão para trabalhos futuros, e com o intuito de melhorar a eficiência, pode-se substituir os capacitores, por novos modelos, de menor resistência série equivalente (ESR). Além disso, pode-se estudar uma possível melhora na operação, fazendo com que o conversor deixe de operar com corrente pulsada na saída quando é alimentado por baixas tensões de entrada.

Sugere-se também a implementação de um controle digital, a pesar ser uma estratégia de maior complexidade na implementação, a fim de comparação e uma melhora nos resultados em baixas tensões, melhorando a eficiência global da estrutura.

Pode-se também pensar em implantar uma célula de comutação suave a fim de reduzir a dissipação de energia na comutação da chave e reduzir os ruídos eletromagnéticos.

ANEXO I

O CONVERSOR BOOST-BUCK2 CONSIDERANDO DIODOS REAIS (VF = 1 V)

I.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A ideia inicial de realizar a análise considerando a tensão direta dos diodos surgiu devido à quantidade de diodos presentes na topologia. Então, quando o conversor está alimentado na faixa de tensão universal (90 a 240 V_{RMS}), as tensões diretas não representam perca significativa, mas quando alimentado na mínima tensão de entrada (12 V_{DC}), a soma da tensão direta nos três diodos, que estão em condução na segunda etapa de operação, representa cerca de um quarto da tensão de entrada.

Assim, foram realizadas algumas medições com vários modelos de diodos, percorridos por uma corrente elétrica de aproximadamente 1 A, e chegou-se no valor genérico da tensão direta de V_F = 1 V.

I.2 EQUAÇÕES CONSIDERANDO DIODOS REAIS

Para a análise realizada até o momento, foram considerados diodos ideais, ou seja, não foi considerada a queda de tensão direta (V_F) dos diodos.

Considerando a queda de tensão direta dos diodos pode-se reescrever as equações (2.1), (2.2), (2.3), (2.7), (2.8) e (2.9).

Para a primeira etapa de operação obtém-se:

$$V_i - V_{L_1} - V_{D_1} = 0 \rightarrow V_i - V_{D_1} = L_1 \frac{di_{L_1}}{dt_1} \quad (I.1)$$

$$V_{C_3} - V_{L_2} - V_{C_4} + V_{D_4} = 0 \rightarrow V_{C_3} - V_{C_4} + V_{D_4} = L_2 \frac{di_{L_2}}{dt_1} \quad (I.2)$$

$$V_{C_4} - V_0 - V_{L_3} - V_{D_4} = 0 \rightarrow V_{C_4} - V_0 - V_{D_4} = L_3 \frac{di_{L_3}}{dt_1} \quad (I.3)$$

Para a segunda etapa de operação obtém-se:

$$V_i - V_{L_1} - V_{C_3} - V_{D_2} - V_{D_5} = 0 \rightarrow V_{C_3} - V_i + V_{D_2} + V_{D_5} = -L_1 \frac{di_{L_1}}{dt_2} \quad (I.4)$$

$$V_{C_4} + V_{L_2} + V_{D_3} = 0 \rightarrow V_{C_4} + V_{D_3} = -L_2 \frac{di_{L_2}}{dt_2} \quad (I.5)$$

$$V_0 + V_{L_3} + V_{D_5} = 0 \rightarrow V_0 + V_{D_5} = -L_3 \frac{di_{L_3}}{dt_2} \quad (I.6)$$

A partir desse ponto, por questão de simplificação das equações, serão consideradas iguais todas as quedas de tensão direta nos diodos, assim:

$$V_{D_1} = V_{D_2} = V_{D_3} = V_{D_4} = V_{D_5} = V_D$$

Partindo do princípio que a integral de tensão sobre os indutores, para um período completo de chaveamento, é zero, tem-se:

Para o indutor L_1 :

$$(V_i - V_D)DT - (V_{C_3} - V_i + V_D + V_D)(1-D)T = 0 \quad (I.7)$$

Resolvendo (I.7) para V_{C3} , obtém-se

$$V_{C_3} = \frac{V_i + V_D(D-2)}{(1-D)} \quad (I.8)$$

Para o indutor $L2$:

$$(V_{C_3} - V_{C_4} + V_D)DT - (V_{C_4} + V_D)(1-D)T = 0 \quad (I.9)$$

Resolvendo (I.9) para V_{C4} , obtém-se

$$V_{C_4} = V_D(2D-1) + V_{C_3} \cdot D \quad (I.10)$$

Para o indutor L3:

$$(V_{C_4} - V_0 - V_D)DT - (V_0 + V_D)(1-D)T = 0 \quad (I.11)$$

Resolvendo (I.11) para V_0 , obtém-se

$$V_0 = V_{C_5} = V_{C_4} \cdot D - V_D \quad (I.12)$$

Substituindo (I.8), (I.10) e (I.12), obtém-se

$$V_0 = V_{C_5} = \frac{D^2 \cdot V_i}{(1-D)} - \frac{V_D \cdot (D^3 - D^2 + 1)}{(1-D)} \quad (I.13)$$

De (I.13) encontra-se que o ganho estático do conversor considerando a queda de tensão direta nos diodos.

$$G = \frac{V_0}{V_i} = \frac{D^2 \cdot V_0}{V_D (D^3 - D^2 + 1) + V_0 (1-D)} \quad (I.14)$$

A Figura I.1 ilustra o ganho estático do conversor Boost-Buck2, quando é considerada a queda de tensão direta dos diodos, mostrado na equação (I.14).

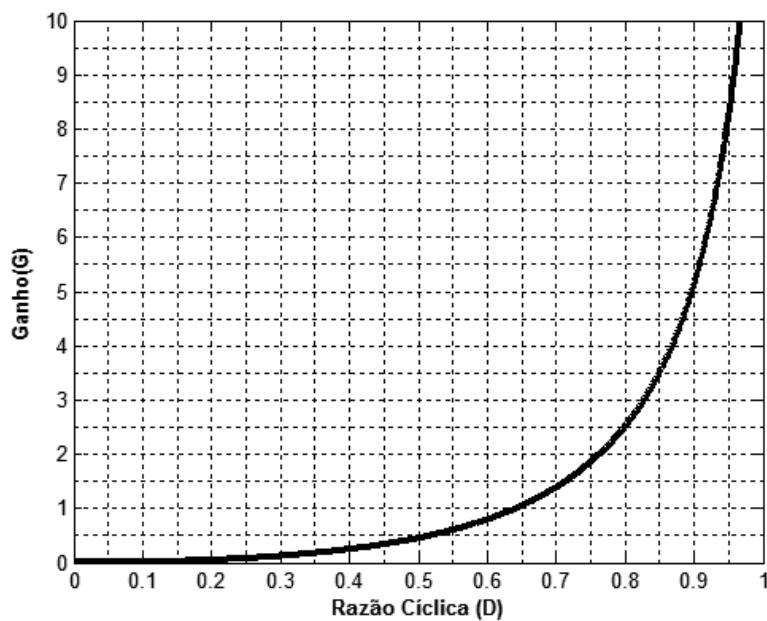


Figura I.1 - Ganho estático do conversor Boost-Buck2 considerando diodos reais ($V_D = 1$ V).

A Figura I.2 mostra uma comparação entre o ganho, considerando diodos ideais, e o ganho, considerando diodos reais ($V_D = 1$ V), para o conversor Boost-Buck2.

Percebe-se que para ganhos até 1 (conversor operando como Buck), a diferença entre as duas curvas é muito pequena. Para ganhos maiores que 1 (conversor operando como Boost), percebe-se um aumento da diferença entre as duas curvas, que cresce com o aumento do ganho.

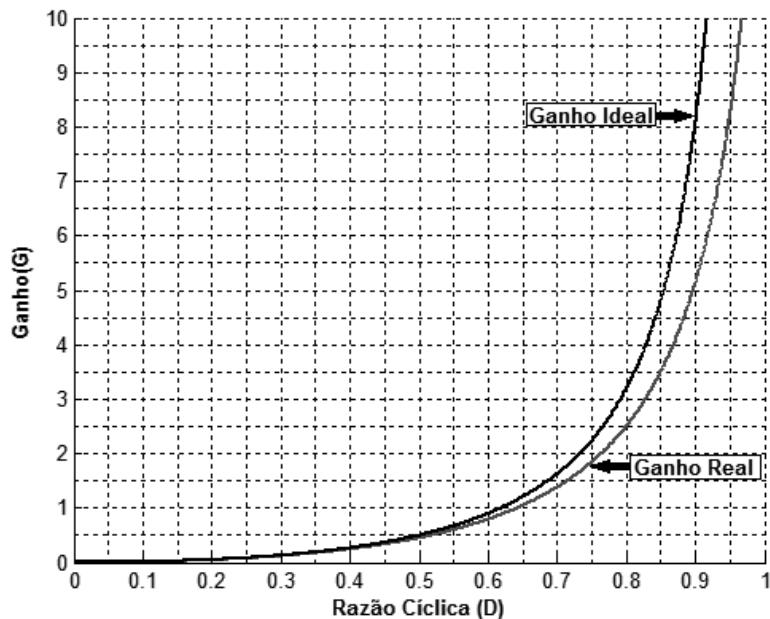


Figura I.2 - Ganhos do conversor Boost-Buck2. Em preto o ganho considerando diodos ideais e em vermelho o ganho considerando diodos reais ($V_D = 1$ V)

I.3 PROJETO DO CONVERSOR BOOST-BUCK2 CONSIDERANDO DIODOS REAIS ($V_D = 1$ V)

I.2.1 PROJETO DAS INDUTÂNCIAS

Resolvendo (I.14) para D, obtém-se que para a máxima tensão de entrada, a mínima razão cíclica é $D_{mín} = 0,207$, e para a mínima tensão de entrada, a máxima razão cíclica é $D_{máx} = 0,703$.

I.2.1.1 INDUTOR L1

Para a máxima tensão de entrada, de (2.28), a corrente média através do indutor L₁ pode ser calculada por:

$$I_{L1_{\text{m\'ed_Vm\'ax}}} = \frac{\frac{D_{\text{m\'ax}}^2}{(1-D_{\text{m\'ax}})} \cdot I_0}{\eta} = \frac{\frac{0,207^2}{(1-0,207)} \cdot 0,7}{0,8} \rightarrow I_{L1_{\text{m\'ed_Vm\'ax}}} \cong 48 \text{ mA} \quad (\text{I.15})$$

O pico de corrente através do indutor L₁ pode ser calculado por:

$$I_{L1_{\text{pk_Vm\'ax}}} = I_{L1_{\text{m\'ed_Vm\'ax}}} + \frac{\Delta I_{L1_{\text{Vm\'ax}}}}{2} = 48 \times 10^{-3} + \frac{0,9 \cdot 48 \times 10^{-3}}{2} \rightarrow I_{L1_{\text{pk_Vm\'ax}}} \cong 70 \text{ mA} \quad (\text{I.16})$$

Para a mínima tensão de entrada, a corrente média através do indutor L₁ pode ser calculada por:

$$I_{L1_{\text{m\'ed_Vm\'in}}} = \frac{\frac{D_{\text{m\'in}}^2}{(1-D_{\text{m\'in}})} \cdot I_0}{\eta} = \frac{\frac{0,703^2}{(1-0,703)} \cdot 0,7}{0,8} \rightarrow I_{L1_{\text{m\'ed_Vm\'in}}} \cong 1,46 \text{ A} \quad (\text{I.17})$$

O pico de corrente através do indutor L₁ pode ser calculado por:

$$I_{L1_{\text{pk_Vm\'in}}} = I_{L1_{\text{M\'ed_Vm\'in}}} + \frac{\Delta I_{L1_{\text{Vm\'in}}}}{2} = 1,46 + \frac{0,9 \cdot 1,46}{2} \rightarrow I_{L1_{\text{pk_Vm\'in}}} \cong 2,12 \text{ A} \quad (\text{I.18})$$

Resolvendo (I.1) encontra-se que a indutância L₁ pode ser calculada por:

$$L_1 = \frac{V_{i_{\text{m\'ax}}} - V_D}{\Delta I_{L1_{\text{Vm\'ax}}}} \cdot D_{\text{m\'in}} \cdot T_{s_{\text{m\'in}}} = \frac{340 - 1}{0,9 \cdot 48 \times 10^{-3}} \cdot 0,207 \cdot 12,5 \times 10^{-6} \rightarrow L_1 \cong 21 \text{ mH} \quad (\text{I.19})$$

I.2.1.2 INDUTOR L2

Para a máxima tensão de entrada, e de (2.27), a corrente média através do indutor L₂ pode ser calculada por:

$$I_{L2_{\text{m\'ed_Vm\'ax}}} = D_{\text{m\'in}} \cdot I_0 = 0,207 \cdot 0,7 \rightarrow I_{L2_{\text{m\'ed_Vm\'ax}}} = 145 \text{ mA} \quad (\text{I.20})$$

O pico de corrente através do indutor L₂ pode ser calculado por:

$$I_{L2_{pk_Vmáx}} = I_{L2_{méd_Vmáx}} + \frac{\Delta I_{L2_{Vmáx}}}{2} = 0,145 + \frac{0,9 \cdot 0,145}{2} \rightarrow I_{L2_{pk_Vmáx}} = 210 \text{ mA} \quad (I.21)$$

Para a mínima tensão de entrada, e de (2.27), a corrente média através do indutor L₂ pode ser calculada por:

$$I_{L2_{méd_Vmín}} = D_{máx} \cdot I_0 = 0,703 \cdot 0,7 \rightarrow I_{L2_{méd_Vmín}} = 492 \text{ mA} \quad (I.22)$$

O pico de corrente através do indutor L₂ pode ser calculado por:

$$I_{L2_{pk_Vmín}} = I_{L2_{Méd_Vmín}} + \frac{\Delta I_{L2_{Vmín}}}{2} = 0,492 + \frac{0,9 \cdot 0,492}{2} \rightarrow I_{L2_{pk_Vmín}} = 713 \text{ mA} \quad (I.23)$$

Resolvendo (I.5) e substituindo (I.12), encontra-se que a indutância L₂ pode ser calculada por:

$$L_2 = \frac{(V_0 - V_D + D_{mín} \cdot V_D) \cdot (1 - D_{mín})}{D_{mín} \cdot \Delta I_{L2_{Vmáx}}} \cdot T_{s_{mín}} \quad (I.24)$$

Substituindo as variáveis na equação (I.24), obtém-se:

$$L_2 = \frac{(17,15 - 1 + 0,207 \cdot 1) \cdot (1 - 0,207)}{0,207 \cdot 0,9 \cdot 0,145} \cdot 12,5 \times 10^{-6} \rightarrow L_2 \cong 6,0 \text{ mH}$$

I.2.1.3 INDUTOR L3

De (2.26), a corrente média através do indutor L₃ é:

$$I_{L3_{méd}} = I_0 \rightarrow I_{L3_{méd}} = 700 \text{ mA} \quad (I.25)$$

O pico de corrente através do indutor L₃, para o *ripple* de 20%, pode ser calculado por:

$$I_{L3_{pk}} = I_{L3_{méd}} + \frac{\Delta I_{L3}}{2} = 0,7 + \frac{0,2 \cdot 0,7}{2} \rightarrow I_{L3_{pk}} = 770 \text{ mA} \quad (I.26)$$

Resolvendo (I.6), considerando 20% de *ripple* na corrente, encontra-se que a indutância L₃ pode ser calculada por:

$$L_3 = \frac{(V_0 + V_D)(1 - D_{mín})}{\Delta I_{L3}} \cdot T_{s_{mín}} = \frac{(17,12 + 1)(1 - 0,207)}{0,2 \cdot 0,7} \cdot 12,5 \times 10^{-6} \rightarrow L_3 \cong 1,30 \text{ mH} \quad (I.27)$$

I.2.2 CÁLCULO DOS RESISTORES DE SENSOR DE CORRENTE:

I.2.2.1 PROJETO DAS RESISTÊNCIAS DO SENSOR DE CORRENTE DE SAÍDA

Como já calculado em, (3.20), (3.21), (3.22) e (3.23), os resistores de sensor de corrente de saída são:

$$R_{CS2} \rightarrow 1,2 \Omega, 0,6 \text{ W, 1\%}$$

$$R_{S2a} \rightarrow 680 \Omega, 0,5 \text{ W, 1\%}$$

$$R_{S2b} \rightarrow 6,8 \text{ k}\Omega, 0,5 \text{ W, 1\%}$$

$$R_{ref1} \rightarrow 10 \text{ k}\Omega, 0,5 \text{ W, 1\%}$$

I.2.2.2 PROJETO DAS RESISTÊNCIAS DO SENSOR DE CORRENTE DE ENTRADA

Em (I.18) foi calculado o pico de corrente no indutor L_1 que é a própria corrente de entrada, $I_{L1_{pk_Vmín}} = I_{In_{pk_Vmín}} = 2,12 \text{ A}$

Para garantir que o valor da corrente limitada ($I_{lim_mín}$) seja maior que o valor da corrente de pico, não afetando o funcionamento do conversor na mínima tensão, será adotado um fator de segurança de 5%.

$$I_{lim_mín} = I_{In_{pk_Vmín}} \cdot 1,05 = 2,12 \cdot 1,05 \rightarrow I_{lim_mín} = 2,23 \text{ A} \quad (I.28)$$

E para o conversor operando no modo de corrente limitado, será adotado um *ripple* de 30% para a corrente [27].

$$I_{lim_mín} = I_{In_lim} \cdot 0,85 \rightarrow I_{In_lim} = \frac{2,23}{0,85} = 2,62 \text{ A} \quad (I.29)$$

Os resistores dos sensores podem ser calculados por:

$$\frac{R_{S1}}{R_{ref1}} = \frac{0,05 \cdot \left(\Delta i / I \right) + 0,1}{1,2 \cdot \left(\Delta i / I \right) - 0,1} = \frac{0,05 \cdot \left(0,3 \cdot 2,62 / 2,62 \right) + 0,1}{1,2 \cdot \left(0,3 \cdot 2,62 / 2,62 \right) - 0,1} \rightarrow \frac{R_{S1}}{R_{ref1}} = 0,442 \quad (I.30)$$

$$R_{CSI} = \frac{1,2 \cdot \left(R_{S1} / R_{ref1} \right) - 0,05}{I} = \frac{1,2 \cdot (0,442) - 0,05}{2,62} \rightarrow R_{CSI} = 0,18 \Omega \quad (I.31)$$

Em (I.17) foi calculada a corrente média de entrada para a mínima tensão de alimentação, $I_{L1_{m\acute{e}d_V\min}} = I_{In_{m\acute{e}d_V\min}} = 1,46 \text{ A}$. Como serão utilizados seis resistores em paralelo, então passará em cada resistor um sexto da corrente média para a mínima tensão. Assim a potência dissipada por cada resistor de 1Ω será:

$$P_{R_{CSI}} = R_{CSI} \cdot \left(\frac{I_{In_{m\acute{e}d_V\min}}}{6} \right)^2 = 0,167 \cdot \left(\frac{1,46}{6} \right)^2 \rightarrow P_{R_{CSI}} \cong 0,010 \text{ W} \quad (I.32)$$

Adotando $R_{ref1} = 10 \text{ k}\Omega$, que limita a máxima corrente que o pino REF do CI HV9930 pode fornecer, obtém-se:

$$\frac{R_{S1}}{R_{ref1}} = 0,442 \rightarrow R_{S1} = 0,442 \cdot 10.000 = 4,42 \text{ k}\Omega \quad (I.33)$$

Considerando assim os valores comerciais disponíveis, os resistores de sensor de corrente de entrada são:

$R_{CSI} \rightarrow 0,167 \Omega$, paralelo de seis resistores de 1Ω , $0,5 \text{ W}$, 1%

$R_{S1} \rightarrow 4,7 \text{ k}\Omega$, $0,5 \text{ W}$, 1%

$R_{ref1} \rightarrow 10 \text{ k}\Omega$, $0,5 \text{ W}$, 1%

I.2.3 CÁLCULO DO OFF-TIME E FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO TEÓRICA DO CONVERSOR

O tempo que a chave permanece desligada (Off-Time) pode ser calculado por:

$$T_{\text{off}} = \frac{(1-D_{\text{máx}})}{f_{s\text{mín}}} = \frac{(1-0,703)}{80 \times 10^3} \rightarrow T_{\text{off}} = 3,713 \mu\text{s} \quad (\text{I.34})$$

O cálculo da variação da frequência de chaveamento.

De (I.14) encontra-se os valores de D para a mínima e máxima tensão e substituindo em (I.34) obtém-se:

$$f_{s\text{mín}} = \frac{(1-D_{\text{máx}})}{T_{\text{off}}} = \frac{(1-0,703)}{3,713 \times 10^{-6}} \rightarrow f_{s\text{mín}} = 79,99 \text{ kHz} \quad (\text{I.35})$$

$$f_{s\text{máx}} = \frac{(1-D_{\text{mín}})}{T_{\text{off}}} = \frac{(1-0,203)}{3,713 \times 10^{-6}} \rightarrow f_{s\text{máx}} = 214,65 \text{ kHz} \quad (\text{I.36})$$

I.2.4 PROJETO FÍSICO DOS INDUTORES

I.2.4.1 INDUTOR L1

O produto da seção transversal (A_e) pela área da janela do núcleo (A_w) pode ser calculado por:

$$A_e A_{w_{L1}} = \left(\frac{L_1 \cdot I_{L1\text{pk_Vmín}} \cdot I_{L1\text{méd_Vmín}}}{J_{\text{máx}} \cdot K_w \cdot B_{\text{máx}}} \right) \cdot 10^4 \rightarrow A_e A_{w_{L1}} \cong 5 \text{ cm}^4 \quad (\text{I.37})$$

onde:

$J_{\text{máx}} = 450 \text{ A/cm}^2$, é a máxima densidade de corrente para fios de cobre;

$K_w = 0,7$, é o fator de ocupação do cobre na janela do núcleo;

$B_{\text{máx}} = 0,3\text{T}$, é a máxima densidade de fluxo magnético para que não ocorra a saturação do núcleo.

Substituindo as variáveis na equação (I.37), obtém-se:

$$A_e A_{w_{L1}} = \left(\frac{21 \times 10^{-3} \cdot 2,12 \cdot 1,46}{450 \cdot 0,7 \cdot 0,3} \right) \cdot 10^4 \rightarrow A_e A_{w_{L1}} \cong 6,88 \text{ cm}^4$$

Consultando a Tabela III.1, encontra-se o núcleo EE-55/28/21, com os seguintes dados:

$$A_e = 3,54 \text{ cm}^2, A_w = 3,76 \text{ cm}^2, L_e = 12,00 \text{ cm}, M_{LT} = 11,78 \text{ cm}, A_p = 13,29 \text{ cm}^4,$$

$$A_l = 5000 \text{ nH}, V_e = 42,48 \text{ cm}^3.$$

O número de espiras pode ser obtido por:

$$N_{L1} = \frac{L_t \cdot I_{L1_{pk_Vmin}} \cdot 10^4}{B_{\max} \cdot A_e} = \frac{21 \times 10^{-3} \cdot 2,12 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 3,54} \rightarrow N_{L1} \cong 420 \text{ espiras} \quad (I.38)$$

O entreferro pode ser obtido por:

$$l_{\text{entreferro}_{L1}} = \frac{N_{L1}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_1} = \frac{420^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 3,54}{21 \times 10^{-3}} \cdot 10^{-2} \rightarrow l_{\text{entreferro}_{L1}} = 0,37 \text{ cm} \quad (I.39)$$

onde:

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}, \text{ é a permeabilidade do ar.}$$

O valor do entreferro utilizado em cada uma das pernas laterais do núcleo deve ser a metade do valor encontrado em (I.39), então:

$$l_{g_{L1}} = \frac{l_{\text{entreferro}_{L1}}}{2} = \frac{0,37}{2} \rightarrow l_{g_{L1}} = 0,185 \text{ cm} \quad (I.40)$$

A área do cobre a ser utilizada na construção do indutor L1 pode ser calculada por:

$$S_{cu_{L1}} = \frac{I_{L1_{med_Vmin}}}{J_{\max}} = \frac{1,46}{450} \rightarrow S_{cu_{L1}} = 0,003244 \text{ cm}^2 \quad (I.41)$$

Consultando a Tabela III.2, encontra-se o fio 22 AWG, com área de cobre de 0,003255 cm².

Como já calculado em (3.38) e (3.39) maior bitola que poderá ser utilizada na construção dos indutores devido ao efeito pelicular, é o 25 AWG, com área de cobre de 0,001624 cm².

O número de condutores paralelos pode ser calculado por:

$$n_{\text{condutores}} = \frac{S_{cu_{L1}}}{S_{\text{skin}}} = \frac{0,003255}{0,001624} \rightarrow n_{\text{condutores}} \cong 2 \text{ condutores} \quad (I.42)$$

Serão utilizados 2 condutores 25 AWG paralelos para construção do indutor.

A verificação da possibilidade de execução é dada por:

$$A_{w_{\min}} = \frac{N_{L1} \cdot n_{condutores} \cdot S_{skin}}{k_w} = \frac{420 \cdot 2 \cdot 0,001624}{0,7} \rightarrow A_{w_{\min}} = 1,949 \text{ cm}^2 \quad (I.43)$$

A possibilidade de execução pode ser calculada como:

$$Exec = \frac{A_{w_{\min}}}{A_{w_{núcleo}}} = \frac{1,949}{2,853} \rightarrow Exec = 0,68 > 1 \quad (I.44)$$

onde:

$A_{w_{núcleo}} = 2,853 \text{ cm}^2$ é a área disponível do núcleo de ferrite.

Como o resultado do cálculo da possibilidade de execução foi menor que 1, então é possível a construção do indutor.

I.2.4.2 INDUTOR L2

O produto da seção transversal (A_e) pela área da janela do núcleo (A_w) pode ser calculado por:

$$A_e A_{w_{L2}} = \left(\frac{L_2 \cdot I_{L2_{pk_Vmín}} \cdot I_{L2_{mód_Vmín}}}{J_{máx} \cdot K_w \cdot B_{máx}} \right) \cdot 10^4 \quad (I.45)$$

Substituindo as variáveis na equação (I.45), obtém-se;

$$A_e A_{w_{L2}} = \left(\frac{6 \times 10^{-3} \cdot 0,713 \cdot 0,492}{450 \cdot 0,7 \cdot 0,3} \right) \cdot 10^4 \rightarrow A_e A_{w_{L2}} = 0,22 \text{ cm}^4$$

Consultando a Tabela III.1, encontra-se o núcleo EE-25/10/06, com seguintes dados:

$A_e = 0,40 \text{ cm}^2$, $A_w = 0,84 \text{ cm}^2$, $L_e = 4,90 \text{ cm}$, $MLT = 5,97 \text{ cm}$, $Ap = 0,34 \text{ cm}^4$, $Al = 1400 \text{ nH}$, $Ve = 1,96 \text{ cm}^3$.

O número de espiras pode ser obtido por:

$$N_{L2} = \frac{L_2 \cdot I_{L2_{pk_Vmín}} \cdot 10^4}{B_{máx} \cdot A_e} = \frac{6 \times 10^{-3} \cdot 0,713 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 0,40} \rightarrow N_{L2} \cong 357 \text{ espiras} \quad (I.46)$$

O entreferro pode ser obtido por:

$$l_{\text{entreferro}_{L2}} = \frac{N_{L2}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_2} = \frac{357^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,40}{6 \cdot 10^{-3}} \cdot 10^{-2} \rightarrow l_{\text{entreferro}_{L2}} = 0,107 \text{ cm} \quad (\text{I.47})$$

O valor do entreferro utilizado em cada uma das pernas laterais do núcleo deve ser a metade do valor encontrado em (I.47), então:

$$l_{g_{L2}} = \frac{l_{\text{entreferro}_{L2}}}{2} = \frac{0,107}{2} \rightarrow l_{g_{L2}} = 0,054 \text{ cm} \quad (\text{I.48})$$

A área do cobre a ser utilizada na construção do indutor pode ser calculada por:

$$S_{cu_{L2}} = \frac{I_{L2\text{máx}-V_{mín}}}{J_{máx}} = \frac{0,492}{450} \rightarrow S_{cu_{L2}} = 0,001093 \text{ cm}^2 \quad (\text{I.49})$$

Consultando a Tabela III.2, encontra-se o fio o 26 AWG com área de cobre de 0,001287 cm².

Como já calculado em (3.38) e (3.39) maior bitola que poderá ser utilizada na construção dos indutores para a frequência de chaveamento de 100 kHz, devido ao efeito pelicular, é o 25 AWG, com área de cobre de 0,001624 cm².

Como o condutor calculado é menor que condutor limitado pelo efeito pelicular, então será utilizado, para construção do indutor um condutor 26 AWG com área de cobre de S_{26AWG} = 0,001287.

A área mínima para acomodar as espiras é dada por:

$$A_{w_{mín}} = \frac{N_{L2} \cdot n_{condutores} \cdot S_{26AWG}}{k_w} = \frac{357 \cdot 1 \cdot 0,001287}{0,7} \rightarrow A_{w_{mín}} = 0,656 \text{ cm}^2 \quad (\text{I.50})$$

A possibilidade de execução pode ser calculada como:

$$Exec = \frac{A_{w_{mín}}}{A_{w_{núcleo}}} = \frac{0,656}{0,783} \rightarrow Exec = 0,84 < 1 \quad (\text{I.51})$$

onde:

A_{W_{núcleo}} = 0,783 cm² é a área disponível do núcleo de ferrite

Como o resultado do cálculo da possibilidade de execução foi menor que 1, então é

possível a construção do indutor.

I.2.4.3 INDUTOR L₃

O núcleo do indutor L₃ receberá dois enrolamentos; o enrolamento primário que é o próprio indutor L₃ e um enrolamento secundário que fornecerá energia para a fonte auxiliar que alimenta o CI HV9930.

Desta maneira o produto da seção transversal (A_e) pela área da janela do núcleo (A_w) pode ser calculado por:

$$A_e A_{w_{L3}} = \left(\frac{L_3 \cdot I_{L3_{pk}} \cdot I_{L3_{med}}}{J_{max} \cdot K_w \cdot B_{max}} \right) \cdot 10^4 \quad (I.52)$$

K_w = 0,4; é o fator de ocupação do cobre na janela do núcleo para transformadores Flyback;

Substituindo as variáveis na equação (I.52), obtém-se:

$$A_e A_{w_{L3}} = \left(\frac{1,3 \times 10^{-3} \cdot 0,77 \cdot 0,7}{450 \cdot 0,4 \cdot 0,3} \right) \cdot 10^4 \rightarrow A_e A_{w_{L3}} = 0,13 \text{ cm}^4$$

Consultando a Tabela III.1, encontra-se o núcleo EE-19/08/05, mas no momento da construção este núcleo não estava disponível, e como já explicado anteriormente o protótipo visa verificar a funcionalidade do conversor e não é uma versão industrial/comercial, então será utilizado o núcleo EE-25/10/06 com seguintes dados:

A_e = 0,40 cm², A_w = 0,84 cm², L_e = 4,90 cm, MLT = 5,97 cm, A_p = 0,34 cm⁴, A_l = 1400 nH, V_e = 1,96 cm³.

O número de espiras do indutor L₃ pode ser obtido por:

$$N_{P_{L3}} = \frac{L_3 \cdot I_{L3_{pk_Vmin}}}{B_{max} \cdot A_e} \cdot 10^4 = \frac{1,3 \times 10^{-3} \cdot 0,77}{0,3 \cdot 0,40} \cdot 10^4 \rightarrow N_{P_{L3}} \cong 84 \text{ espiras} \quad (I.53)$$

O entreferro pode ser obtido por:

$$l_{\text{entreferro}_{L3}} = \frac{N_{L3}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_3} = \frac{84^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,40}{1,3 \times 10^{-3}} \cdot 10^{-2} \rightarrow l_{\text{entreferro}_{L3}} = 0,027 \text{ cm} \quad (I.54)$$

O valor do entreferro utilizado em cada uma das pernas laterais do núcleo deve ser a metade do valor encontrado em (I.54), então:

$$l_{g_{L3}} = \frac{l_{\text{entreferro}_{L3}}}{2} = \frac{0,027}{2} \rightarrow l_{g_{L3}} = 0,0135 \text{ cm} \quad (I.55)$$

A área do cobre a ser utilizada na construção do indutor pode ser calculada por:

$$S_{cu_{L3}} = \frac{I_{L3\text{med}}}{J_{\text{máx}}} = \frac{0,7}{450} \rightarrow S_{cu_{L3}} = 0,001556 \text{ cm}^2 \quad (I.56)$$

Consultando a Tabela III.2, encontra-se o fio o 25 AWG com área de cobre de 0,001624 cm².

Como já calculado em (3.38) e (3.39) maior bitola que poderá ser utilizada na construção dos indutores para a frequência de chaveamento de 100 kHz, devido ao efeito pelicular, é o 25 AWG, com área de cobre de 0,001624 cm².

Como a área do condutor calculado é igual à área limitado pelo efeito pelicular, então será utilizado o próprio fio 25 AWG.

Para o projeto do enrolamento secundário sabe-se que:

- A corrente no enrolamento primário está em modo de condução contínua;
- $V_{Aux} = 20 \text{ V}$; é a tensão esperada na saída da fonte auxiliar;
- $V_d = 1 \text{ V}$; é a tensão de condução direta sobre o diodo da fonte auxiliar;
- $E_{\text{mín}}$ é a mínima tensão sobre o enrolamento primário quando a chave está fechada.

Assim de (I.3) e (I.12), $E_{\text{mín}}$ pode ser obtido por:

$$V_{L_{3\text{mín}}} = E_{\text{mín}} = \frac{(1-D_{\text{máx}})V_0 + (1-D_{\text{máx}})V_D}{D_{\text{máx}}} \quad (I.57)$$

Substituindo as variáveis na equação (I.57), obtém-se:

$$E_{\min} = \frac{(1-0,703)17,15 + (1-0,703)1}{0,703} \rightarrow E_{\min} \cong 7,67 \text{ V}$$

Então o número de espiras do enrolamento secundário pode ser calculado por:

$$N_{S_{L3}} = N_p \frac{(V_{Aux} + V_d)(1 - D_{\max})}{E_{\min} \cdot D_{\max}} \quad (I.58)$$

Substituindo as variáveis na equação (I.57), obtém-se:

$$N_{S_{L3}} = 84 \frac{(20+1)(1-0,703)}{7,67 \cdot 0,703} \rightarrow N_{S_{L3}} \cong 98 \text{ espiras}$$

A indutância do enrolamento secundário pode ser calculada por;

$$L_S = L_p \cdot \frac{N_{S_{L3}}^2}{N_{P_{L3}}^2} = 1,3 \times 10^{-3} \cdot \frac{98^2}{84^2} \rightarrow L_S = 1,77 \text{ mH} \quad (I.59)$$

O fio a ser utilizado na confecção do enrolamento secundário é o 30 AWG. Escolheu-se esta bitola devido à disponibilidade de material, e levando em consideração que o consumo do CI HV9930, segundo a ficha técnica [27], é da ordem de algumas dezenas de miliampères. Então:

$$S_{30\text{AWG}} = 0,000509 \text{ cm}^2$$

A área mínima para acomodar as espiras é dada por:

$$A_{w_{\min}} = \frac{(N_{P_{L3}} \cdot n_{\text{condutores}} \cdot S_{\text{skin}}) + (N_{S_{L3}} \cdot n_{\text{condutores}} \cdot S_{30\text{AWG}})}{k_w} \rightarrow A_{w_{\min}} = 0,435 \text{ cm}^2 \quad (I.60)$$

Substituindo as variáveis na equação (I.60), obtém-se:

$$A_{w_{\min}} = \frac{(84 \cdot 1 \cdot 0,001624) + (98 \cdot 1 \cdot 0,000509)}{0,4} \rightarrow A_{w_{\min}} = 0,465 \text{ cm}^2$$

A possibilidade de execução pode ser calculada como:

$$Exec = \frac{A_{w_{\min}}}{A_{w_{\text{núcleo}}}} = \frac{0,465}{0,783} \rightarrow Exec = 0,59 < 1 \quad (I.61)$$

onde:

$A_{W_{núcleo}} = 0,783 \text{ cm}^2$ é a área disponível do núcleo de ferrite.

Como o resultado do cálculo da possibilidade de execução foi menor que 1, então é possível a construção do indutor.

I.2.5 PROJETO DOS CAPACITORES

Resolvendo (I.14) para D, obtém-se que para a máxima tensão de entrada, a mínima razão cíclica é $D_{mín} = 0,201$, e para a mínima tensão de entrada, a máxima razão cíclica é $D_{máx} = 0,693$.

I.2.5.1 CAPACITOR C1

O capacitor de filtro do retificador pode ser calculado por [30]:

$$C_1 = \frac{P_i}{f_{V_{ret}} \left(V_{ipk}^2 - V_{C_{min}}^2 \right)} = \frac{15}{120 \left(127^2 - 114,3^2 \right)} \rightarrow C_1 \cong 41 \mu\text{F} \quad (I.62)$$

onde:

$V_{ipk} = 127 \text{ V}$ é valor de pico da menor tensão alternada que alimentará o retificador.

$V_{C_{mín}} = 127 \cdot 0,9 \rightarrow V_{C_{mín}} = 114,3 \text{ V}$ é o valor mínimo de tensão que o capacitor C_1 permitirá no barramento CC quando o retificador estiver alimentado com 90 V_{rms} .

I.2.5.2 CAPACITOR C2

Sabendo que C_1 é projetado para minimizar o *ripple* na frequência da rede, C_2 está em paralelo com o capacitor C_1 e tem o propósito de melhorar a resposta em altas frequências, ou seja, minimizar o *ripple* produzido pela frequência de chaveamento do conversor. O valor da capacitância C_2 foi definido de modo empírico e é assim 560 nF poliéster.

I.2.5.3 CAPACITOR C3

De (I.8), encontra-se a tensão média, sobre o capacitor C_3 , para a mínima tensão de

entrada.

$$V_{C3_{\text{m\'ed_V min}}} = \frac{V_{i_{\text{m\'in}}} + V_D (D_{\text{m\'ax}} - 2)}{(1 - D_{\text{m\'ax}})} = \frac{12 + 1(0,703 - 2)}{(1 - 0,703)} \rightarrow V_{C3_{\text{m\'ed_V min}}} \cong 36 \text{ V} \quad (\text{I.63})$$

A tensão média sobre o capacitor C_3 , considerando a máxima tensão de entrada é:

$$V_{C3_{\text{m\'ed_V m\'ax}}} = \frac{V_{i_{\text{m\'ax}}} + V_D (D_{\text{m\'in}} - 2)}{(1 - D_{\text{m\'in}})} = \frac{340 + 1(0,207 - 2)}{(1 - 0,207)} \rightarrow V_{C3_{\text{m\'ed_V m\'ax}}} \cong 426,5 \text{ V} \quad (\text{I.64})$$

Tensão máxima sobre o capacitor C_3 , considerando a máxima tensão de entrada é:

$$V_{C3_{\text{m\'ax_V m\'ax}}} = V_{C3_{\text{m\'ed_V m\'ax}}} + \frac{\Delta V_{C_3}}{2} = 426,5 + \frac{0,2 \cdot 426,5}{2} \rightarrow V_{C3_{\text{m\'ax_V m\'ax}}} \cong 469,5 \text{ V} \quad (\text{I.65})$$

Resolvendo (2.4), encontra-se o valor da capacitância C_3

$$C_3 = \frac{I_{L2_{\text{m\'ed_V min}}} \cdot D_{\text{m\'ax}}}{\Delta V_{C_3}} \cdot T_{s_{\text{m\'in}}} = \frac{0,492 \cdot 0,703}{0,2 \cdot 36} \cdot 12,5 \times 10^{-6} \rightarrow C_3 = 601 \text{ nF} \quad (\text{I.66})$$

I.2.5.4 CAPACITOR C4

De (I.12), encontra-se a tensão média, sobre o capacitor C_4 , para a mínima tensão de entrada.

$$V_{C4_{\text{m\'ed_V min}}} = \frac{V_0 + V_D}{D_{\text{m\'ax}}} = \frac{17,15 + 1}{0,703} \rightarrow V_{C4_{\text{m\'ed_V min}}} \cong 26 \text{ V} \quad (\text{I.67})$$

A tensão média sobre o capacitor C_4 , considerando a máxima tensão de entrada é:

$$V_{C4_{\text{m\'ed_V m\'ax}}} = \frac{V_0 + V_D}{D_{\text{m\'in}}} = \frac{17,15 + 1}{0,207} \rightarrow V_{C4_{\text{m\'ed_V m\'ax}}} \cong 88 \text{ V} \quad (\text{I.68})$$

Tensão máxima sobre o capacitor C_4 , considerando a máxima tensão de entrada é:

$$V_{C4_{\text{m\'ax_V m\'ax}}} = V_{C4_{\text{m\'ed_V m\'ax}}} + \frac{\Delta V_{C_4}}{2} = 88 + \frac{0,2 \cdot 88}{2} \rightarrow V_{C4_{\text{m\'ax_V m\'ax}}} \cong 97 \text{ V} \quad (\text{I.69})$$

Resolvendo (2.11), encontra-se o valor da capacitância C_4 .

$$C_4 = \frac{I_{L2\text{med}_-V_{min}} \cdot (1 - D_{\text{máx}})}{\Delta V_{C_4}} \cdot T_{s_{\text{min}}} = \frac{0,492 \cdot (1 - 0,703)}{0,2 \cdot 26} \cdot 12,5 \times 10^{-6} \rightarrow C_3 \cong 352 \text{ nF} \quad (\text{I.70})$$

I.2.5.5 CAPACITOR C5

Considerando desprezível a ondulação de corrente na carga, então $\Delta I_{L3} = \Delta I_{C5}$. Assim a corrente média de carga do capacitor no tempo $T/2$ é $I_{C5} = \Delta I_{L3}/4$, então a ondulação de tensão no capacitor C_5 [31] é:

$$\Delta V_{C_5} = \frac{1}{C_5} \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{\Delta I_{C_5}}{4} t dt = \frac{\Delta I_{C_5}}{8C_5 f} \quad (\text{I.71})$$

Como $\Delta I_{L3} = \Delta I_{C5}$, então de (I.27) e (I.71) obtém-se:

$$C_5 = \frac{(V_0 + V_D) \cdot (1 - D_{\text{máx}})}{8L_3 f^2 \Delta V_{C_5}} = \frac{(17,15 + 1) \cdot (1 - 0,703)}{8 \cdot 1,3 \times 10^{-3} \cdot 80.000^2 \cdot 2} \rightarrow C_5 = 41 \text{ nF} \quad (\text{I.72})$$

A máxima tensão sobre o capacitor C_5 é a tensão de saída do conversor $V_0 = 16 \text{ V}$.

I.2.5.6 CAPACITOR DE SAÍDA DA FONTE AUXILIAR

Para o projeto do capacitor de saída da fonte auxiliar tem-se que:

- dissipação contínua de potência = 630 mW [27], então $I_{S_{\text{máx}}} = \frac{P_{D_{\text{máx}}}}{V_{\text{Aux}}} = \frac{0,630}{20} = 31,5 \text{ mA}$
- $\Delta V_C = 10 \%$

Então, o capacitor de saída da fonte auxiliar pode ser calculado por [30]:

$$C_f = \frac{I_s \cdot D_{\text{máx}}}{f_s \cdot \Delta V_C} = \frac{31,5 \times 10^{-3} \cdot 0,703}{80.000 \cdot 0,1 \cdot 20} \rightarrow C \cong 139 \text{ nF} \quad (\text{I.73})$$

A tensão máxima sobre o capacitor da fonte auxiliar será a tensão de saída da fonte, $V_{\text{Aux}} = 20 \text{ V}$, porém o ideal seria utilizar um capacitor com tensão de no mínimo 25 V para ter-se uma de margem de segurança.

I.2.6 PROJETO DOS SEMICONDUTORES

I.2.6.1 DIODO D1

A corrente média que circula através do diodo D₁ é a própria corrente que circula através de L₁, então:

$$I_{D1\text{méd}} = I_{L1\text{m d_Vm n}} \rightarrow I_{D1\text{méd}} = 1,46 \text{ A} \quad (\text{I.74})$$

A corrente máxima que circula através do diodo D₁ é a própria corrente máxima que circula através de L₁, então:

$$I_{D1\text{pk}} = I_{L1\text{pk_Vm n}} \rightarrow I_{D1\text{pk}} = 2,12 \text{ A} \quad (\text{I.75})$$

A tensão reversa máxima sobre o diodo D₁ pode ser encontrada por:

$$V_{rD1\text{máx}} = V_{C4\text{m x_Vm x}} \rightarrow V_{D1\text{máx}} \cong 97 \text{ V} \quad (\text{I.76})$$

I.2.6.2 DIODO D2

A corrente média que circula através do diodo D₂ também é a corrente que circula através de L₁, então:

$$I_{D2\text{méd}} = I_{L1\text{m d_Vm n}} \rightarrow I_{D2\text{méd}} = 1,46 \text{ A} \quad (\text{I.77})$$

A corrente máxima que circula através do diodo D₂ é a corrente máxima que circula através de L₁, então:

$$I_{D2\text{pk}} = I_{L1\text{pk_Vm n}} \rightarrow I_{D2\text{pk}} = 2,12 \text{ A} \quad (\text{I.78})$$

A tensão reversa máxima sobre o diodo D₂ pode ser encontrada por:

$$V_{rD2\text{máx}} = V_{C3\text{m x_Vm x}} - V_{C4\text{m x_Vm x}} = 469,5 - 97 \rightarrow V_{D2\text{máx}} \cong 372,5 \text{ V} \quad (\text{I.79})$$

I.2.6.3 DIODO D3

A corrente média que circula através do diodo D₃ é a corrente que circula através do indutor L₂, então:

$$I_{D3_{\text{méd}}} = I_{L2_{\text{méd_Vmín}}} \rightarrow I_{D3_{\text{méd}}} = 492 \text{ mA} \quad (\text{I.80})$$

A corrente máxima que circula através do diodo D₃ é a corrente máxima que circula através do indutor L₂, então:

$$I_{D3_{\text{pk}}} = I_{L2_{\text{pk_Vmín}}} \rightarrow I_{D3_{\text{pk}}} = 713 \text{ mA} \quad (\text{I.81})$$

A tensão reversa máxima sobre o diodo D₃ pode ser encontrada por:

$$V_{rD3_{\text{máx}}} = V_{C3_{\text{máx_Vmáx}}} \rightarrow V_{D3_{\text{máx}}} \cong 46,5 \text{ V} \quad (\text{I.82})$$

I.2.6.4 DIODO D4

A corrente média que circula através do diodo D₄ é:

$$I_{D4_{\text{méd}}} = I_{L3_{\text{méd_Vmín}}} - I_{L2_{\text{méd_Vmín}}} = 0,7 - 0,492 \rightarrow I_{D4_{\text{méd}}} = 208 \text{ mA} \quad (\text{I.83})$$

A corrente máxima que circula através do diodo D₄ é máxima quando o conversor é alimentado com a máxima tensão de entrada, V_i = 340 V, isso acontece, pois a corrente I_{D4} é a diferença entre a corrente I_{L3} e I_{L2}. Como I_{L3} é constante, na máxima tensão I_{L2} terá o seu menor valor, então I_{D4} será máximo:

$$I_{D4_{\text{pk}}} = I_{L3_{\text{pk_Vmín}}} - I_{L2_{\text{pk_Vmáx}}} = 0,77 - 0,210 \rightarrow I_{D4_{\text{pk}}} = 560 \text{ mA} \quad (\text{I.84})$$

A tensão reversa máxima sobre o diodo D₄ pode ser encontrada por:

$$V_{rD4_{\text{máx}}} = V_{C3_{\text{máx_Vmáx}}} \rightarrow V_{D4_{\text{máx}}} \cong 469,5 \text{ V} \quad (\text{I.85})$$

I.2.6.5 DIODO D5

A corrente média que circula através do diodo D₅ é:

$$I_{D5_{\text{méd}}} = I_{L1_{\text{méd_Vmín}}} + I_{L3_{\text{méd_Vmín}}} = 1,46 + 0,7 \rightarrow I_{D5_{\text{méd}}} = 2,16 \text{ A} \quad (\text{I.86})$$

A corrente máxima que circula através do diodo D₅ é:

$$I_{D5_{\text{pk}}} = I_{L1_{\text{pk_Vmín}}} + I_{L3_{\text{pk_Vmín}}} = 2,12 + 0,77 \rightarrow I_{D5_{\text{pk}}} = 2,89 \text{ A} \quad (\text{I.87})$$

A tensão reversa máxima sobre o diodo D₅ pode ser encontrada por:

$$V_{rD5_{\max}} = \frac{V_0 + V_D(1 - D_{\min})}{D_{\min}} = \frac{17,15 + 1(1 - 0,207)}{0,207} \rightarrow V_{D5_{\max}} \cong 87 \text{ V} \quad (I.88)$$

I.2.6.6 DIODO DA FONTE AUXILIAR

A corrente de pico no secundário do transformador da fonte auxiliar pode ser calculada por:

$$I_{S_{pk}} = \frac{2 \cdot I_{S_{\max}}}{D_{\max}} = \frac{2 \cdot 31,5 \times 10^{-3}}{0,703} \rightarrow I_{S_{pk}} \cong 90 \text{ mA} \quad (I.89)$$

Para o cálculo da máxima tensão reserva sobre o diodo tem-se que:

$$V_C = V_{Aux} = 20 \text{ V}$$

De (I.3) e (I.12), encontra-se que a máxima tensão no primário do transformador quando a chave está fechada é:

$$V_{in_fAux_{\max}} = V_{L3_{\max}} = \frac{(1 - D_{\min})V_0 + (1 - D_{\min})V_D}{D_{\min}} \quad (I.90)$$

Substituindo as variáveis na equação (I.90), obtém-se:

$$V_{in_fAux_{\max}} = \frac{(1 - 0,207)17,15 + (1 - 0,207)1}{0,207} \rightarrow V_{in_fAux_{\max}} \cong 69,5 \text{ V} \quad (I.91)$$

A tensão máxima reversa no diodo da fonte auxiliar pode ser calculada por [30]:

$$V_{rD} = V_{C_{fAux}} + V_{in_fAux_{\max}} \frac{N_{S_{L3}}}{N_{P_{L3}}} \cdot \sqrt{2} = 25 + 69,5 \frac{98}{84} \cdot \sqrt{2} \rightarrow V_{rD} \cong 140 \text{ V} \quad (I.92)$$

I.2.6.7 MOSFET S:

A corrente média que circula através do MOSFET S é:

$$I_{S_{\text{média}}} = I_{L1_{\text{média}}_{Vm\min}} + I_{L3_{\text{média}}_{Vm\min}} = 1,46 + 0,7 \rightarrow I_{S_{\text{média}}} = 2,16 \text{ A} \quad (I.93)$$

A corrente máxima que circula através do MOSET S é:

$$I_{S_{pk}} = I_{L1_{pk}_{Vm\min}} + I_{L3_{pk}_{Vm\min}} = 2,12 + 0,77 \rightarrow I_{S_{pk}} = 2,89 \text{ A} \quad (I.94)$$

A tensão máxima sobre o MOSFET S pode ser calculada a partir de (I.14), (I.64) e (I.68), obtém-se que a máxima tensão sobre o MOSFET S é:

$$V_{Smáx} = \frac{V_0 (D_{mín} + 1) + V_D \left(-\left(D_{mín}^2 \right) + 2 \cdot D_{mín} + 1 \right)}{D_{mín}^2} \quad (I.95)$$

Substituindo as variáveis na equação (I.95), obtém-se

$$V_{Smáx} = \frac{17,15(0,207 + 1) + 1 \left(-\left(0,207^2 \right) + 2 \cdot 0,207 + 1 \right)}{0,207^2} \rightarrow V_{Smáx} \cong 515 \text{ V} \quad (I.96)$$

I.4 SIMULAÇÕES

Para comprovar a validade das equações descritas até aqui, o conversor Boost-Buck2 foi simulado no software *PSIM*, onde é possível inserir componentes ideais ou parâmetros de componentes reais. As simulações foram realizadas em malha aberta, com as razões cíclicas calculadas em (I.14) para cada tensão de entrada e inserindo a tensão direta de 1 V para os diodos D₁ a D₅.

A Figura I.3 e Figura I.4, mostram a corrente na lâmpada a LEDs e os pulsos no *gate* do MOSFET para as tensões de entrada de V_i = 12 V_{DC} e V_i = 340 V_{DC}, respectivamente. Percebe-se que a corrente está em torno de 700 mA, desde a mínima até a máxima tensão de entrada como esperado, comprovando a validade das equações desenvolvidas neste anexo.

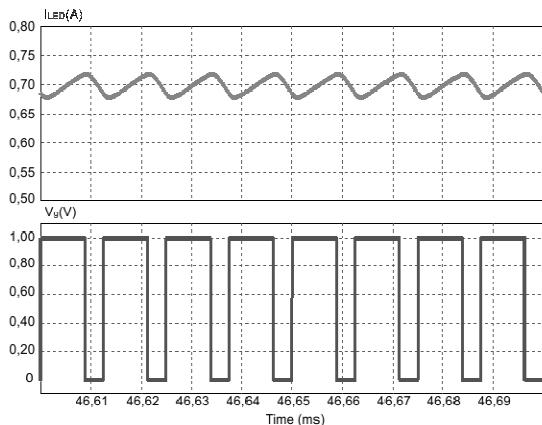


Figura I.3 - Laranja: Forma de onda de corrente na lâmpada a LEDs; Azul: pulso no *gate* do MOSFET para a tensão de entrada de V_i = 12 V_{DC} e D = 0,703.

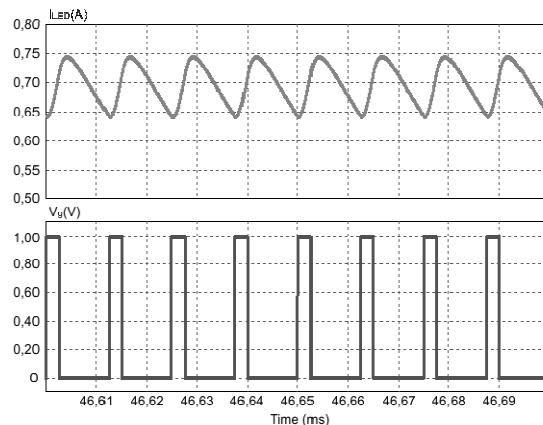


Figura I.4- Laranja: forma de onda de corrente na lâmpada a LEDs; Azul: pulso no *gate* do MOSFET para a tensão de entrada de V_i = 340 V_{DC} e D = 0,207.

Assim, considerando a tensão direta nos diodos, porém com a razão cíclica calculada através de (2.20), que é ligeiramente menor que as calculadas por (I.14), para $V_i = 12$ V e $V_i = 340$ V a corrente na lâmpada a LEDs fica abaixo do valor esperado, como mostra a Figura I.5 e Figura I.6.

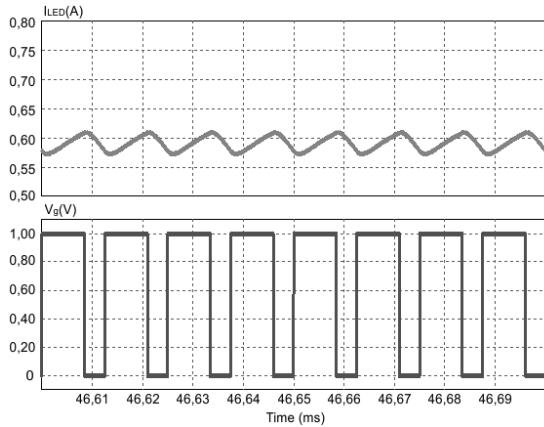


Figura I.5 – Laranja: Forma de onda de corrente na lâmpada a LEDs; Azul: pulso no *gate* do MOSFET para a tensão de entrada de $V_i = 12$ V_{DC} e $D = 0,678$.

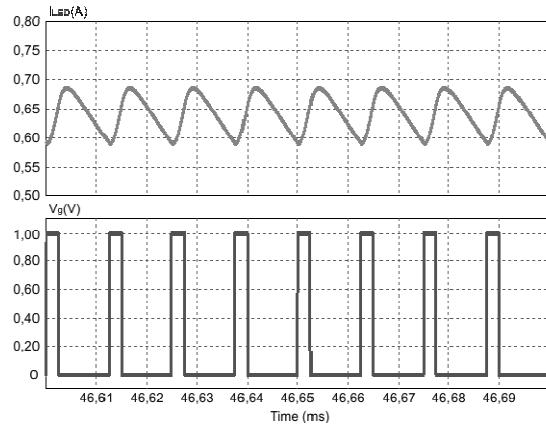


Figura I.6 – Laranja: forma de onda de corrente na lâmpada a LEDs; Azul: pulso no *gate* do MOSFET para a tensão de entrada de $V_i = 340$ V_{DC} e $D = 0,2$.

I.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O trabalho realizado neste anexo teve como objetivo demonstrar as diferenças na análise e projeto do conversor Boost-Buck2 quando são considerados diodos reais ($V_F = 1$ V). Assim, a ideia desta análise surgiu devido à quantidade de diodos que a topologia apresenta.

Desta maneira, observando a Figura I.2, percebe-se que para ganhos até 1 (conversor operando como abaixador), a diferença entre as duas curvas é muito pequena, mas para ganhos maiores que 1 (conversor operando como elevador), a diferença entre as duas curvas aumenta, e essa diferença cresce com o aumento do ganho.

Apesar da diferença em relação ao ganho do conversor, as diferenças dos valores dos componentes projetados neste anexo, não foram relevantes se comparados aos valores encontrados no capítulo 03. Assim, levando em conta essa pequena diferença e esforço matemático empenhado, continua-se considerando, para efeito de projeto, diodos ideais ($V_F = 0$ V).

ANEXO II

CONVERSOR BUCK2 APLICADO A ILUMINAÇÃO

DE ESTADO SÓLIDO BASEADO NO CI HV9910

II.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

O conversor Buck quadrático [28], também chamado Buck2, consiste de dois conversores Buck conectados em cascata, mas com a vantagem de uma única chave ativa e apesar dessa vantagem, a topologia ainda utiliza dois indutores e três diodos. Assim, essa estrutura é aplicável quando a tensão de saída é muito pequena e a tensão de entrada é alta. Como exemplo pode-se citar um conversor Buck simples, alimentando LEDs de potência diretamente da rede AC, onde a razão cíclica de operação da chave tornar-se muito pequena comprometendo a estabilidade e funcionalidade do conversor.

II.2 O CONTROLE COM CI HV9910B

O controle do conversor é realizado pelo Circuito Integrado HV9910B, que possibilita ser programado para operar em modo de frequência fixa ou modo de “off-time” fixo. Assim a frequência de chaveamento é definida através de um resistor ligado ao pino RT e GND (frequência fixa) ou entre RT e *gate* (off-time fixo). Da mesma maneira, o sensoriamento de corrente de saída é realizado por um resistor conectado entre o *source* do MOSFET e o GND, o que simplifica a implementação do controle do conversor.

Além disso, o CI possui um regulador linear interno que mantém a tensão no pino VDD em 7,5 V, e o permite ser alimentado diretamente com uma tensão 8 a 450 V_{DC}. O HV9910B traz ainda duas possibilidades de dimerização: dimerização linear, através do pino

LD, que muda a referência de um dos comparadores internos do CI, variando a largura de pulso do *gate*; e dimerização *pwm* através do pino PWMD, que habilitada e desabilita a operação do conversor em uma frequência muito menor que a frequência de chaveamento (quando o pino PWMD está conectado ao GND, o CI está desabilitado, quando o mesmo pino for conectado ao VDD o CI está habilitado).

A Figura II.1 mostra o diagrama de blocos do CI HV9910B e a Figura II.2 mostra o esquemático do conversor Buck2 aplicado ao CI HV9910.

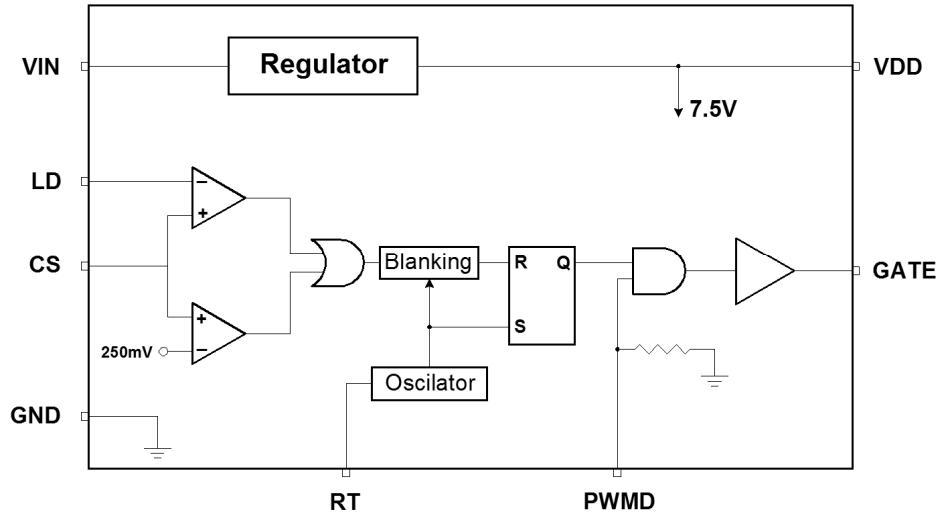


Figura II.1- Diagrama de Blocos do HV9910B

Neste projeto foi utilizada a dimerização do LED através do pino LD, que fornece uma variação na tensão de referência da entrada inversora de um dos comparadores internos do HV9910B. Desta maneira, a variação da tensão no pino LD é realizada através do divisor de tensão composto pelos resistores R3 e R5 e potenciômetro R4, como mostra a Figura II.2.

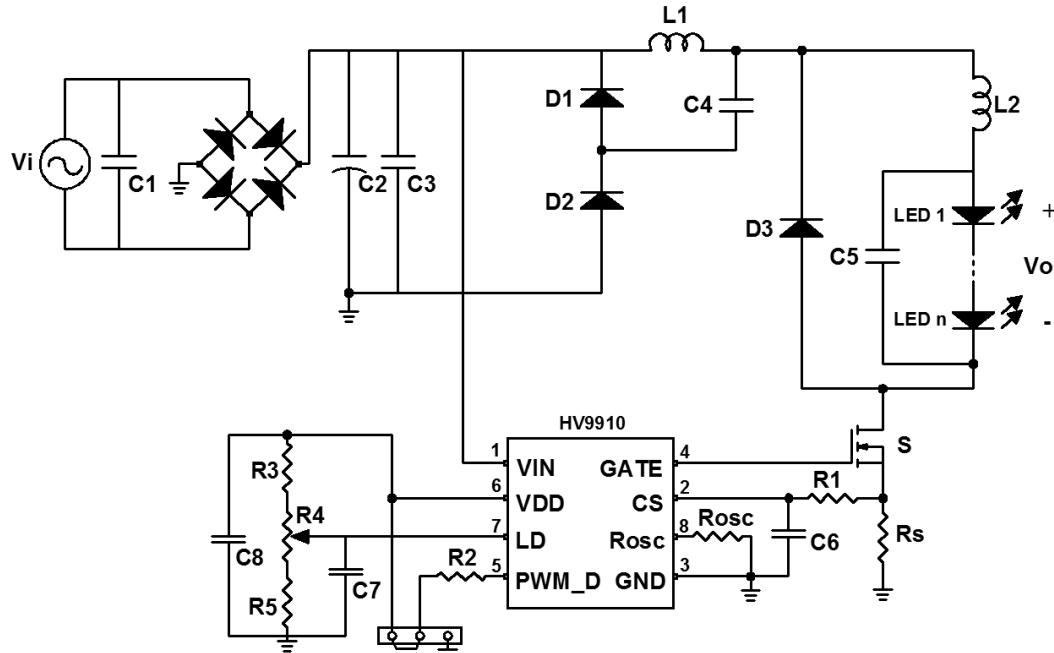


Figura II.2 – HV9910B aplicado ao conversor Buck

II.3 PROJETO DO CONVERSOR BUCK2

O projeto do conversor Buck2 foi realizado de acordo com [28], e assume-se para a mínima tensão de operação, em regime permanente, que a corrente no indutor L_1 está em modo de condução crítico (MCCr) e a corrente no indutor L_2 está em modo de condução contínua (MCC).

Os parâmetros de projeto do conversor Buck2 são mostrados na Tabela II.1.

Tabela II.1

Parâmetros de Projeto do Conversor Buck2

Potencia de saída	$P_o = 12 \text{ W}$
Corrente de saída	$I_o = 700 \text{ mA}$
Tensão de saída	$V_o = 17,15 \text{ V}$
Tensão entrada mínima	$V_{i\min} = 90 \text{ V}_{\text{RMS}} / 127 \text{ V}_{\text{DC}}$
Tensão entrada máxima	$V_{i\max} = 240 \text{ V}_{\text{RMS}} / 340 \text{ V}_{\text{DC}}$
Ondulação de corrente em L_1	$\Delta I_{L1} = I_{L1}$
Ondulação de corrente em L_2	$\Delta I_{L2} = 0,1 \cdot I_{L2}$
Frequência de chaveamento	$f_{s\min} = 80 \text{ kHz}$
Eficiência prevista	$\eta = 0,85$

O ganho do conversor Buck2, para a mínima tensão de entrada, pode ser encontrado por:

$$G = \frac{V_0}{V_i} = D^2 \quad (\text{II.1})$$

Assim de (II.1), a máxima razão cíclica pode ser calculada como:

$$D_{\max} = \sqrt{\frac{V_0}{V_{i_{\min}}}} = \sqrt{\frac{17,15}{127}} \rightarrow D_{\max} = 0,367 \quad (\text{II.2})$$

A tensão no capacitor C_4 para a mínima tensão de entrada pode ser calculada por:

$$V_{C_{4\min}} = V_{i_{\min}} \cdot D_{\max} = 127 \cdot 0,367 \cong 47 \text{ V} \quad (\text{II.3})$$

A corrente média através do indutor L_1 pode ser encontrada por:

$$I_{L1_{\text{med}}} = \frac{V_0 \cdot I_0}{V_{C_{4\min}}} = \frac{17,12 \cdot 0,7}{47} \rightarrow I_{L2_{\text{med}}} \cong 0,255 \text{ A} \quad (\text{II.4})$$

O pico de corrente através do indutor L_1 na mínima tensão de entrada é:

$$I_{L1_{\text{pk_Vmín}}} = 2 \cdot I_{L1_{\text{med}}} = 2 \cdot 0,255 \rightarrow I_{L1_{\text{pk_Vmín}}} \cong 0,510 \text{ A} \quad (\text{II.5})$$

Assim o indutor L_1 pode ser calculado como:

$$L_1 = \frac{(V_{i_{\min}} - V_{C_{4\min}}) \cdot D_{\max} \cdot T_S}{I_{L1_{\text{pk_Vmín}}}} = \frac{(127 - 47) \cdot 0,367 \cdot 12,5 \times 10^{-6}}{0,510} \rightarrow I_{L1_{\text{pk_Vmín}}} \cong 720 \mu\text{H} \quad (\text{II.6})$$

O capacitor C_4 é calculado considerando 10% de *ripple* de tensão sobre o capacitor.

$$C_4 = \frac{0,5 \cdot I_{L2_{\text{pk_Vmín}}} \cdot (1 - D_{\max}) \cdot T_S}{0,1 \cdot V_{C_{4\min}}} = \frac{0,5 \cdot 0,510 \cdot (1 - 0,367) \cdot 12,5 \times 10^{-6}}{0,1 \cdot 47} \rightarrow C_4 \cong 0,43 \mu\text{F} \quad (\text{II.7})$$

A relação da tensão no capacitor C_4 e a tensão de entrada V_i pode ser calculada por:

$$\frac{V_{C_4}}{V_i} = K = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{8 \cdot L_2 \cdot P_0}{T_S \cdot V_0^2}}} \rightarrow \frac{V_{C_4}}{V_{i_{\min}}} = \frac{47}{127} = K = 0,370 \quad (\text{II.8})$$

A tensão sobre o capacitor, com a máxima tensão de entrada pode ser encontrada por:

$$V_{C_{4máx}} = K \cdot V_{i_{máx}} = 0,370 \cdot 340 \rightarrow V_{C_{4máx}} \cong 126 \text{ V} \quad (\text{II.9})$$

A razão cíclica para a máxima tensão de entrada pode ser calculada por:

$$D_{mín} = \frac{V_0}{V_{C_{4máx}}} = \frac{17,15}{126} \rightarrow D_{mín} = 0,136 \quad (\text{II.10})$$

Assim calcula-se o indutor L_2 :

$$L_2 = \frac{(V_{C_{4máx}} - V_0) \cdot D_{mín} \cdot T_S}{\Delta I_{L2}} = \frac{(126 - 17,15) \cdot 0,136 \cdot 12,5 \times 10^{-6}}{0,1 \cdot 0,7} \rightarrow L_2 = 2,64 \text{ mH} \quad (\text{II.11})$$

A máxima tensão sobre o MOSFET S pode ser obtida por:

$$V_{S_{máx}} = \frac{D_{mín} \cdot V_{máx} + V_0}{D_{mín}} = \frac{0,136 \cdot 340 + 17,15}{0,136} \rightarrow V_{S_{máx}} \cong 466 \text{ V} \quad (\text{II.12})$$

O pico de corrente através do MOSFET S pode ser obtida por:

$$I_{S_{pk}} = I_0 + \frac{\Delta I_{L3}}{2} = 0,7 + \frac{0,1 \cdot 0,7}{2} \rightarrow I_{S_{pk}} = 0,735 \text{ A} \quad (\text{II.13})$$

A corrente média no MOSFET S pode ser obtida por:

$$I_{S_{méd}} = I_{S_{pk}} \cdot D_{máx} = 0,735 \cdot 0,367 \rightarrow I_{S_{méd}} = 0,270 \text{ A} \quad (\text{II.14})$$

A máxima tensão sobre os diodos D_1 e D_2 é a própria tensão de entrada do conversor.

Considerando uma margem de segurança de 15%, obtém-se:

$$V_{D_{1máx}} = V_{D_{2máx}} = V_{i_{máx}} \cdot 1,15 = 340 \cdot 1,15 = 391 \text{ V} \quad (\text{II.15})$$

O pico de corrente através do diodo D_1 pode ser obtida por:

$$I_{D_{1pk}} = I_{L_{1pk_Vmín}} \rightarrow I_{D_{1pk}} = 0,510 \text{ A} \quad (\text{II.16})$$

A corrente média através do diodo D_1 pode ser obtida por:

$$I_{D_{1méd}} = I_{D_{1pk}} \cdot D_{máx} = 0,510 \cdot 0,367 \rightarrow I_{D_{1méd}} = 0,187 \text{ A} \quad (\text{II.17})$$

O pico de corrente através do diodo D_2 , e a mesma corrente que circula pelo MOSFET S, então:

$$I_{D_{2pk}} = I_{L_{2pk}} \rightarrow I_{D_{2pk}} = 0,735 \text{ A} \quad (\text{II.18})$$

A corrente média através do diodo D_2 pode ser obtida por:

$$I_{D_{2med}} = I_{D_{2pk}} \cdot D_{max} = 0,735 \cdot 0,367 \rightarrow I_{D_{2med}} \cong 0,270 \text{ A} \quad (\text{II.19})$$

A máxima tensão sobre o diodo de roda livre D_3 pode ser obtida por:

$$V_{D_{3max}} = V_{C_{4max}} = \frac{V_0}{D_{min}} = \frac{17,12}{0,136} \rightarrow V_{D_{3max}} \cong 126 \text{ V} \quad (\text{II.20})$$

A corrente de pico através o diodo de roda livre D_3 pode ser obtida por:

$$I_{D_{3pk}} = I_{0_{pk}} = 0,735 \text{ A} \quad (\text{II.21})$$

A corrente média através do diodo de roda livre D_3 pode ser obtida por:

$$I_{D_{3med}} = I_{D_{3pk}} \cdot D_{max} = 0,735 \cdot 0,367 \rightarrow I_{D_{3med}} \cong 0,270 \text{ A} \quad (\text{II.22})$$

A máxima tensão sobre os diodos da ponte retificadora é a própria tensão de entrada do conversor. Considerando uma margem de segurança de 15%, obtém-se:

$$V_{D_{ret}} = V_{i_{max}} \cdot 1,15 = 340 \cdot 1,15 = 391 \text{ V} \quad (\text{II.23})$$

Corrente média através dos diodos da ponte retificadora pode ser calculada por:

$$I_{D_{med}} = \frac{P_{in}}{2 \cdot V_{i_{min_pk}} \cdot 0,9} = \frac{14,12}{2 \cdot 127 \cdot 0,9} \rightarrow I_{D_{med}} \cong 63 \text{ mA} \quad (\text{II.24})$$

O capacitor de filtro da ponte retificadora pode ser calculado por:

$$C_1 = \frac{P_i}{f_{ret} \left(V_{ipk}^2 - (0,9 \cdot V_{ipk})^2 \right)} = \frac{14,12}{120 \left(127^2 - (0,9 \cdot 127)^2 \right)} \rightarrow C_1 = 38 \mu\text{F} \quad (\text{II.25})$$

O resistor de sensor de corrente pode ser calculado por[37]:

$$R_{CS} = \frac{0,25}{1,15 \cdot I_0} = \frac{0,25}{1,15 \cdot 0,7} \rightarrow R_{CS} = 0,31 \Omega \quad (\text{II.26})$$

O resistor de oscilação, que define a frequência de chaveamento, pode ser calculado por:[37]

$$R_T (k\Omega) = (T_{osc} (\mu s) \cdot 25) - 22 = (12,5 \cdot 25) - 22 \rightarrow R_T = 290,5 k\Omega \quad (II.27)$$

II.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

A Tabela II.2 mostra os componentes utilizados no protótipo do conversor Buck2. O esquemático do protótipo foi mostrado na Figura II.2.

Tabela II.2

Componentes Utilizados no Protótipo do Conversor Buck2

COMPONENTES	VALORES
Indutor L ₁	720 μ H
Indutor L ₂	2,6mH
Capacitor Supressor X2 C ₁	0,1 μ F 400 V
Capacitor Eletrolítico C ₂	47 μ F 400 V
Capacitor poliéster C ₃	0,47 μ F 400V
Capacitor poliéster C ₄	0,47 μ F 400 V
Capacitor poliéster C ₅	0,1 μ F 400 V
Capacitor cerâmico C ₆	100 μ F 50 V
Capacitor cerâmico C ₇	0,1 μ F 50 V
Capacitor poliéster C ₈	1 μ F 50 V
Ponte retificadora	D3SB60
Diodos D ₁ , D ₂ e D ₃	HFA30TA60
MOSFET S	IRF830
Resistor de oscilação R _{osc}	262K Ω (82K Ω +180K Ω)
Sensor corrente R _S	0,33 Ω (3 // 1 Ω), 0,5W, 1%
Resistor R ₁	2,2k Ω , 0,25W, 5%
Resistor R ₂	1k Ω 0,25W, 5%
Resistor R ₃	150k Ω , 0,25W, 5%
Potenciômetro R ₄	4,7k Ω
Resistor R ₅	330 Ω , 0,25W, 5%
LED ₁ , LED ₂ , LED ₃ , e LED ₄	EDSW-KLC8-B3 / 700 mA

Desta maneira foi montado o circuito para a simulação do conversor Buck2, no software *PSIM*. Como o software não disponibiliza o CI HV9910B, nem LEDs para simulação, foi então montado um circuito equivalente, de acordo com o diagrama de blocos do CI, e para simular os LEDs foi utilizado um resistor em série com um diodo ideal. O resistor foi calculado para provocar queda de tensão igual à tensão direta dos LEDs. O circuito simulado é mostrado na Figura II.3.

Após o projeto e a simulação do conversor Buck2, iniciou-se a análise experimental.

Como a corrente do protótipo é pequena, então primeiramente este foi montado no *protoboard*, tanto o circuito de potência quanto o controle. Desta maneira, não foi possível validar a funcionalidade do conversor e do CI, pois existiam muitos ruídos inseridos nas formas de onda, que impediam a correta visualização destas.

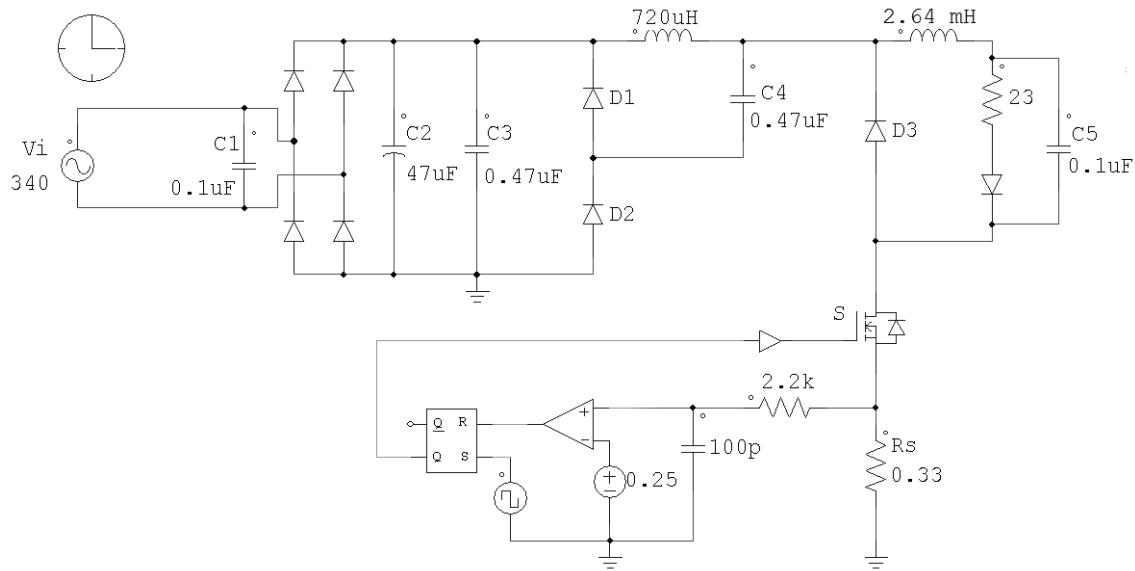


Figura II.3 – Circuito simulado no software *PSIM*

Logo após, o circuito de controle foi montado em uma placa e manteve-se o circuito de potência no *protoboard*. Assim foi obtida uma pequena melhora, mas percebeu-se que apesar das correntes no circuito de potência serem pequenas, quanto mais era aumentado os caminhos de corrente no *protoboard*, melhor tornavam-se as formas de onda e melhorava a funcionalidade do conversor.

Verificadas essas observações, o protótipo foi totalmente montado em uma placa (círcuito de potência e controle). Para isso foram tomados alguns cuidados como alocar os componentes de maneira que os caminhos de corrente e do sinal do sensor de corrente, sejam curtos e assim com uma menor impedância. Além disso, também foi tomado o cuidado de alocar os indutores o mais afastado possível de outros componentes, principalmente do circuito de controle, e não “cruzar” trilhas em baixo desses, evitando assim interferências.

A Figura II.4 mostra o protótipo do conversor Buck2 acionando uma lâmpada a LEDs.

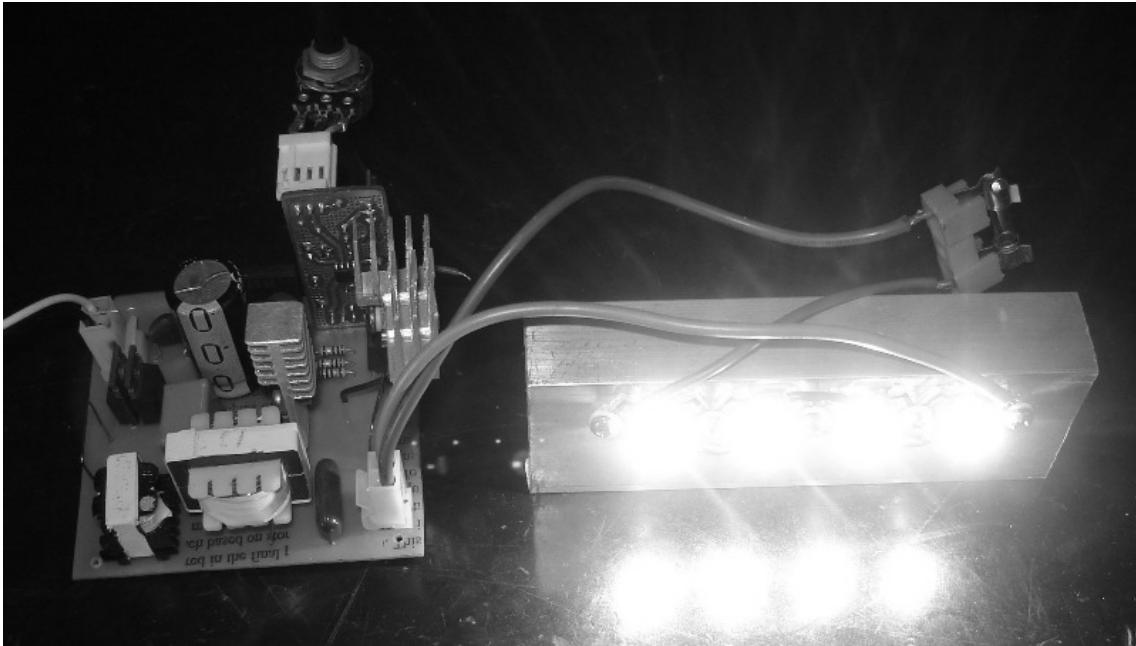


Figura II.4 - Protótipo do conversor Buck2 acionando uma lâmpada de LEDs

A Figura II.5 (experimental), Figura II.6 (simulação), mostram as formas de onda de corrente na lâmpada de LEDs e as formas de onda de tensão e corrente no MOSFET S, para a tensão de entrada $V_i = 90$ V_{RMS}.

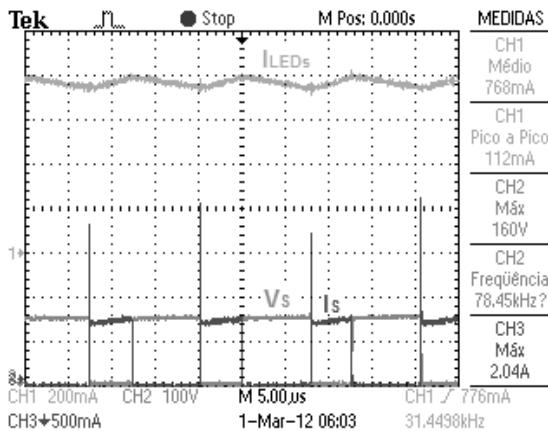


Figura II.5 - Experimental – CH1: forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs (200mA/Div); CH2: forma de onda de tensão (100V/Div) e CH3: forma de onda de corrente no MOSFET S (500mA/Div) para tensão de entrada $V_i = 90$ V_{RMS}.

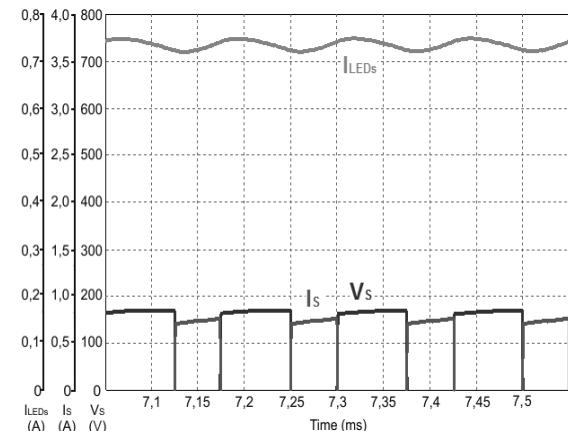


Figura II.6 – Simulação – Laranja: forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs (100mA/Div); azul: forma de onda de tensão (100V/Div) e roxo: forma de onda de corrente (500mA/Div) no MOSFET S para tensão de entrada $V_i = 90$ V_{RMS}.

A Figura II.7 até a Figura II.12, mostram as formas de onda de corrente na lâmpada de LEDs e a forma de onda de tensão e corrente no MOSFET S para as tensões de entrada,

$V_i = 127 \text{ V}_{\text{RMS}}$, $V_i = 220 \text{ V}_{\text{RMS}}$ e $V_i = 240 \text{ V}_{\text{RMS}}$, onde as figuras da coluna da esquerda são resultados experimentais e as da coluna da direita são resultados de simulação.

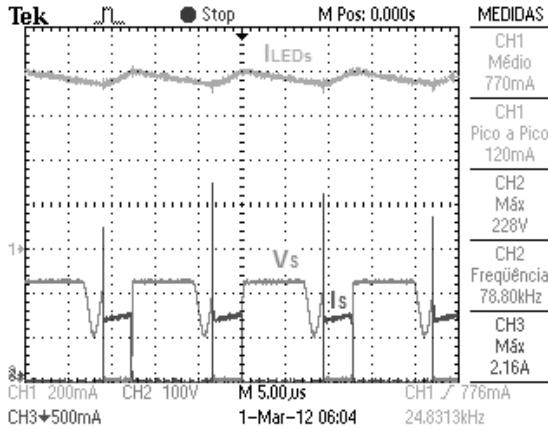


Figura II.7 - Experimental – CH1: forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs (200mA/Div); CH2: forma de onda de tensão (100V/Div) e CH3: forma de onda de corrente no MOSFET S (500mA/Div) para tensão de entrada $V_i = 127 \text{ V}_{\text{RMS}}$.

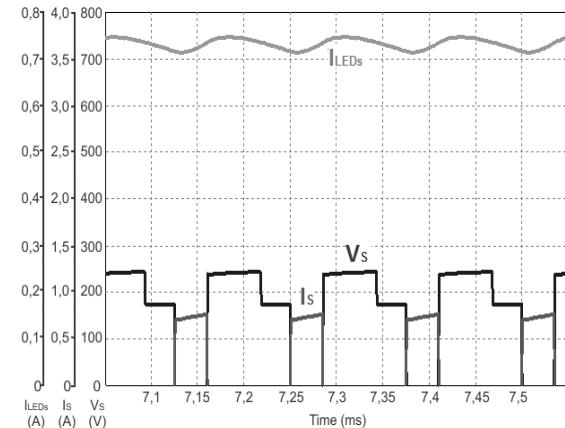


Figura II.8 – Simulação – Laranja: forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs (100mA/Div); azul: forma de onda de tensão (100V/Div) e roxo: forma de onda de corrente (500mA/Div) no MOSFET S para tensão de entrada $V_i = 127 \text{ V}_{\text{RMS}}$.

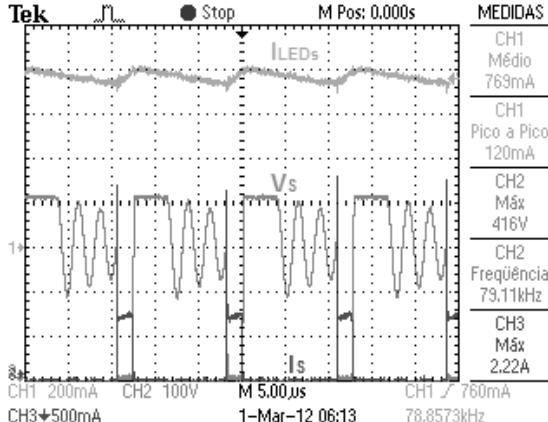


Figura II.9 - Experimental – CH1: forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs (200mA/Div); CH2: forma de onda de tensão (100V/Div) e CH3: forma de onda de corrente no MOSFET S (500mA/Div) para tensão de entrada $V_i = 220 \text{ V}_{\text{RMS}}$.

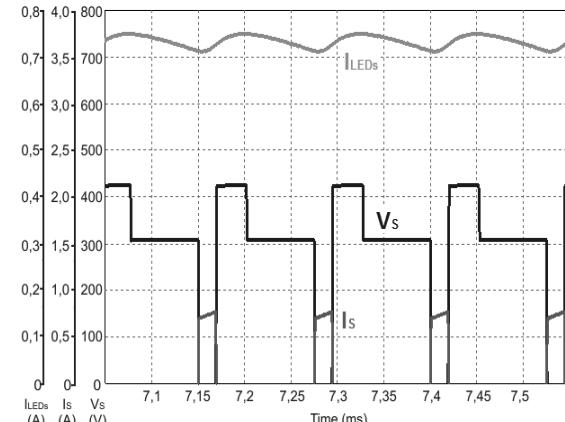


Figura II.10 – Simulação – Laranja: forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs (100mA/Div); azul: forma de onda de tensão (100V/Div) e roxo: forma de onda de corrente (500mA/Div) no MOSFET S para tensão de entrada $V_i = 220 \text{ V}_{\text{RMS}}$.

A partir da Figura II.7, tensão de alimentação $V_i = 127 \text{ V}$, pode-se observar um pequeno degrau na forma de onda de tensão sobre o MOSFET. Este acontece quando a corrente através do indutor L_1 chega à zero, lembrando que este indutor foi projeto para modo de condução crítico na mínima tensão de entrada e modo de condução e descontínuo para

tensões maiores. Então para tensões de entrada acima de $90 \text{ V}_{\text{RMS}}$, como mostra a Figura II.7 até Figura II.12, a corrente no indutor está em modo de condução descontínuo, satisfazendo as condições iniciais de projeto.

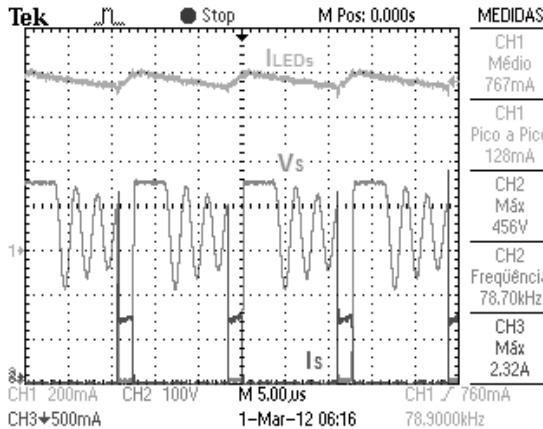


Figura II.11 - Experimental – CH1: forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs (200mA/Div); CH2: forma de onda de tensão (100V/Div) e CH3: forma de onda de corrente no MOSFET S (500mA/Div) para tensão de entrada $V_i = 240 \text{ V}_{\text{RMS}}$.

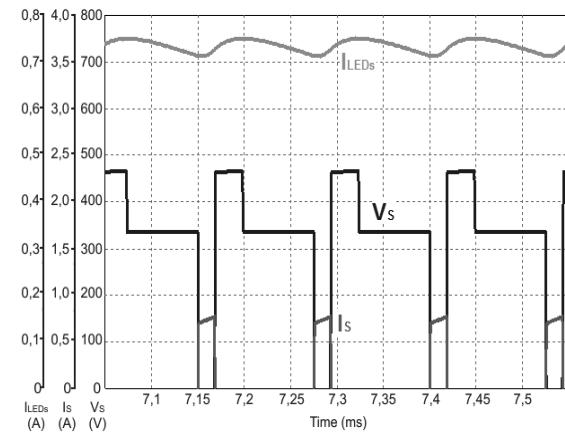


Figura II.12 – Simulação – Laranja: forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs (100mA/Div); azul: forma de onda de tensão (100V/Div) e roxo: forma de onda de corrente (500mA/Div) no MOSFET S para tensão de entrada $V_i = 240 \text{ V}_{\text{RMS}}$.

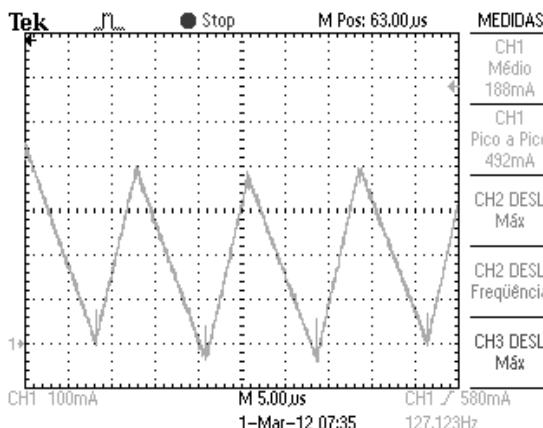


Figura II.13 – Experimental - Forma de onda de corrente no indutor L_1 (100mA/Div) para tensão de entrada $V_i = 90 \text{ V}_{\text{RMS}}$.

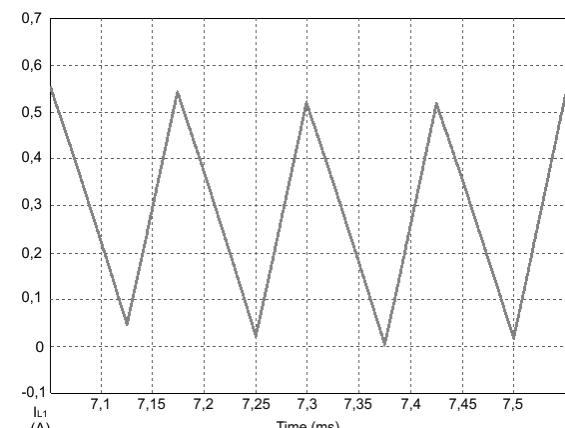


Figura II.14 – Simulação – Forma de onda de corrente no indutor L_1 (100mA/Div) para a tensão de entrada $V_i = 90 \text{ V}_{\text{RMS}}$.

A Figura II.13 (experimental) e Figura II.14 (simulação), mostram a forma de onda de corrente através do indutor L_1 para a mínima tensão de entrada, $V_i = 90 \text{ V}_{\text{RMS}}$. Assim como almejado no projeto, a corrente no indutor está em modo de condução crítico. E para tensões maiores que $90 \text{ V}_{\text{RMS}}$, a corrente está em modo de condução descontínuo, como mostra a

Figura II.15 (experimental) e Figura II.16 (simulação), satisfazendo as condições do projeto do conversor.

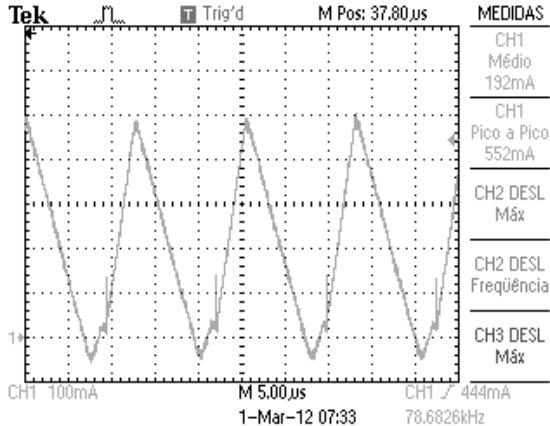


Figura II.15 - Experimental – Forma de onda de corrente no indutor L_1 (100mA/Div) para tensão de entrada $V_i = 127 V_{RMS}$.

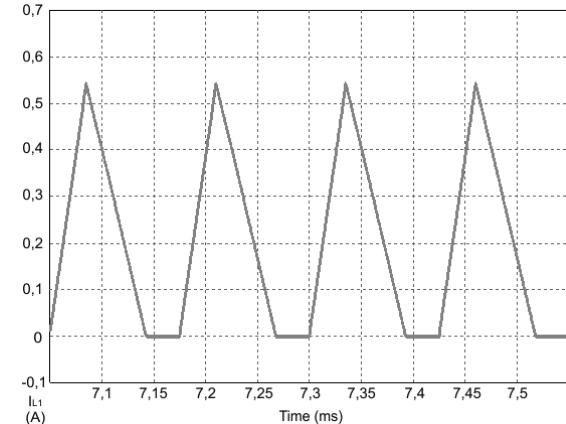


Figura II.16 – Simulação – Forma de onda de corrente no indutor L_1 (100mA/Div) para tensão de entrada $V_i = 127 V_{RMS}$.

Como mostrado e explicado anteriormente, neste trabalho foi realizado também a dimerização dos LEDs. Então a Figura II.17 e a Figura II.18 mostram as formas de onda de corrente na lâmpada a LEDs e a forma de onda de tensão no *gate* do MOSFET para a mínima e a máxima dimerização, respectivamente.

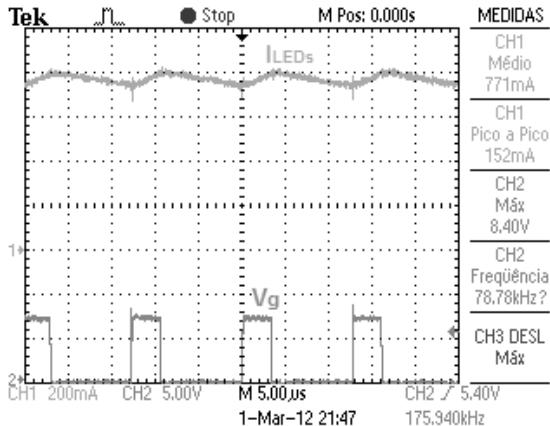


Figura II.17 – Mínima dimerização - CH1: forma de onda de corrente na lâmpada a LED (200mA/Div) e CH2: forma de onda de tensão no *gate* do MOSFET (5V/Div).

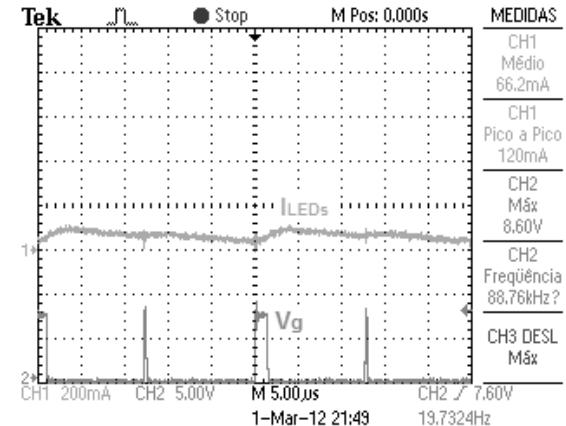


Figura II.18 – Máxima dimerização - CH1: forma de onda de corrente na lâmpada a LED (200mA/Div) e CH2: forma de onda de tensão no *gate* do MOSFET (5V/Div).

Analizando a Figura II.17 e a Figura II.18, percebe-se o decréscimo no valor da

corrente através da lâmpada a LEDs em consequência da diminuição da largura de pulso no *gate* do MOSFET, comprovando a funcionalidade do recurso de dimerização disponibilizado pelo HV9910B.

II.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Diante dos resultados de simulação e experimentais apresentados pode-se, certamente aprovar a eficácia do conversor Buck2 e a funcionalidade do CI HV9910B. Desta forma, apesar da sensibilidade a ruídos apresentada pelo HV9910B, quando a confecção da placa de controle e potência é bem estudada e elaborada, minimizam-se quase totalmente os problemas com interferências causadas por EMI (*electromagnetic interference*) e RFI (*radio frequency interference*). Além disso, percebe-se a semelhança entre as formas de onda experimentais e de simulação validando o modelo do CI montado em simulação.

ANEXO III

TABELAS

Tabela III.1

Núcleos de Ferrite Tipo EE

Dados Núcleos	Ae [cm²]	Aw [cm²]	le [cm]	MLT [cm]	Ap [cm⁴]	Al [nH]	Ve [cm³]
EE-08/04/03	0,07	0,12	1,97	1,88	0,01	450,00	0,14
EE-13/06/06	0,16	0,33	3,07	3,14	0,05	900,00	0,49
EE-16/07/04	0,15	0,40	3,44	3,77	0,06	1100,00	0,51
EE-16/07/05	0,19	0,40	3,53	3,77	0,07	1700,00	0,66
EE-19/08/05	0,23	0,57	3,94	4,63	0,13	1700,00	0,91
EE-20/10/05	0,31	0,48	4,30	4,02	0,15	1300,00	1,33
EE-25/10/06	0,40	0,84	4,90	5,97	0,34	1400,00	1,96
EE-30/15/07	0,60	1,19	6,70	6,13	0,72	1800,00	4,02
EE-30/15/14	1,20	1,19	6,70	6,13	1,43	3500,00	8,04
EE-42/21/15	1,81	2,56	9,70	9,27	4,63	3700,00	17,56
EE-42/21/20	2,40	2,56	9,70	9,27	6,14	4750,00	23,28
EE-55/28/21	3,54	3,76	12,00	11,78	13,29	5000,00	42,48
EE-65/33/13	2,66	5,48	14,70	13,89	14,57	3600,00	39,10
EE-65/33/26	5,32	5,48	14,70	13,89	29,14	7200,00	78,20
EE-65/33/39	7,98	5,48	14,70	13,89	43,71	10800,00	117,31
EE-76/50/25	6,45	9,75	21,77	16,02	62,91	5315,00	140,42

Tabela III.2

Fios Esmaltados

AWG	Diâmetro do Cobre (cm)	Área de Cobre (cm²)	Diâmetro Isolamento (cm)	Área Isolamento (cm²)	Ohms/cm 20°C	Ohms/cm 100°C	Amp. para 450 A/cm²
10	0,259	0,052620	0,273	0,058572	0,000033	0,000044	23,679
11	0,231	0,041729	0,244	0,046738	0,000041	0,000055	18,779
12	0,205	0,033092	0,218	0,037309	0,000052	0,000070	14,892
13	0,183	0,026243	0,195	0,029793	0,000066	0,000080	11,809
14	0,163	0,020811	0,174	0,023800	0,000083	0,000111	9,365
15	0,145	0,016504	0,156	0,019021	0,000104	0,000140	7,427
16	0,129	0,013088	0,139	0,015207	0,000132	0,000176	5,890
17	0,115	0,010379	0,124	0,012164	0,000166	0,000222	4,671
18	0,102	0,008231	0,111	0,009735	0,000209	0,000280	3,704
19	0,091	0,006527	0,100	0,007794	0,000264	0,000353	2,937
20	0,081	0,005173	0,089	0,006244	0,000333	0,000445	2,329
21	0,072	0,004105	0,080	0,005004	0,000420	0,000561	1,847
22	0,064	0,003255	0,071	0,004013	0,000530	0,000708	1,465
23	0,057	0,002582	0,064	0,003221	0,000668	0,000892	1,162
24	0,051	0,002047	0,057	0,002586	0,000842	0,001125	0,921

AWG	Diâmetro do Cobre (cm)	Área de Cobre (cm²)	Diâmetro Isolamento (cm)	Área Isolamento (cm²)	Ohms/cm 20°C	Ohms/cm 100°C	Amp. para 450 A/cm²
25	0,045	0,001624	0,051	0,002078	0,001062	0,001419	0,731
26	0,040	0,001287	0,046	0,001671	0,001339	0,001789	0,579
27	0,036	0,001021	0,041	0,001344	0,001689	0,002256	0,459
28	0,032	0,000810	0,037	0,001083	0,002129	0,002845	0,364
29	0,029	0,000642	0,033	0,000872	0,002685	0,003587	0,289
30	0,025	0,000509	0,030	0,000704	0,003386	0,004523	0,229
31	0,023	0,000404	0,027	0,000568	0,004269	0,005704	0,182
32	0,020	0,000320	0,024	0,000459	0,005384	0,007192	0,114
33	0,018	0,000254	0,022	0,000371	0,006789	0,009070	0,114
34	0,016	0,000201	0,020	0,000300	0,008560	0,011437	0,091
35	0,014	0,000160	0,018	0,000243	0,010795	0,014422	0,072
36	0,013	0,000127	0,016	0,000197	0,013612	0,018186	0,057
37	0,011	0,000100	0,014	0,000160	0,017165	0,022932	0,045
38	0,010	0,000080	0,013	0,000130	0,021644	0,028917	0,036
39	0,009	0,000063	0,012	0,000106	0,027293	0,036464	0,028
40	0,008	0,000050	0,010	0,000086	0,034417	0,045981	0,023
41	0,007	0,000040	0,009	0,000070	0,043399	0,057982	0,018

REFERÊNCIAS

- [1] O Setor Elétrico. [Online]. <http://www.osetoreletrico.com.br/web/component/content/article/58-artigos-e-materias-relacionadas/176-lampadas-e-leds.html>
- [2] Edison Tech Center. [Online]. <http://edisontechcenter.org/incandescent.html>
- [3] GE Iluminção. [Online]. <http://www.gelampadas.com.br/about/historia.asp>
- [4] João Mamede Filho, *Instalações Elétricas Industriais*, 7th ed. LTC.
- [5] Edison Tech Center. [Online]. <http://edisontechcenter.org/Fluorescent.html#inventors>
- [6] Edison Tech Center. [Online]. <http://edisontechcenter.org/SodiumLamps.html#lpsinventors>
- [7] Edison Tech Center. [Online]. <http://edisontechcenter.org/metalhalide.html>
- [8] Edison Tech Center. [Online]. <http://edisontechcenter.org/ArcLamps.html#xenonarclamp>
- [9] E. Fred Schubert, *Light-Emitting Diodes*, 2nd ed. Cambridge, USA: Cambridge University Press, 2008.
- [10] Gilbert Held, *Introduction to Light Emitting Diode Technology and Applications*. Boca Raton: CRC Press, 2009.
- [11] Inês Lima Azevedo, M. Granger Morgan e Fritz Morgan, "The Transition to Solid-State Lighting," *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 3, pp. 481-510, Mar. 2009.
- [12] Jonas Reginaldo de Britto, *Análise, Projeto e Implementação de Conversores CC-CC com Ampla Faixa de Conversão Aplicados em Iluminação de Estado Sólido*. Uberlândia, MG, Brasil: UFU, Dezembro, 2009.
- [13] Fusheng Li; Dahua Chen; Xianjie Song; Yuming Chen, "LEDs: A Promising Energy-Saving Light Source for Road Lighting," in *Power and Energy Engineering Conference. APPEEC*, Asia-Pacific, 2009, pp. 1-3.
- [14] Mary H. Crawford, "LEDs for Solid-State Lighting: Performance Challenges and Recent Advances," *Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of*, vol. 15, no. 4, pp. 1028-1040, Aug. 2009.
- [15] Rodrigues, C.R.B.S.; Almeida, P.S.; Soares, G.M.; Jorge, J.M.; Pinto, D.P.; Braga, H.A.C, "Um Estudo Comparativo de Sistemas de Iluminação Pública: Estado Sólido e Lâmpada de Vapor de Sódio em Alta Pressão," *INDUSCON 2010 - 9th IEEE/IAS*

- Internacional Conference on*, pp. 1-6, Nov. 2010.
- [16] Neary, M.; Quijano, M., "Solid State Llighting for Industrial Locations," *Petroleum and Chemical Industry Conference 2009 -Industry Applications Society 56th Annual*, pp. 1-7, Sep. 2009.
- [17] Liu YU, Jinming YANG, "The Topologies of White LED Lamp's Power Drivers," *Power Electronics Systems and Applications, PESA 2009. 3rd Internacional Conference on*, pp. 1-6, 2009.
- [18] Eduardo Polidoro, Philips. Iluminação Eficiente com LEDs. [Online]. http://www.metodoeventos.com.br/6eficienciaenergetica/palestras/22_07_workshop2/eduardo_polidoro.pdf
- [19] de Britto, J.R.; de Freitas, L.C.; Farias, V.J.; Coelho, E.; Vieira, J.B., "LED Lamp Driver Using a Converter with Wide Range Conversion Microcontroller-Based," *IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE*, pp. 1988-1993, Nov. 2008.
- [20] Young, W.R., Jr.; Wilson, W., "Efficient Electric Vehicle Lighting Using LEDs," *Southcon. Conference Record*, pp. 276-280, Jun. 1996.
- [21] Miribel-Catala, P.L.; Puig-Vidal, M.; Samitier i Martí, J.; Goyhenetche, P.; Xuan-Quan Nguyen, "An integrated digital PFM DC-DC boost converter for a power management application: a RGB backlight LED system driver," *IECON [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*, vol. 1, pp. 37-42, Nov. 2002.
- [22] A. J. Calleja, et al., "Evaluation of a High Efficiency Boost Stage to Supply a Permanent LED Emergency Lighting System," *Industry Applications Conference. 39th IAS Annual Meeting.*, vol. 2, pp. 1390-1395, Oct. 2004.
- [23] Demian, A.E., Reginaldo de Britto, J., de Freitas, L.C., Farias, V.J., Coelho, E.A.A., Vieira, J.B., "Microcontroller-Based Quadratic Buck Converter Used as LED Lamp Driver," *Power Electronics and Application 2007 European Conference on*, pp. 1-6, 2007.
- [24] Bassan, S., Moschopoulos, G., "Properties and Aplications of Quadratic Converters," *IEEE Canada Electrical Power Conference*, pp. 123-127, 2007.
- [25] Alonso, J.M., Viña, J., Gacio, D., Campa, L., Martínez, G., Osorio, R., "Analysis and Design of the Quadractic Buck-Boost Converter as a High-Power-Factor Driver for Power LED Lamps," *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2541-2546, Nov. 2010.
- [26] Silva, W.G., Rodovalho, D.S., da Silva, F.V.R., de Moraes, J.S., de Freitas, L.C., Coelho, E.A.A., Vieira Junior, J.B., "Conversor Boost Quadrático-Buck Utilizado no Acionamento de um Votor de LED Empregado no Tratamento de Disfunções Celulares," *Eletrônica de Potência*, vol. 16, no. 3, pp. 204-211, Jun. 2011.
- [27] Supertex_inc, *Hysteretic Boost-Buck (Cuk) LED Driver IC - HV9930*. 2008.

- [28] Steve Winder, *Power Supplies for LEDs Drives*. Newnes, 2008.
- [29] Igor da Costa Vieira, *Projeto de um Conversor Flyback Auto-Oscilante de Baixo Custo para LED's de Potência*. Belo Horizonte - MG: UFMG/PPGEE, Dezembro de 2009.
- [30] Ivo Barbi, *Projetos de Fontes Chaveadas*. Florianópolis: Edição do autor, 2001.
- [31] Muhammad H. Rashid, *Eletrônica de Potência: Circuitos Dispositivos e Aplicações*. São Paulo: Makronn Books, 1999.
- [32] Edison-Opto. [Online]. http://www.edison-opto.com.tw/Datasheet/Edixeon/Edison%20Opto_Edixeon%C2%AE%20K%20Series_Eng_v4.pdf
- [33] Keith Billings, Taylor Morey, *Switchmode Power Supply - Handbook*, 3rd ed. USA: McGraw-Hill, 2011.
- [34] NBR 10898, *Sistema de iluminação de emergência*. 1999.
- [35] Edison-Opto. [Online]. http://www.edison-opto.com.tw/Datasheet/EdiPower/Edison%20Opto_EdiPower%20II%20Series_Eng_v2.pdf
- [36] Edison-Opto. [Online]. http://www.edison-opto.com.tw/Datasheet/EdiLine/Edison%20Opto_EdiLine%20III%20Series_Eng_v4.pdf
- [37] Supertex_inc, *Universal High Brightness LED Driver - HV9910B*. 2010.