



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

WELTON DA SILVA LIMA

**ESTUDO E MODELAGEM DE UMA NOVA TOPOLOGIA
DE CONVERSOR BUCK QUADRÁTICO CC-CC NÃO ISOLADO**

FORTALEZA
2014

WELTON DA SILVA LIMA

**ESTUDO E MODELAGEM DE UMA NOVA TOPOLOGIA
DE CONVERSOR BUCK QUADRÁTICO CC-CC NÃO ISOLADO**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito final para obtenção do título de **Mestre em Engenharia Elétrica**. Área de concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos.

Orientador: Prof. Dr. Luiz Henrique Silva Colado Barreto.

Coorientador: Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça.

FORTALEZA
2014

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca de Pós-Graduação em Engenharia - BPGE

L711e

Lima, Welton da Silva.

Estudo e modelagem de uma nova topologia de conversor Buck quadrático CC-CC não isolado /
Welton da Silva Lima. – 2014.

101 f. : il. color., enc. ; 30 cm.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Departamento de
Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2014.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos.

Orientação: Prof. Dr. Luiz Henrique Silva Colado Barreto.

Coorientação: Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça.

1. Engenharia elétrica. 2. Métodos de simulação. I. Título.

CDD 621.3


WELTON DA SILVA LIMA


ESTUDO E MODELAGEM DE UMA NOVA TOPOLOGIA DE CONVERSOR
BUCK QUADRÁTICO CC-CC NÃO ISOLADO

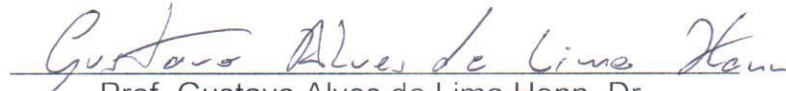
Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistema de Energia Elétrica.


Aprovada em: 25/06/2014

BANCA EXAMINADORA


Prof. Luiz Henrique Silva Colado Barreto, Dr. (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (PPGEE-UFC)


Prof. Paulo Peixoto Praça, Dr. (Coorientador)
Universidade Federal do Ceará (DEE-UFC)


Prof. Gustavo Alves de Lima Henn, Dr.
Universidade Federal Regional do Semiárido (UFERSA)


Prof. Demercil de Souza Oliveira Júnior, Dr.
Universidade Federal do Ceará (DEE-UFC)

Aos meus pais, Francisco Lima e Vicência da Silva.
Aos meus amigos e familiares, pelo apoio, compreensão e companheirismo.
Aos meus avós, Francisco da Silva e Expedita da Silva (*In memoriam*).

Agradecimentos

A Deus, criador de todas as coisas visíveis e invisíveis.

Ao Prof. Dr. Luiz Henrique Silva Colado Barreto, pelo apoio e pela credibilidade de que eu poderia realizar esse trabalho, mesmo que fosse para mim, uma área até então desconhecida.

Ao Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça, pelas valiosas contribuições e incentivo durante fase de realização do projeto.

Aos colegas do GPEC (Grupo de Processamento de Energia e Controle), por todas as sugestões e conselhos que me foram de fundamental importância.

“ É um erro terrível teorizar antes de ter informação.”

(Arthur Conan Doyle)

Resumo

Neste trabalho é apresentado o estudo, modelagem e projeto de uma nova topologia de conversor CC-CC, o Conversor Buck Quadrático CC-CC não isolado (QBC). Inicialmente, foi realizada a análise qualitativa e quantitativa da topologia proposta para operação em modo de condução contínua (MCC), verificando-se as etapas de operação e obtendo-se as relações de tensão e corrente para dimensionar os componentes de projeto do conversor, também foi realizada a modelagem do sistema através da representação no espaço de estados. Em seguida, a fim de validar a topologia proposta, utilizou-se simulação via PSpice. Após essa etapa, iniciou-se a construção de um protótipo com 500 W de potência total de saída, operando em 20 kHz. Os resultados experimentais obtidos confirmam que a topologia proposta pode ser utilizada em atividades práticas, como por exemplo, para o carregamento de baterias.

Palavras-chave: Conversores CC-CC. Buck quadrático. Modelagem no espaço de estados.

Abstract

In this paper is presented the study, modeling and design of a new DC-DC converter topology, the Converter Quadratic Buck DC-DC non-isolated (QBC). Initially, was made the qualitative and quantitative analysis of the proposed topology of continuous conduction mode operation (MCC), the steps of operation and thus the relationship of voltage and current to size the components converter project, was also held the system modeling through representation on the State space. Then, in order to validate the proposed topology, was used simulation via PSpice. After this step, began the construction of a prototype with 500 W total power output, operating at 20 kHz. The experimental results obtained confirm that the proposed topology can be used in practical activities, for example, for battery charging.

Keywords: DC-DC converters. Quadratic buck. Modeling in state space.

Lista de Figuras

2.1	Conversor Buck CC-CC.	4
2.2	Conversores Buck CC-CC em cascata.	5
2.3	Conversor buck quadrático equivalente.	5
2.4	Conversor <i>buck</i> quadrático ZCS quase-ressonante alimentado por um conversor CA-CC trifásico.	6
2.5	Conversor buck quadrático CC-CC de único indutor.	6
2.6	Conversor <i>boost</i> quadrático.	7
2.7	Conversor Boost Quadrático com capacitor chaveado e indutor acoplado para aplicações em Painéis Voltvoláicos.	7
2.8	Conversor Boost Quadrático ZC-ZVS.	8
2.9	Conversor <i>boost</i> quadrático associado a uma rede quase-ressonante.	8
2.10	Retificador PFC com integração buck-boost com buck quadrático.	9
2.11	Conversor <i>buck-boost</i> semi-quadrático.	9
2.12	Célula de comutação do conversor <i>boost</i> quadrático.	10
2.13	Célula de comutação quadrática.	10
2.14	Conversor quadrático proposto.	11
2.15	Conversor buck quadrático não isolado.	11
2.16	Pulso de comando da chave <i>Sw</i> para o conversor proposto.	12
3.1	Conversor Buck Quadrático.	13
3.2	Circuitos para o desenvolvimento das equações de estado para o Conversor Buck Quadrático (a) para a chave fechada e (b) para a chave aberta.	14
3.3	Principais formas de onda do QBC operando em MCC.	15
3.4	Ganho estático $M(D)$ em função da razão cíclica D	19
3.5	Relação entre as razões cíclicas x Ganho estático $M(D)$	19
3.6	Forma de onda triangular.	23
3.7	Corrente no capacitor C_a	24
3.8	Corrente no capacitor C_o	26
4.1	Circuito <i>snubber</i> RCD para diodo.	43
5.1	Circuitos para o desenvolvimento das equações de estado para o Conversor Buck Quadrático (a) para a chave fechada e (b) para a chave aberta.	47
5.2	Malha composta pela fonte, indutor auxiliar e capacitor auxiliar.	50
5.3	Malha composta pela fonte, indutor de filtro e capacitor de filtro.	50
5.4	Malha composta pelo indutor auxiliar e capacitor auxiliar.	52

5.5	Malha composta pelo indutor auxiliar, indutor de filtro e capacitor de filtro.	52
5.6	Implementação do Conversor Buck Quadrático CC-CC no PSpice.	56
5.7	Saída do Probe no PSpice para o modelo chaveado.	56
5.8	Resposta ao degrau da função de transferência obtida através de modelagem no espaço de estados.	57
5.9	Comparação entre a saída do Orcad e a resposta em degrau do MATLAB.	57
6.1	Circuito de simulação do QBC.	59
6.2	Tensão e corrente simuladas da chave.	60
6.3	Tensão e corrente simuladas do diodo D_1 .	61
6.4	Tensão e corrente simuladas do diodo D_2 .	61
6.5	Tensão e corrente simuladas do diodo D_3 .	62
6.6	Corrente simulada do indutor L_a .	62
6.7	Corrente simulada do indutor L_o .	63
6.8	Tensão e corrente de saída simuladas.	63
6.9	Tensão experimental na chave.	64
6.10	Tensão experimental no diodo D_1 .	64
6.11	Tensão experimental no diodo D_2 .	65
6.12	Tensão experimental no diodo D_3 .	65
6.13	Corrente experimental no indutor L_a .	66
6.14	Corrente experimental no indutor L_o .	66
6.15	Tensão e corrente experimental de saída.	67
6.16	Rendimento da topologia proposta.	67
7.1	Conversor <i>buck-boost</i> quadrático CC-CC não isolado.	70
A.1	Placa de Desenvolvimento DE1 da Altera.	73
A.2	Blocos para Saída PWM.	74
A.3	Configuração do Optocoplador HCPL-3120.	77
A.4	Conversor digital-analógico com rede $R - 2R$.	77
C.1	Placa confeccionada.	85
C.2	Esquemático da placa.	86
C.3	PCB da Placa.	86

Lista de Tabelas

4.1	Especificações de projeto	32
4.2	Considerações de projeto	32
4.3	Parâmetros.	34
4.4	Dados do núcleo NEE-65/33/26 da Thornton.	34
4.5	Dados do fio de cobre AWG26.	35
4.6	Resumo do projeto do Indutor auxiliar L_a	36
4.7	Resumo do projeto do indutor de saída L_o	38
4.8	Especificações do capacitor auxiliar.	38
4.9	Especificações da chave escolhida.	40
4.10	Especificações dos diodos escolhidos para o QBC.	42
4.11	Especificações do Optoacoplador	42

Lista de Abreviaturas e Siglas

CC	Corrente Contínua
CCM	Continuous Conduction Mode(Modo de Condução Contínua)
Cnpq	Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico
MOSFET	Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor
PWM	Pulse Width Modulation
QBC	Quadratic Buck Converter (Conversor Buck Quadrático)
rms	Root Mean Square
UFC	Universidade Federal do Ceará

C_a	Capacitor auxiliar
$C_{a,min}$	Capacitância mínima de C_a
C_o	Capacitor de filtro
$C_{o,min}$	Capacitância mínima de C_o
D	Razão cíclica
ΔI_{L_a}	Ondulação de corrente no indutor L_a
ΔI_{L_o}	Ondulação de corrente no indutor L_o
ΔV_{C_a}	Ondulação de tensão no capacitor C_a
ΔV_{C_o}	Ondulação de tensão no capacitor C_o
f_s	Frequência de chaveamento
i_{C_a}	Corrente instantânea no capacitor C_o
i_{C_o}	Corrente instantânea no capacitor C_o
i_{D_1}	Corrente instantânea no diodo D_1
$I_{D_1,rms}$	Corrente eficaz no diodo D_1
i_{D_2}	Corrente instantânea no diodo D_2
$I_{D_2,rms}$	Corrente eficaz no diodo D_2
i_{D_3}	Corrente instantânea no diodo D_3
$I_{D_3,rms}$	Corrente eficaz no diodo D_3
$I_{DM,Sw}$	Corrente de pico na chave Sw
I_{FRM,D_1}	Corrente de pico no diodo D_1
I_{FRM,D_2}	Corrente de pico no diodo D_2
I_{FRM,D_3}	Corrente de pico no diodo D_3
i_{L_a}	Corrente instantânea no indutor L_a
I_{L_a}	Corrente média no indutor L_a
$I_{L_a,max}$	Corrente máxima no indutor L_a

$I_{L_a,min}$	Corrente mínima no indutor L_a
i_{L_o}	Corrente instantânea no indutor L_o
I_{L_o}	Corrente média no indutor L_o
$I_{L_o,max}$	Corrente máxima no indutor L_o
$I_{L_o,min}$	Corrente mínima no indutor L_o
I_R	Corrente média na carga
i_R	Corrente instantânea de R
I_s	Corrente média da entrada
i_{sw}	Corrente instantânea na chave Sw
I_{sw}	Corrente média na chave Sw
$I_{sw,rms}$	Corrente eficaz na chave Sw
L_a	Indutor auxiliar
L_o	Indutor de filtro
P_o	Potência de saída
P_s	Potência de entrada
Q_{C_a}	Variação na carga de C_a
Q_{C_o}	Variação na carga de C_o
R	Resistência de saída (carga)
T	Período de chaveamento
t_0	Instate de início da condução da chave Sw
t_1	Instate de bloqueio da condução da chave Sw
v_{C_a}	Tensão instantâneo capacitor C_a
V_{C_a}	Tensão média no capacitor C_a
V_{cc}	Tensão de alimentação do optoacoplador
v_{C_o}	Tensão instantâneo capacitor C_o
v_{D_1}	Tensão instantânea no diodo D_1
v_{D_2}	Tensão instantânea no diodo D_2
v_{D_3}	Tensão instantânea no diodo D_3
V_{GS}	Tensão de gatilho
v_{L_a}	Tensão instantânea no indutor L_a
v_{L_o}	Tensão instantânea no indutor L_o
V_o	Tensão média de saída
V_{R,D_1}	Tensão reversa no diodo D_1
V_{R,D_2}	Tensão reversa no diodo D_2
V_{R,D_3}	Tensão reversa no diodo D_3
V_s	Tensão média de entrada
v_{sw}	Tensão instantânea na chave Sw

Lista de Símbolos

A	ampère
F	farad
H	henry
Hz	hertz
s	segundo
V	volt
W	watt
Ω	ohm

Sumário

1	Introdução	1
2	Conversores Quadráticos CC-CC	4
2.1	Topologias de Conversores Quadráticos	4
2.1.1	Conversor Buck Quadrático	5
2.1.2	Conversor Boost Quadrático	7
2.1.3	Conversor Buck-Boost Quadrático	9
2.2	Topologia Proposta	10
2.2.1	Célula de Comutação	10
2.2.2	Conversor Quadrático Proposto	11
2.2.3	Estratégia de Comando	12
2.3	Considerações Finais	12
3	Análise Qualitativa e Quantitativa do Conversor Buck Quadrático	13
3.1	Análise Qualitativa do QBC - Topologia	13
3.1.1	Princípio de Operação - Operação em Modo de Condução contínua (CCM)	14
3.1.2	Formas de ondas teóricas do QBC	15
3.2	Análise Quantitativa do QBC	16
3.2.1	Ganho Estático $M(D)$	16
3.2.2	Ondulação de Corrente nos Indutores	20
3.2.2.1	Indutor L_a	20
3.2.2.2	Indutor L_o	21
3.2.2.3	Valor RMS de formas de ondas triangulares	23
3.2.3	Ondulação de Tensão nos Capacitores	23
3.2.3.1	Capacitor C_a	23
3.2.3.2	Capacitor C_o	25
3.2.4	Esforços de tensão e corrente nos semicondutores	26
3.2.4.1	Chave Sw	27
3.2.4.2	Diodo $D1$	28
3.2.4.3	Diodo $D2$	29
3.2.4.4	Diodo $D3$	30
3.3	Considerações Finais	31

4	Projeto do Conversor Buck Quadrático	32
4.1	Parâmetros de projeto	32
4.2	Dimensionamento do Conversor Proposto	33
4.2.1	Dimensionameto dos indutores	33
4.2.1.1	Indutor L_a	33
4.2.1.2	Indutor L_o	36
4.2.2	Dimensionameto dos capacitores	38
4.2.2.1	Capacitor C_a	38
4.2.2.2	Capacitor C_o	39
4.2.3	Dimensionameto dos semicondutores	39
4.2.3.1	Chave Sw	39
4.2.3.2	Diodo $D1$	40
4.2.3.3	Diodo $D2$	41
4.2.3.4	Diodo $D3$	41
4.3	<i>Driver</i> de Isolação	42
4.4	Circuitos <i>Snubber</i>	42
4.4.1	Diodo $D1$	43
4.4.2	Diodo $D2$	44
4.4.3	Diodo $D3$	44
4.5	Considerações Finais	45
5	Modelagem	46
5.1	Modelagem no Espaço de Estados	46
5.1.1	Modelo de Variáveis Médias no Espaço de Estados	46
5.2	Pequenos Sinais e Regime Permanente	48
5.3	Representação no Espaço de Estados do Conversor Buck Quadrático	49
5.3.1	Chave Fechada	49
5.3.2	Chave Aberta	51
5.4	Saída em Regime Permanente e Função de Transferência em Pequeno Sinal	53
5.5	Validação do Modelo	56
5.6	Considerações Finais	58
6	Resultados de Simulação e Experimentais	59
6.1	Circuito de Simulação	59
6.2	Resultados de Simulação	60
6.2.1	Para a chave	60
6.2.2	Para o diodo $D1$	61
6.2.3	Para o diodo $D2$	61
6.2.4	Para o diodo $D3$	62
6.2.5	Para o indutor L_a	62
6.2.6	Para o indutor L_o	63
6.2.7	Para a carga R	63
6.3	Resultados Experimentais	64
6.3.1	Para a chave	64
6.3.2	Para o diodo $D1$	64
6.3.3	Para o diodo $D2$	65
6.3.4	Para o diodo $D3$	65
6.3.5	Para o indutor L_a	66
6.3.6	Para o indutor L_o	66

6.3.7	Para a carga R	67
6.3.8	Rendimento do QBC	67
6.4	Considerações Finais	68
7	Conclusão	69
	Referências Bibliográficas	72
	Apêndice A Circuito de Comando da Chave	73
A.1	Saída Modulada por Largura de Pulso	73
A.1.1	Programas que Compõem os Blocos	74
A.1.1.1	Divisor de Frequência	75
A.1.1.2	Portadora (Dente de Serra)	75
A.1.1.3	Sinal de Referência	76
A.1.1.4	Comparador	76
A.2	Circuito de isolamento	77
A.3	Conversor digital-analógico	77
	Apêndice B Programas em MATLAB	78
B.1	Ganho Estático	78
B.2	Modelagem	79
B.3	Resultados Experimentais e de Simulação	81
	Apêndice C Conversor QBC Confeccionado	85
C.1	Placa Confeccionada	85
C.2	Arquivos do Altium	86

Introdução

Os conversores CC-CC são circuitos eletrônicos que convertem uma tensão CC de determinada amplitude em diferentes níveis de tensão CC, sendo esses níveis, maiores ou menores que o valor de tensão da fonte. Os *choppers*, como também são conhecidos os conversores CC-CC, são amplamente utilizados na indústria para o acionamento de máquinas de corrente contínua, controle de guindastes, empilhadeiras e trólebus (RASHID, 2004), sendo aplicados também em fontes de alimentação (fontes chaveadas) de equipamentos médicos, eletroeletrônicos, eletrodomésticos e aeroespaciais, ou ainda no carregamento de baterias de veículos elétricos.

Os *choppers* CC podem ser utilizados de modo a se obter uma saída regulada, para tanto, utilizam-se chaves eletrônicas (MOSFET's, TJB's, IGBT's e etc.) e modulação por largura de pulso (PWM) (RASHID, 2004). Esses conversores são comumente chamados de fontes chaveadas ou chaveadores (HART, 2012). As principais topologias básicas de conversores CC-CC são o conversor *buck* ou abaixador, o conversor *boost* ou elevador e o conversor *buck-boost*, que pode ser abaixador ou elevador de tensão, dependendo da taxa de trabalho da chave.

Tendo em vista a ampla utilização de conversores CC-CC, além do crescente uso de sistemas de energia que aproveitam fontes alternativas, faz-se necessário o estudo de novas topologias de conversores CC-CC.

No estudo desenvolvimento de novas topologias, surgem os conversores quadráticos, cuja principal característica, como o nome já sugere, é apresentar uma relação de D^2 no ganho estático (taxa de conversão), tais conversores são

usados em aplicações onde os conversores básicos não podem ser utilizados (BASSAN; MOSCHOPOULOS, 2007).

Em sistemas de carregamento de baterias, a tensão de saída é menor que a tensão de entrada, o que sugere a utilização de conversores *buck*, sendo que para a correta regulação, é necessário que se conheça o modelo do sistema, sendo frequentemente realizada a modelagem através do Espaço de Estados (CARBAJAL-GUTIÉRREZ; MORALES-SALDAÑA; LEYVA-RAMOS, 2005) (KARAKET; BUNLAKSANANUSORN, 2011).

Portanto, o objetivo geral deste trabalho é realizar o estudo e modelagem de um conversor abaixador de tensão não isolado. Tendo como objetivos específicos, projetar e implementar o conversor proposto.

Este trabalho está organizado em sete capítulos, que são resumidamente apresentados como se segue.

No **segundo capítulo**, descreve-se alguns dos principais trabalhos relacionados aos conversores CC-CC quadráticos, sendo apresentadas as seguintes estruturas quadráticas, *buck*, *boost* e *buck-boost*. A partir do conversor boost quadrático convencional (ORTIZ-LOPEZ et al., 2007), foi obtida a célula de comutação que compõe dois novos conversores *buck* e *buck-boost* CC-CC, sendo que, é objeto de estudo deste trabalho, o conversor buck quadrático (QBC) CC-CC não isolado operando em modo de condução contínua (MCC).

No **terceiro capítulo**, apresenta-se a análise qualitativa e quantitativa do QBC operando em modo de condução contínua. A análise qualitativa mostra o princípio de funcionamento e as principais formas de ondas teóricas do conversor. Na análise quantitativa são encontrados o ganho estático, as ondulações de corrente dos indutores, as ondulações de tensão dos capacitores e os esforços nos semicondutores.

No **quarto capítulo**, mostra-se a metodologia utilizada para realizar a construção do conversor. Inicialmente, são definidos os parâmetros e as especificações de projeto, com essas informações, são dimensionados os indutores, os capacitores e os semicondutores. Apresenta-se também o *driver* de isolamento empregado na chave e os circuitos *snubber* utilizados nos diodos.

No **quinto capítulo**, aborda-se o método de modelagem conhecido como Modelagem de Variáveis Médias no Espaço de Estados, que consiste em fazer uma média

das variáveis, corrente nos indutores e tensão nos capacitores, para cada intervalo de comutação da chave. Com esse método, é obtido o valor da tensão de saída em regime permanente e a função de transferência em pequeno sinal do conversor. Ao final deste capítulo, é feita a validação do modelo obtido.

No **sexto capítulo**, são mostrados os resultados de simulação adquiridos através do Orcad, para verificar o estudo teórico do conversor proposto, e os resultados experimentais extraídos do protótipo que foi montado no laboratório, para comprovar sua real construção.

Por fim, no **sétimo capítulo**, apresentam-se as conclusões deste trabalho e as sugestões para trabalhos futuros.

Que este trabalho, contribua de forma significativa para o universo acadêmico, em especial para o estudo de conversores CC-CC.

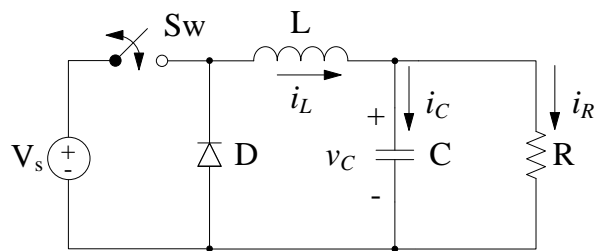
Conversores Quadráticos CC-CC

Neste capítulo, é realizada a revisão da literatura, onde são apresentadas algumas topologias de conversores quadráticos CC-CC. Baseado em um destes, é obtida uma célula de comutação que resulta em duas novas topologias de uma família de conversores CC-CC não isolados, constituindo um *buck-boost* quadrático e um *buck* quadrático, sendo este, objeto de estudo deste trabalho.

2.1 Topologias de Conversores Quadráticos

Os conversores CC-CC clássicos, como o caso do *buck*, Figura 2.1, podem ser associados em cascata resultado em topologias com características quadráticas

Figura 2.1: Conversor Buck CC-CC.



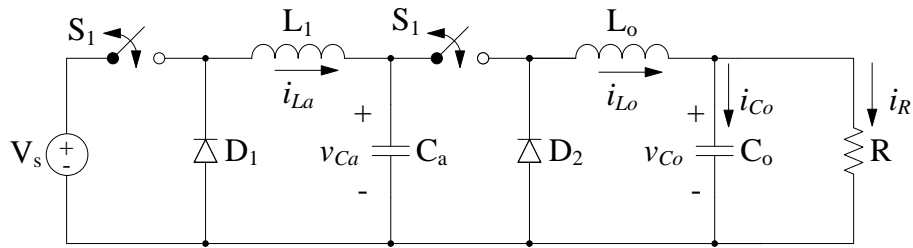
FONTE: Elaborada pelo autor.

A taxa de conversão para esse conversor é dada pela Equação 2.1.

$$M(D) = \frac{V_o}{V_s} = D \quad (2.1)$$

Considerando um "cascateamento" em 2 níveis, Figura 2.2.

Figura 2.2: Conversores Buck CC-CC em cascata.



FONTE: Elaborada pelo autor.

A taxa de conversão de modo geral é expressa por,

$$M(D) = \left(\frac{V_o}{V_s} \right)^n = D^n \quad (2.2)$$

onde n é o número de conversores buck associados em cascata e D é a razão cíclica.

No caso do conversor da Figura 2.2, $n = 2$, sendo assim,

$$M(D) = \left(\frac{V_o}{V_s} \right)^2 = D^2$$

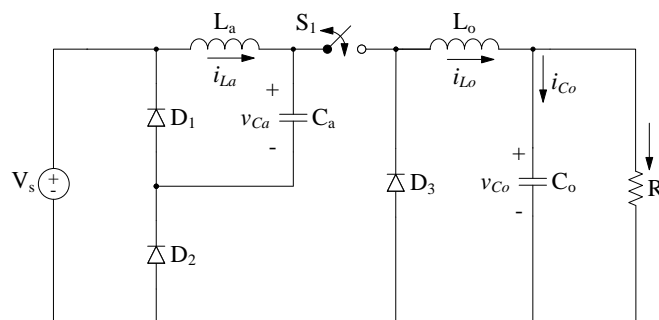
De modo geral, os conversores quadráticos são obtidos a partir deste processo.

A seguir, são apresentados alguns conversores quadráticos encontrados na literatura.

2.1.1 Conversor Buck Quadrático

A Figura 2.3 representa o conversor estudado por (MAKSIMOVIC; CUK, 1991) e (MATSUO; HADARA, 1976), que equivale ao conversor da Figura 2.2, mas com apenas uma chave.

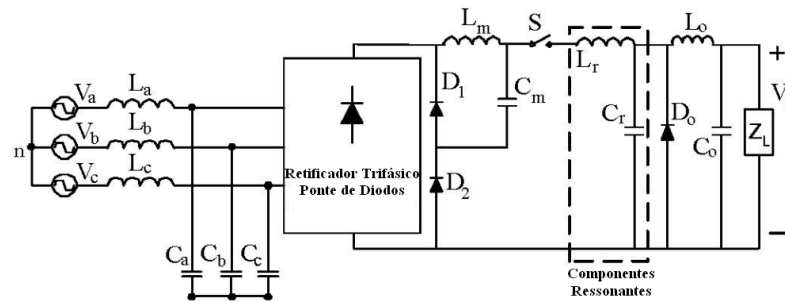
Figura 2.3: Conversor buck quadrático equivalente.



FONTE: (MAKSIMOVIC; CUK, 1991).

Em (BASSAN; MOSCHOPOULOS, 2007) são discutidas as propriedades e aplicações de conversores eletrônicos de potência com taxas de conversão que dependem quadraticamente da razão cíclica. É proposto um novo conversor *buck* quadrático com comutação suave de única chave alimentado por um conversor CA-CC trifásico, Figura 2.4. O conversor opera por corrente nula (ZCS) quase-ressonante que pode operar com variação significativamente menor na frequência de comutação, por causa da natureza quadrática do conversor. Sendo uma variação deste conversor estudado por (XIAOQIAN, 2012), onde foi feito a análise da correção do fator de potência.

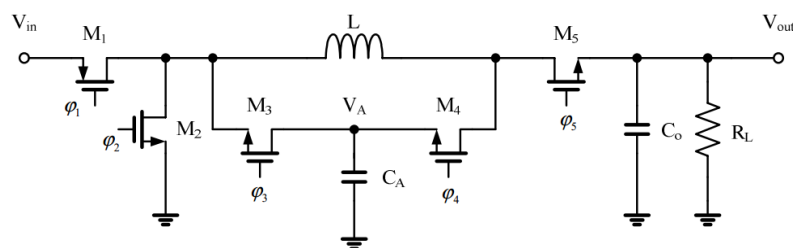
Figura 2.4: Conversor *buck* quadrático ZCS quase-ressonante alimentado por um conversor CA-CC trifásico.



FONTE: (BASSAN; MOSCHOPOULOS, 2007).

Em (CHEN et al., 2010), é proposto um novo conversor *buck* quadrático CC-CC de único indutor usando o controle de corrente média, Figura 2.5. Em aplicações de conversão CC-CC que exigem uma ampla gama de tensões de entrada e/ou saída, topologias de conversores *buck* convencionais sempre operam com razões cíclicas baixas, o que limita a operação para frequências de chaveamento mais baixas devido ao tempo mínimo para a chave mudar de estado. As vantagens do conversor buck quadrático proposto (CHEN et al., 2010), são resposta transitória rápida, alta taxa de conversão e redução no tamanho do indutor.

Figura 2.5: Conversor buck quadrático CC-CC de único indutor.

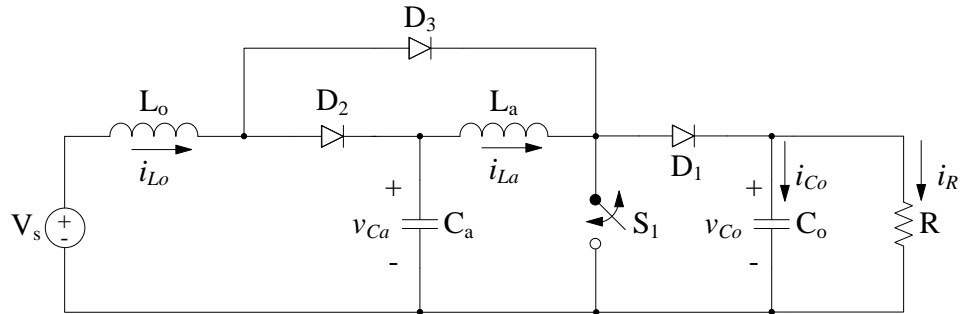


FONTE: (CHEN et al., 2010).

2.1.2 Conversor Boost Quadrático

Na Figura 2.6, é apresentado o conversor *boost* quadrático encontrado em (ORTIZ-LOPEZ et al., 2007).

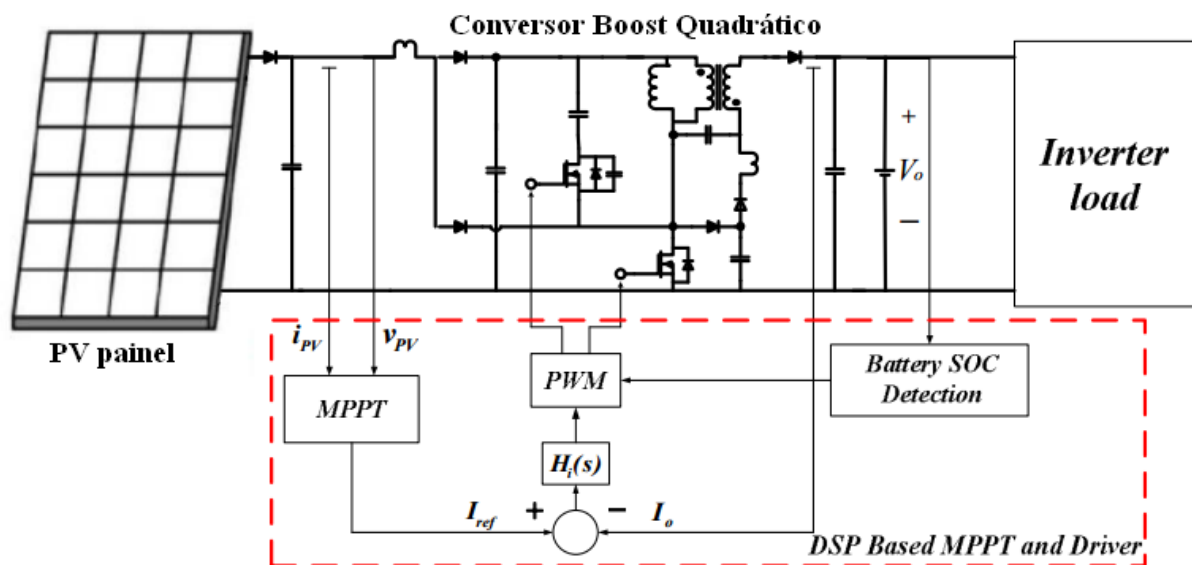
Figura 2.6: Conversor *boost* quadrático.



FONTE: Elaborada pelo autor.

A topologia do conversor boost quadrático com uma alta taxa de conversão do conversor CC-CC com comutação de tensão nula (ZVS) aplicado em um sistema fotovoltaico, Figura 2.7. Combinado com um indutor de *reboost*, um indutor acoplado e uma bateria são propostas para atingir o ganho de alta tensão com a função quadrática. O indutor de entrada para *reboost* é proposto para tornar o ganho de tensão mais elevada, ou seja, tornar maior a tensão de saída.

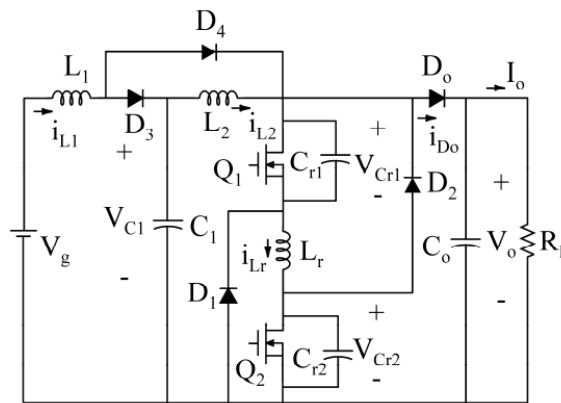
Figura 2.7: Conversor Boost Quadrático com capacitor chaveado e indutor acoplado para aplicações em Painéis Voltovoltaicos.



FONTE: (LEE et al., 2013).

Em (AL-SAFFAR; ISMAIL; SABZALI, 2012), é apresentado um novo conversor boost quadrático com comutação suave comandado por modulação por largura de pulso (PWM), Figura 2.8, que é adequado para aplicações, por exemplo, em sistemas de células fotovoltaicas e de combustível, onde há variação na tensão de entrada. As chaves ativas são ligadas com corrente nula (ZCS) e tensão nula (ZVS), e são desligadas por tensão nula (ZVS).

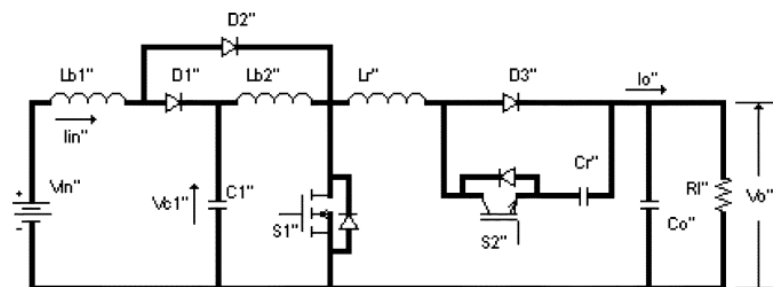
Figura 2.8: Conversor Boost Quadrático ZC-ZVS.



FONTE: (AL-SAFFAR; ISMAIL; SABZALI, 2012).

Na Figura 2.9, um conversor boost quadrático usando uma única rede quase-ressonante para chegar comutação suave é proposto por (BARRETO et al., 2005). Um indutor, um capacitor ressonante, e um interruptor auxiliar formam a rede de ressonância e o interruptor principal opera de forma de corrente nula (ZCS). De acordo com os resultados de simulação e experimentais, este conversor *boost* quadrático fornece uma taxa de conversão maior do que a fornecida pelo conversor boost convencional (para uma dada razão cíclica), e apresenta um ótimo desempenho por operar com comutação suave usando uma única rede ressonante.

Figura 2.9: Conversor *boost* quadrático associado a uma rede quase-ressonante.

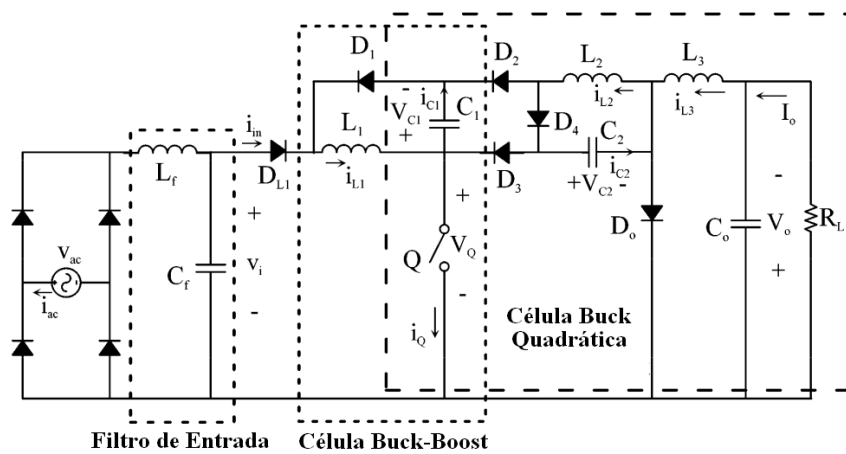


FONTE: (BARRETO et al., 2005).

2.1.3 Conversor Buck-Boost Quadrático

A Figura 2.11, apresenta um novo conversor CA-CC de ponte completa (S4) com correção do fator potência (PFC) adequado para aplicações de baixa potência (150 W) com uma faixa de tensão de entrada universal (90-265 Vrms). A topologia proposta integra uma célula buck-boost com uma célula buck quadrática, como resultado, este conversor pode funcionar com razão cíclica maior em comparação com as topologias (S4), por isso, tornando-o adequados para aplicações não isolados de alta frequência.

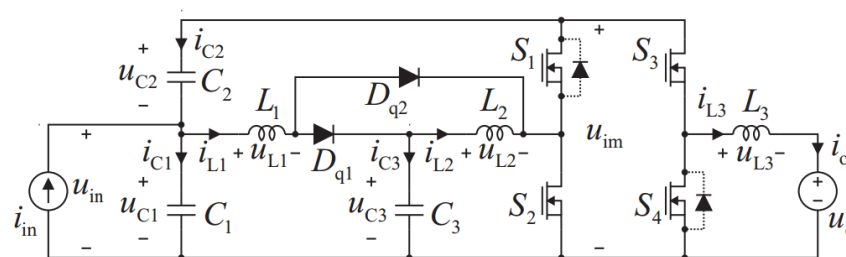
Figura 2.10: Retificador PFC com integração buck-boost com buck quadrático.



FONTE: (AL-SAFFAR; ISMAIL; SABZALI, 2009).

O desejo de utilizar fontes de energia verdes aumenta o número de sistemas de energia conectados a rede fotovoltaica. A taxa de conversão do conversor semi-quadrático permite a sua utilização para aplicações em transformadores modulares, Figura 2.11. O conversor pode ser equipado com um conversor de frequência baixa de ponte completa para implementar um inversor monofásico modular.

Figura 2.11: Conversor *buck-boost* semi-quadrático.



FONTE: (NOUSIAINEN; SUNTIO, 2011a).

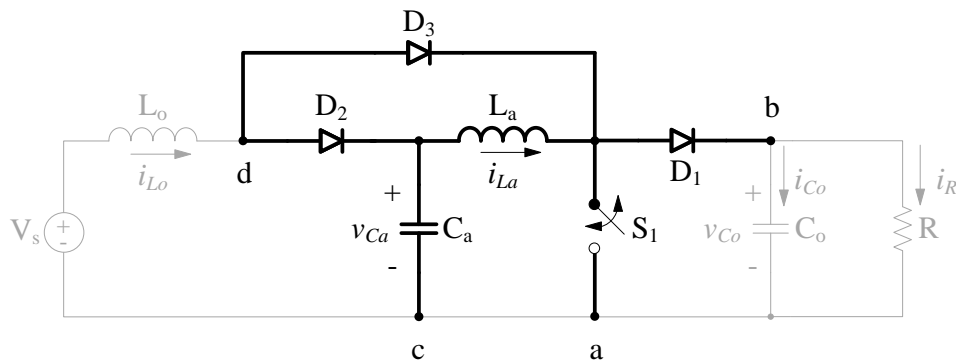
2.2 Topologia Proposta

Algumas aplicações de conversores quadráticos foram apresentados anteriormente, sendo mostrada a seguir, a topologia proposta para este trabalho.

2.2.1 Célula de Comutação

Na Figura 2.12, é apresentado o conversor *boost* quadrático com sua célula de comutação em evidência.

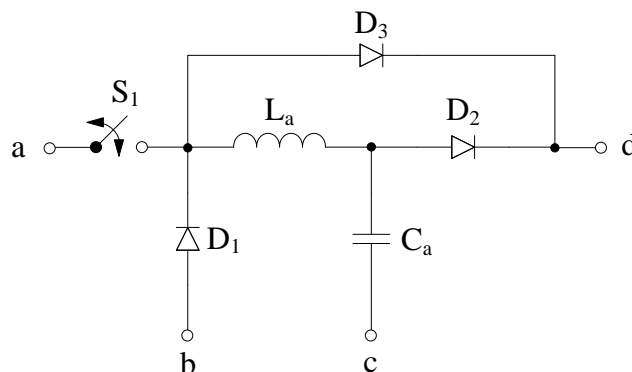
Figura 2.12: Célula de comutação do conversor *boost* quadrático.



FONTE: Elaborada pelo autor.

De modo que, a célula da família de conversores quadráticos é apresentada na Figura 2.13.

Figura 2.13: Célula de comutação quadrática.



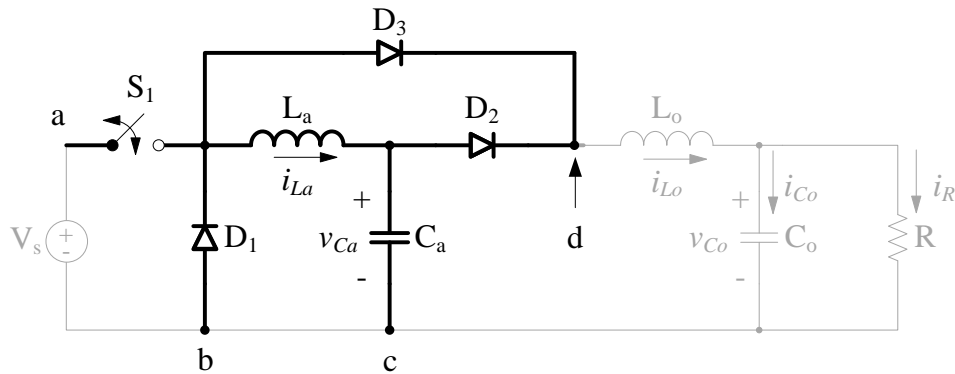
FONTE: Elaborada pelo autor.

A célula apresenta três diodos e uma chave, além de um indutor e um capacitor auxiliar, que conferem o ganho estático quadrático.

2.2.2 Conversor Quadrático Proposto

Conectando adequadamente a fonte de alimentação, um indutor e um capacitor de filtro, aos terminais a , b , c e d da célula da Figura 2.13, obtém-se o seguinte conversor. Na figura 2.14, é colocada em evidência a célula do conversor.

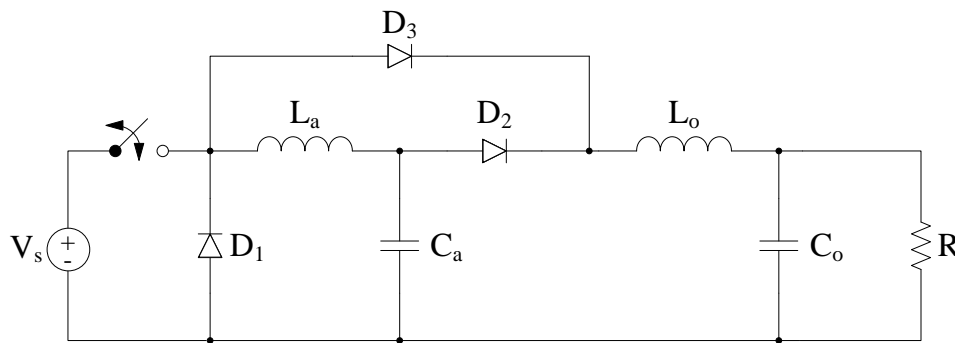
Figura 2.14: Conversor quadrático proposto.



FONTE: Elaborada pelo autor.

Sendo assim, é estudado neste trabalho, o conversor *buck* quadrático não isolado operando em modo de condução contínua (MCC).

Figura 2.15: Conversor buck quadrático não isolado.



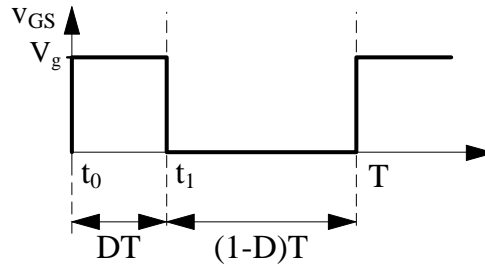
FONTE: Elaborada pelo autor.

Nesse modo de operação, é mostrado no Capítulo 2, que o conversor apresenta apenas duas etapas de operação, o que facilita seu estudo e, conseqüentemente, sua modelagem.

2.2.3 Estratégia de Comando

Foi utilizada a modulação PWM para o comando da chave, Figura 2.16. O código de comando, bem como o circuito de isolamento da chave podem ser vistos no (APÊNDICE A).

Figura 2.16: Pulso de comando da chave Sw para o conversor proposto.



FONTE: Elaborada pelo autor.

2.3 Considerações Finais

Com base nas ideias apresentadas anteriormente, é apresentado nos capítulos posteriores o equacionamento, projeto e modelagem da topologia proposta, o Conversor Buck Quadrático.

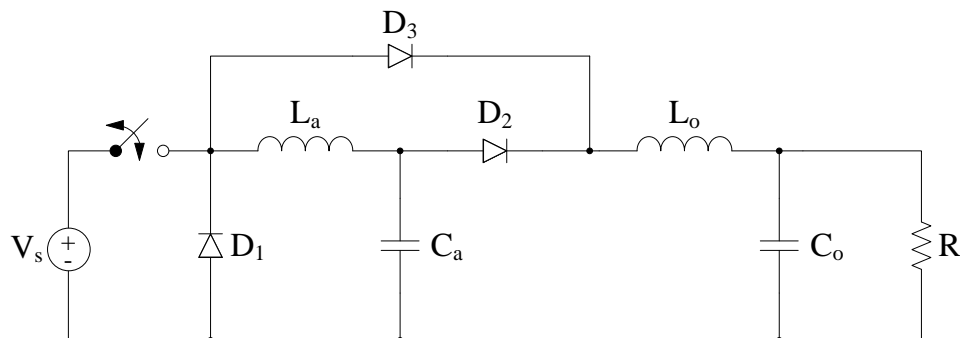
Análise Qualitativa e Quantitativa do Conversor Buck Quadrático

Neste capítulo, são feitas a análise qualitativa e quantitativa do conversor proposto. A análise qualitativa apresenta o princípio de operação e principais formas de ondas do conversor. Na análise quantitativa são mostradas as principais equações do conversor que servem como base para o desenvolvimento do projeto.

3.1 Análise Qualitativa do QBC - Topologia

O Conversor Buck Quadrático, Figura 3.1, foi obtido através da célula de comutação detalhada no Capítulo 2, conectando-se apropriadamente os pontos *a*, *b*, *c* e *d* da célula de comutação para que o conversor apresentasse as características do conversor buck, onde a tensão de saída é menor que a da entrada e de mesmo sinal.

Figura 3.1: Conversor Buck Quadrático.

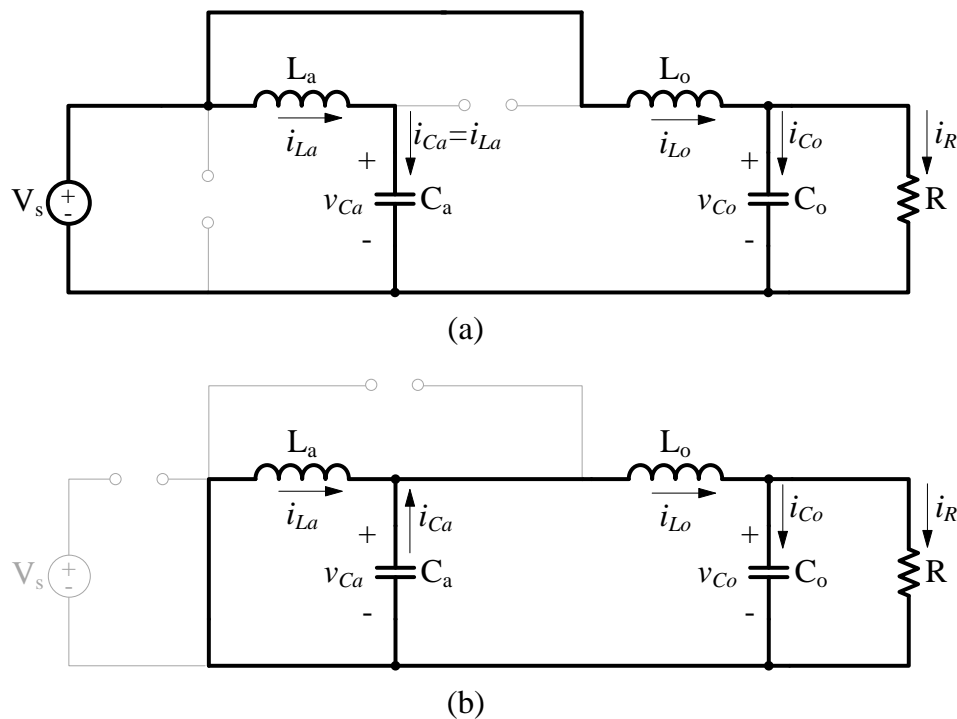


FONTE: Elaborada pelo autor.

3.1.1 Princípio de Operação - Operação em Modo de Condução contínua (CCM)

Para um período de chaveamento T , o conversor apresenta duas etapas de operação, como mostrado na Figura 3.2. O funcionamento desse conversor é similar ao do conversor buck clássico, com uma etapa de armazenamento de energia nos indutores e outra de transferência dessa energia armazenada para a carga. Cada etapa é descrita a seguir.

Figura 3.2: Circuitos para o desenvolvimento das equações de estado para o Conversor Buck Quadrático (a) para a chave fechada e (b) para a chave aberta.



FONTE: Elaborada pelo autor.

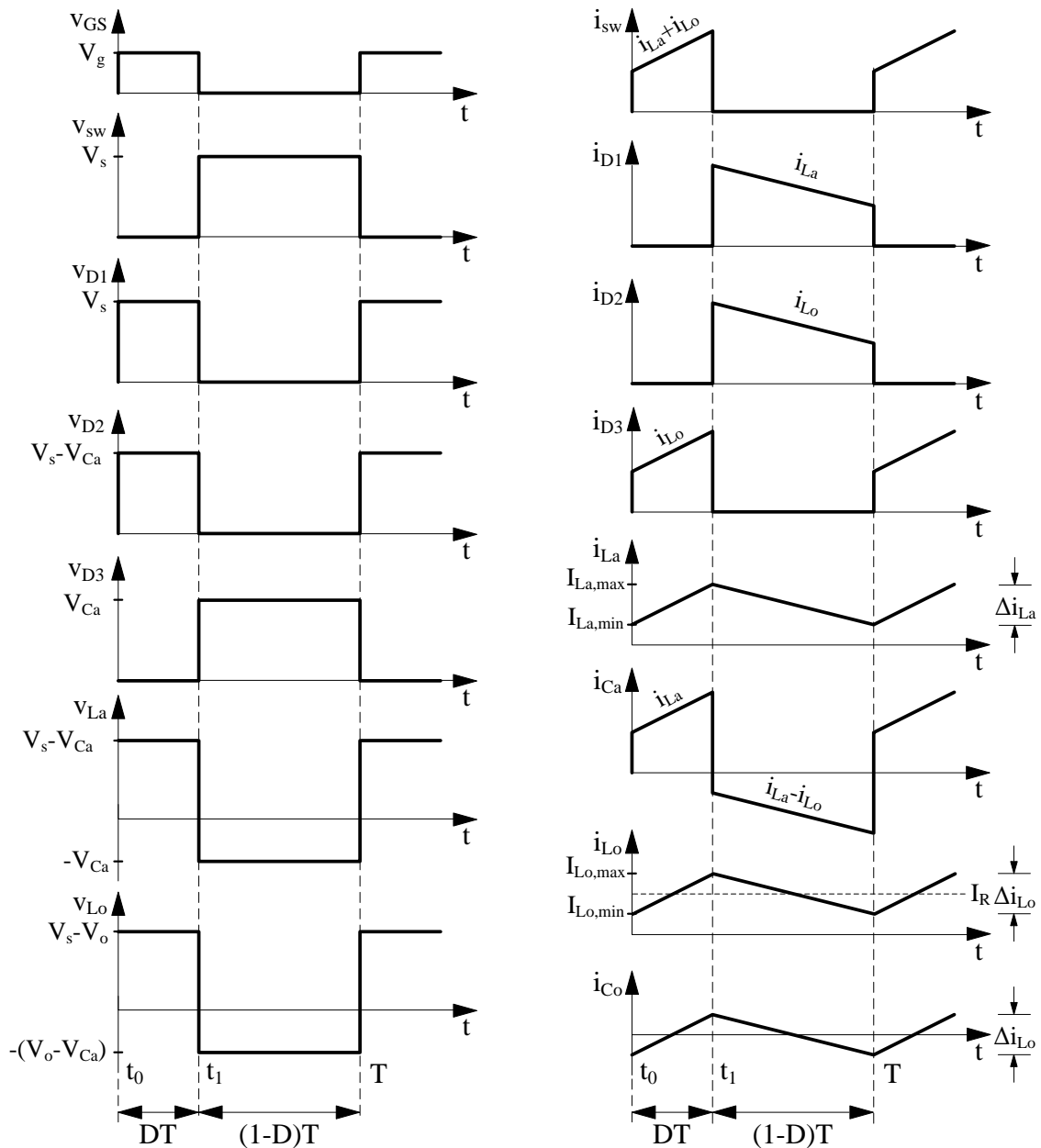
Primera etapa $[t_0, t_1]$ Quando a chave do conversor é fechada, o diodo D_3 é polarizado diretamente e os diodos D_1 e D_2 são polarizados reversamente. Durante esse estágio os indutores L_a e L_o estão armazenando energia, como mostra a Figura 3.2.a.

Segunda etapa $[t_1, T]$ Quando a chave está aberta, as correntes nos indutores não podem mudar instantaneamente, então os diodos D_1 e D_2 ficam polarizados diretamente para fornecer um caminho para as correntes dos indutores L_a e L_o e o circuito equivalente é o da Figura 3.2.b.

3.1.2 Formas de ondas teóricas do QBC

As principais formas de ondas teóricas do Conversor Buck Quadrático operando em modo de condução contínua estão mostradas na Figura 3.3, sendo obtidas segundo um sinal de comando PWM aplicado à chave Sw .

Figura 3.3: Principais formas de onda do QBC operando em MCC.



FONTE: Elaborada pelo autor.

3.2 Análise Quantitativa do QBC

O QBC é analisado com base no pressuposto de que o conversor é composto por duas etapas de operação e está operando em CCM, como visto na Figura 3.3 onde nota-se que a corrente nos indutores não apresenta valor nulo. Para simplificar a análise, as seguintes suposições foram feitas.

1. O conversor funciona em regime permanente estável.
2. O período de chaveamento é T e a chave fica fechada pelo tempo DT e aberta pelo tempo $(1 - D)T$.
3. Os indutores L_a e L_o operam em modo de condução contínua.
4. Todos os capacitores são grandes o suficiente de modo que suas ondulações de tensão de comutação são insignificantes durante T , mantendo constante a tensão de saída V_o .
5. Todos os componentes são ideais, assim, a eficiência é de 100%.

Sabendo ainda que, em geral, nos conversores CC-CC, a corrente nos indutor é periódica e sua tensão média é zero, que a corrente média no capacitor é zero e que a potência fornecida pela fonte é a mesma potência fornecida pela carga (HART, 2012).

3.2.1 Ganho Estático M(D)

Para a determinação da tensão de saída V_o são analisadas a corrente e a tensão nos indutores L_a e L_b .

Análise para a chave fechada: A tensão no indutor L_a é

$$v_{L_a} = V_s - V_{C_a} = L_a \frac{di_{L_a}}{dt}$$

Rearranjando,

$$\frac{di_{L_a}}{dt} = \frac{V_s - V_{C_a}}{L_a} \quad \text{chave fechada}$$

Como

$$\frac{di_{L_a}}{dt} = \frac{\Delta i_{L_a}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L_a}}{DT} = \frac{V_s - V_{C_a}}{L_a}$$

$$(\Delta i_{L_a})_{\text{fechada}} = \left(\frac{V_s - V_{C_a}}{L_a} \right) DT \quad (3.1)$$

A tensão no indutor L_o é

$$v_{L_o} = V_s - V_o = L_o \frac{di_{L_o}}{dt}$$

Rearranjando,

$$\frac{di_{L_o}}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L_o} \quad \text{chave fechada}$$

Como

$$\begin{aligned} \frac{di_{L_o}}{dt} &= \frac{\Delta i_{L_o}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L_o}}{DT} = \frac{V_s - V_o}{L_o} \\ (\Delta i_{L_o})_{\text{fechada}} &= \left(\frac{V_s - V_o}{L_o} \right) DT \end{aligned} \quad (3.2)$$

Análise para a chave aberta: A tensão no indutor L_a é

$$v_{L_a} = -V_{C_a} = L_a \frac{di_{L_a}}{dt}$$

Rearranjando,

$$\frac{di_{L_a}}{dt} = \frac{-V_{C_a}}{L_a} \quad \text{chave aberta}$$

Como

$$\begin{aligned} \frac{\Delta i_{L_a}}{\Delta t} &= \frac{\Delta i_{L_a}}{(1-D)T} = \frac{-V_{C_a}}{L_a} \\ (\Delta i_{L_a})_{\text{aberta}} &= - \left(\frac{V_{C_a}}{L_a} \right) (1-D)T \end{aligned} \quad (3.3)$$

A tensão no indutor L_o é

$$v_{L_o} = -(V_o - V_{C_a}) = L_o \frac{di_{L_o}}{dt}$$

Rearranjando,

$$\frac{di_{L_o}}{dt} = -\frac{V_o - V_{C_a}}{L_o} \quad \text{chave aberta}$$

Como

$$\frac{\Delta i_{L_o}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L_o}}{(1-D)T} = -\frac{V_o - V_{C_a}}{L_o}$$

$$(\Delta i_{L_o})_{aberta} = - \left(\frac{V_o - V_{C_a}}{L_o} \right) (1 - D)T \quad (3.4)$$

O funcionamento em regime permanente exige que a corrente que circula nos indutores seja uma onda periódica, de modo que a corrente no início do chaveamento e a mesma do final do chaveamento, como resultado, a troca líquida de corrente nos indutores é zero, logo:

No indutor L_a

$$(\Delta i_{L_a})_{fechada} + (\Delta i_{L_a})_{aberta} = 0$$

Utilizando as Equações 3.1 e 3.3,

$$\left(\frac{V_s - V_{C_a}}{L_a} \right) DT - \left(\frac{V_{C_a}}{L_a} \right) (1 - D)T = 0$$

Resolvendo para V_{C_a}

$$V_{C_a} = V_s D \quad (3.5)$$

E no indutor L_o

$$(\Delta i_{L_o})_{fechada} + (\Delta i_{L_o})_{aberta} = 0$$

Utilizando as Equações 3.2 e 3.4,

$$\left(\frac{V_s - V_o}{L_o} \right) DT - \left(\frac{V_o - V_{C_a}}{L_o} \right) (1 - D)T = 0$$

Resolvendo para V_o

$$V_o = V_s(2D - D^2) \quad (3.6)$$

sendo que o ganho estático $M(D)$ é dado pela razão entre a tensão de saída e a tensão de entrada

$$M(D) = \frac{V_o}{V_s}$$

Rearranjando a Equação 3.6,

$$M(D) = 2D - D^2 \quad (3.7)$$

A Figura 3.4 mostra a relação entre o ganho estático $M(D)$ e a razão cíclica D para os conversor buck clássico, buck quadrático (MATSUO; HADARA, 1976) e buck quadrático proposto, respectivamente $M_1(D)$, $M_2(D)$ e $M_3(D)$ (APÊNDICE B).

Figura 3.4: Ganho estático $M(D)$ em função da razão cíclica D .

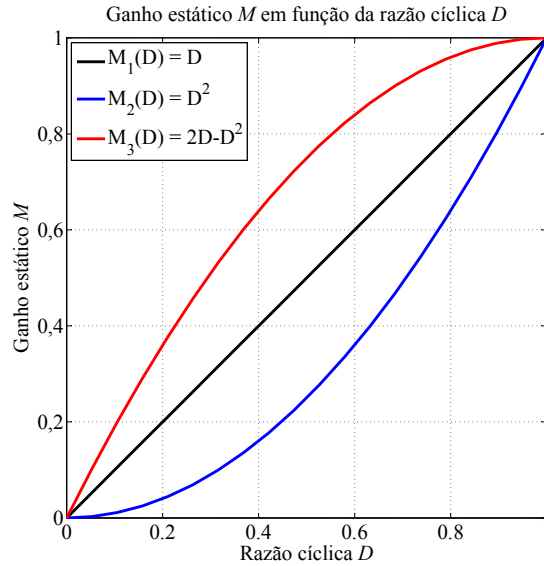
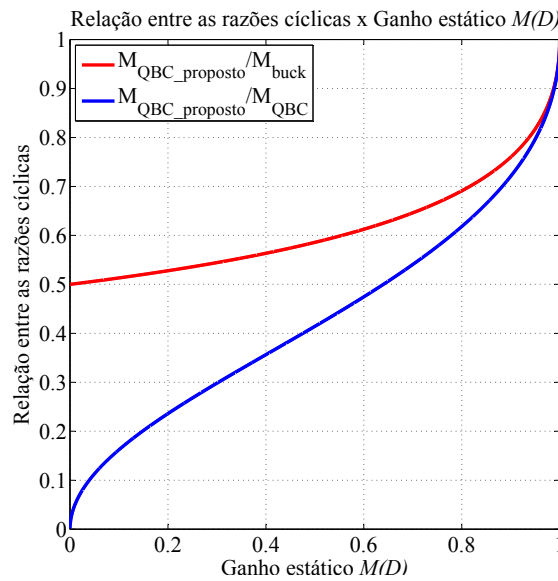


Figura 3.5: Relação entre as razões cíclicas x Ganho estático $M(D)$.



FONTE: Elaborada pelo autor.

Na Figura 3.5, D_{buck} , D_{QBC} e $D_{QBC_proposto}$, são respectivamente, os valores da razão cíclica dos conversores mencionados anteriormente. Fica evidente que para um mesmo ganho estático, o conversor proposto apresenta uma razão cíclica menor do que a do conversor buck clássico e do que o conversor buck quadrático proposto por (MATSUO; HADARA, 1976).

3.2.2 Ondulação de Corrente nos Indutores

As ondulações de corrente dos dois indutores do conversor e os valores máximos e mínimos, bem como os valores dos indutores necessários para o funcionamento no modo de condução contínua, estão apresentadas nos itens a seguir.

3.2.2.1 Indutor L_a

Sendo ideais os componentes assumidos, a potência fornecida pela fonte deve ser a mesma absorvida pela carga.

$$\begin{aligned} P_o &= P_s \\ \frac{V_o^2}{R} &= V_s I_s \end{aligned}$$

sendo a corrente de entrada I_s igual a soma das correntes dos indutores L_a e L_o

$$\begin{aligned} \frac{V_o^2}{R} &= V_s(I_{L_a} + I_{L_o})D \\ &= V_s I_{L_a} D + V_s I_{L_o} D \end{aligned}$$

combinando com a Equação 3.6

$$\begin{aligned} V_s I_{L_a} D &= \frac{V_o^2}{R} - V_s I_{L_o} D \\ &= \frac{V_o^2}{R} - \frac{V_o}{2D - D^2} \frac{V_o}{R} D \\ &= \frac{V_o^2}{R} \left(1 - \frac{D}{2D - D^2}\right) \end{aligned}$$

colocando I_{L_a} em evidência e combinando com a Equação 3.6

$$I_{L_a} = \frac{V_o^2}{V_s D R} \left(1 - \frac{1}{2 - D}\right) = \frac{V_o(2 - D)}{R} \left(\frac{1 - D}{2 - D}\right)$$

$$I_{L_a} = \frac{V_o}{R}(1 - D) \quad (3.8)$$

O valor de corrente máxima e mínima do indutor L_a são mostradas a seguir

$$I_{L_a, max} = I_{L_a} + \frac{\Delta i_{L_a}}{2} = \frac{V_o}{R}(1 - D) + \frac{1}{2} \left[\frac{V_{C_a}}{L_a}(1 - D)T \right]$$

$$I_{L_a,max} = V_o(1 - D) \left[\frac{1}{R} + \frac{1}{2(2 - D)L_a f} \right] \quad (3.9)$$

$$I_{L_a,min} = I_{L_a} - \frac{\Delta i_{L_a}}{2} = \frac{V_o}{R}(1 - D) - \frac{1}{2} \left[\frac{V_{C_a}}{L_a}(1 - D)T \right]$$

$$I_{L_a,min} = V_o(1 - D) \left[\frac{1}{R} - \frac{1}{2(2 - D)L_a f} \right] \quad (3.10)$$

onde $f = 1/T$ é a frequência de chaveamento.

Sendo $I_{L_a,min} = 0$ o limite entre os modos de condução contínua e descontínua de corrente,

$$\begin{aligned} I_{L_a,min} = 0 &= V_o(1 - D) \left[\frac{1}{R} - \frac{1}{2(2 - D)L_a f} \right] \\ (L_a f)_{min} &= \frac{R}{2(2 - D)} \end{aligned} \quad (3.11)$$

Se a frequência de chaveamento desejada for estabelecida,

$$L_{a,min} = \frac{R}{2(2 - D)f} \quad \text{para o modo contínuo} \quad (3.12)$$

As Equações 3.3, 3.5 e 3.6 podem ser combinadas para determinar o valor da indutância L_a em função da variação de corrente no indutor:

$$\Delta i_{L_a} = \frac{V_{C_a}}{L_a}(1 - D)T = \frac{V_{C_a}}{L_a f}(1 - D) = \frac{V_o(1 - D)}{(2 - D)L_a f} \quad (3.13)$$

Ou

$$L_a = \frac{V_{C_a}}{\Delta i_{L_a} f}(1 - D) = \frac{V_o(1 - D)}{(2 - D)\Delta i_{L_a} f} \quad (3.14)$$

Combinando as Equações 3.8 e 3.14

$$L_a = \frac{R}{(2 - D) \left(\frac{\Delta i_{L_a}}{I_{L_a}} \right) f} \quad (3.15)$$

3.2.2.2 Indutor L_o

A corrente média no indutor deve ser a mesma corrente no resistor de carga,

$$I_{L_o} = I_R = \frac{V_o}{R} \quad (3.16)$$

O valor de corrente máxima e mínima do indutor L_o são mostradas a seguir

$$I_{L_o,max} = I_{L_o} + \frac{\Delta i_{L_o}}{2} = \frac{V_o}{R} + \frac{1}{2} \left[\frac{(V_s - V_o)}{L_o} DT \right]$$

$$I_{L_o,max} = V_o \left[\frac{1}{R} + \frac{(1 - D)^2}{2(2 - D)L_o f} \right] \quad (3.17)$$

$$I_{L_o,min} = I_{L_o} - \frac{\Delta i_{L_o}}{2} = \frac{V_o}{R} - \frac{1}{2} \left[\frac{(V_s - V_o)}{L_o} DT \right]$$

$$I_{L_o,min} = V_o \left[\frac{1}{R} - \frac{(1 - D)^2}{2(2 - D)L_o f} \right] \quad (3.18)$$

Sendo $I_{L_o,min} = 0$ o limite entre os modos de condução contínua e descontínua de corrente,

$$I_{L_o,min} = 0 = V_o \left[\frac{1}{R} - \frac{(1 - D)^2}{2(2 - D)L_o f} \right]$$

$$(L_o f)_{min} = \frac{(1 - D)^2 R}{2(2 - D)} \quad (3.19)$$

Se a frequência de chaveamento desejada for estabelecida,

$$L_o,_{min} = \frac{(1 - D)^2 R}{2(2 - D)f} \quad \text{para o modo contínuo} \quad (3.20)$$

As Equações 3.1, 3.5 e 3.6 podem ser combinadas para determinar o valor da indutância L_o em função da variação de corrente no indutor:

$$\Delta i_{L_o} = \left(\frac{V_s - V_o}{L_o} \right) DT = \left(\frac{V_s - V_o}{L_o f} \right) D = \frac{V_o(1 - D)^2}{(2 - D)L_o f} \quad (3.21)$$

Ou

$$L_o = \left(\frac{V_s - V_o}{\Delta i_{L_o} f} \right) D = \frac{V_o(1 - D)^2}{(2 - D)\Delta i_{L_o} f} \quad (3.22)$$

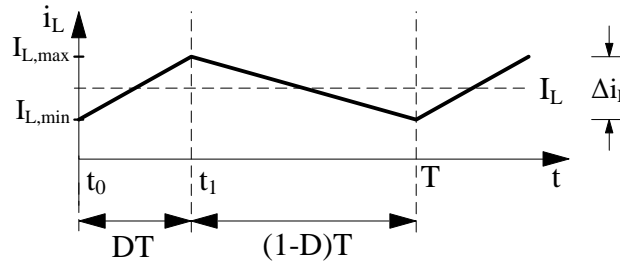
Ou ainda, sendo $V_o = RI_o$,

$$L_o = \frac{(1 - D)^2 R}{(2 - D) \left(\frac{\Delta i_{L_o}}{I_o} \right) f} \quad (3.23)$$

3.2.2.3 Valor RMS de formas de ondas triangulares

A Figura 3.6 representa a corrente periódica de forma triangular que circula em um indutor operando em MCC. A Equação 3.24 determina o valor rms da forma de onda triangular da Figura 3.6 (HART, 2012).

Figura 3.6: Forma de onda triangular.



FONTE: Elaborada pelo autor.

$$I_{rms} = \sqrt{I_{1,rms}^2 + I_{2,rms}^2} = \sqrt{\left(\frac{\Delta I_L}{2\sqrt{3}}\right)^2 + I_L^2} \quad (3.24)$$

Considerando a Equação 3.24, o valor rms das correntes que circulam nos indutores L_a e L_o são dadas, respectivamente, por

$$I_{L_a,rms} = \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{L_a}}{2\sqrt{3}}\right)^2 + I_{L_a}^2} \quad (3.25)$$

e

$$I_{L_o,rms} = \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{L_o}}{2\sqrt{3}}\right)^2 + I_{L_o}^2} \quad (3.26)$$

3.2.3 Ondulação de Tensão nos Capacitores

As ondulações de tensão dos dois capacitores do conversor e os valores mínimos de capacitância necessários para não exceder o valor de projeto, estão apresentadas nos itens a seguir.

3.2.3.1 Capacitor C_a

A corrente no capacitor é

$$i_{C_a} = i_{L_a}$$

Pela definição de capacitância

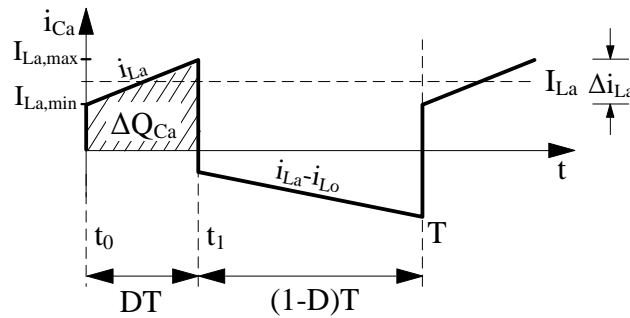
$$Q = C_o V_o \implies \Delta Q = C_o \Delta V_o$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C_o} \quad (3.27)$$

Através da Figura 3.7, a variação na carga ΔQ é a área do trapézio acima do eixo do tempo

$$\Delta Q = \frac{(I_{L_a, \max} + I_{L_a, \min})DT}{2} = I_{L_a} DT \quad (3.28)$$

Figura 3.7: Corrente no capacitor C_a .



FONTE: Elaborada pelo autor.

Combinando as Equações 3.27 e 3.28

$$\Delta V_{C_a} = \frac{I_{L_a} DT}{C_a} \quad (3.29)$$

Combinando as Equações 3.5, 3.6 e 3.8

$$\Delta V_{C_a} = \frac{I_{L_a} DT}{C_a} = \frac{V_{C_a} (1-D)(2D-D^2)}{RC_a f} \quad (3.30)$$

De modo que a tensão de ondulação pode ser expressa como uma fração de V_{C_a}

$$\frac{\Delta V_{C_a}}{V_{C_a}} = \frac{(1-D)(2D-D^2)}{RC_a f} \quad (3.31)$$

ou, rearranjando, a capacitância mínima necessária para se obter a tensão de ondulação especificada é

$$C_{a, \min} = \frac{(1-D)(2D-D^2)}{R \left(\frac{\Delta V_{C_a}}{V_{C_a}} \right) f} \quad (3.32)$$

De maneira simplificada, a corrente no capacitor mostrada na Figura 3.7, é expressa por

$$i_{C_a}(t) = \begin{cases} I_{L_a} & 0 < t < DT \\ -(I_{L_o} - I_{L_a}) & DT < t < T \end{cases}$$

A equação abaixo mostra a corrente eficaz no capacitor,

$$I_{C_a,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{C_a}(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \left\{ \int_0^{DT} I_{L_a}^2 dt + \int_{DT}^T [-(I_{L_o} - I_{L_a})]^2 dt \right\}}$$

portanto,

$$I_{C_a,rms} = \sqrt{I_{L_a}^2 D + (I_{L_o} - I_{L_a})^2 (1 - D)} \quad (3.33)$$

3.2.3.2 Capacitor C_o

A corrente no capacitor é

$$i_{C_o} = i_{L_o} - i_R$$

Pela definição de capacitância

$$\begin{aligned} Q &= C_o V_o \\ \Delta Q &= C_o \Delta V_o \end{aligned}$$

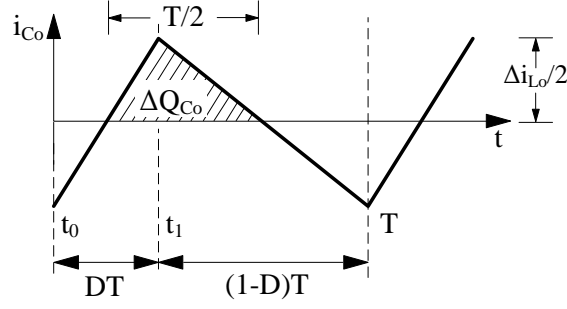
$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C_o} \quad (3.34)$$

Através da Figura 3.8, a variação na carga ΔQ é a área do triângulo acima do eixo do tempo

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{2} \right) \left(\frac{\Delta i_{L_o}}{2} \right) \quad (3.35)$$

Combinando as Equações 3.34 e 3.35

$$\Delta V_o = \frac{T \Delta i_{L_o}}{8 C_o} \quad (3.36)$$

Figura 3.8: Corrente no capacitor C_o .

FONTE: Elaborada pelo autor.

Combinando as Equações 3.2 e 3.6

$$\Delta V_o = \frac{T}{8C_o} \left(\frac{V_s - V_o}{L_o} \right) DT = \frac{V_o(1-D)^2}{8(2-D)L_oC_o f^2} \quad (3.37)$$

De modo que a tensão de ondulação pode ser expressa como uma fração de V_{C_o}

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{(1-D)^2}{8(2-D)L_oC_o f^2} \quad (3.38)$$

ou, rearranjando, a capacitância mínima necessária para se obter a tensão de ondulação especificada é

$$C_{o,min} = \frac{(1-D)^2}{8(2-D)L_o \left(\frac{\Delta V_o}{V_o} \right) f^2} \quad (3.39)$$

A tensão máxima sobre o capacitor é a tensão de saída mais metade da tensão de ondulação, assim

$$V_{o,max} = V_o + \frac{\Delta V_o}{2} \quad (3.40)$$

Observando a Figura 3.8, a corrente eficaz no capacitor pode ser obtida através da Equação 3.24, desprezando-se o termo CC , sendo assim,

$$I_{C_o,rms} = \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{L_o}}{2\sqrt{3}} \right)^2} \quad (3.41)$$

3.2.4 Esforços de tensão e corrente nos semicondutores

Nesta seção, são apresentadas as análises de tensão reversa, corrente média, eficaz e de pico para os componentes semicondutores.

3.2.4.1 Chave S_w

A tensão na chave mostrada na Figura 3.3, é expressa por

$$v_{S_w}(t) = \begin{cases} 0 & 0 < t < DT \\ V_s & DT < t < T \end{cases}$$

A tensão reversa na chave é

$$V_{DS} = V_s \quad (3.42)$$

A corrente na chave mostrada na Figura 3.3, é expressa por

$$i_{S_w}(t) = \begin{cases} I_{L_a} + I_{L_o} & 0 < t < DT \\ 0 & DT < t < T \end{cases}$$

A corrente média na chave é definida por

$$I_{S_w} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{S_w}(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} (I_{L_a} + I_{L_o}) dt + \int_{DT}^T 0 dt \right] = \frac{1}{T} (I_{L_a} + I_{L_o}) DT$$

portanto,

$$I_{S_w} = (I_{L_a} + I_{L_o}) D \quad (3.43)$$

A equação abaixo mostra a corrente eficaz na chave,

$$I_{S_w,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{S_w}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} (I_{L_a} + I_{L_o})^2 dt + \int_{DT}^T 0^2 dt \right]} = \sqrt{\frac{1}{T} (I_{L_a} + I_{L_o})^2 DT}$$

portanto,

$$I_{S_w,rms} = (I_{L_a} + I_{L_o}) \sqrt{D} \quad (3.44)$$

A corrente de pico na chave é dada por

$$I_{DM,S_w} = I_{L_a,max} + I_{L_o,max} \quad (3.45)$$

3.2.4.2 Diodo D_1

A tensão no diodo mostrada na Figura 3.3, é expressa por

$$v_{D_1}(t) = \begin{cases} V_s & 0 < t < DT \\ 0 & DT < t < T \end{cases}$$

A tensão reversa no diodo é

$$V_{R,D_1} = V_s \quad (3.46)$$

A corrente no diodo mostrada na Figura 3.3, é expressa por

$$i_{D_1}(t) = \begin{cases} 0 & 0 < t < DT \\ I_{L_a} & DT < t < T \end{cases}$$

A corrente média no diodo é definida por

$$I_{D_1} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{D_1}(t) dt = \frac{1}{T} \left(\int_0^{DT} 0 dt + \int_{DT}^T I_{L_a} dt \right) = \frac{1}{T} I_{L_a} (T - DT)$$

portanto,

$$I_{D_1} = I_{L_a} (1 - D) \quad (3.47)$$

A equação abaixo mostra a corrente eficaz no diodo,

$$I_{D_1,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{D_1}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{DT} 0^2 dt + \int_{DT}^T I_{L_a}^2 dt \right)} = \sqrt{\frac{1}{T} I_{L_a}^2 (T - DT)}$$

portanto,

$$I_{D_1,rms} = I_{L_a} \sqrt{1 - D} \quad (3.48)$$

A corrente de pico no diodo é dada por

$$I_{FRM,D_1} = I_{L_a,max} \quad (3.49)$$

3.2.4.3 Diodo D_2

A tensão no diodo, mostrada na Figura 3.3, é expressa por

$$v_{D_2}(t) = \begin{cases} V_s - V_{C_a} & 0 < t < DT \\ 0 & DT < t < T \end{cases}$$

A tensão reversa no diodo

$$V_{R,D_2} = V_s - V_{C_a} \quad (3.50)$$

A corrente no diodo mostrada na Figura 3.3, é expressa por

$$i_{D_2}(t) = \begin{cases} 0 & 0 < t < DT \\ I_{L_o} & DT < t < T \end{cases}$$

A corrente média no diodo é definida por

$$I_{D_2} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{D_2}(t) dt = \frac{1}{T} \left(\int_0^{DT} 0 dt + \int_{DT}^T I_{L_o} dt \right) = \frac{1}{T} I_{L_o} (T - DT)$$

portanto,

$$I_{D_2} = I_{L_o} (1 - D) \quad (3.51)$$

A equação abaixo mostra a corrente eficaz no diodo,

$$I_{D_2,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{D_2}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{DT} 0^2 dt + \int_{DT}^T I_{L_o}^2 dt \right)} = \sqrt{\frac{1}{T} I_{L_o}^2 (T - DT)}$$

portanto,

$$I_{D_2,rms} = I_{L_o} \sqrt{1 - D} \quad (3.52)$$

A corrente de pico no diodo é dada por

$$I_{FRM,D_2} = I_{L_o,max} \quad (3.53)$$

3.2.4.4 Diodo D_3

A tensão no diodo mostrada na Figura 3.3, é expressa por

$$v_{D_3}(t) = \begin{cases} 0 & 0 < t < DT \\ V_{C_a} & DT < t < T \end{cases}$$

A tensão reversa no diodo é

$$V_{R,D_3} = V_{C_a} \quad (3.54)$$

A corrente no diodo, mostrada na Figura 3.3, é expressa por

$$i_{D_3}(t) = \begin{cases} I_{L_o} & 0 < t < DT \\ 0 & DT < t < T \end{cases}$$

A corrente média no diodo é definida por

$$I_{D_3} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{D_3}(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} I_{L_o} dt + \int_{DT}^T 0 dt \right] = \frac{1}{T} I_{L_o} DT$$

portanto,

$$I_{D_3} = I_{L_o} D \quad (3.55)$$

A equação abaixo mostra a corrente eficaz no diodo,

$$I_{D_3,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{D_3}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} I_{L_o}^2 dt + \int_{DT}^T 0^2 dt \right]} = \sqrt{\frac{1}{T} I_{L_o}^2 DT}$$

portanto,

$$I_{D_3,rms} = I_{L_o} \sqrt{D} \quad (3.56)$$

A corrente de pico no diodo é dada por

$$I_{FRM,D_3} = I_{L_o,max} \quad (3.57)$$

3.3 Considerações Finais

A análise da topologia foi realizada, considerando suas etapas de operação. Foram desenvolvidas as principais equações do conversor, que descrevem os esforços de tensão e corrente. Esses esforços de tensão e corrente servem para especificar os diversos componentes do conversor. Foi demonstrado também que a topologia tem característica quadrática.

Projeto do Conversor Buck Quadrático

Neste capítulo, é apresentado um exemplo de projeto do Conversor Buck Quadrático. Os esforços de cada componente são calculados baseados com base nas equações desenvolvidas no Capítulo 2. Esse projeto visa obter uma tensão de saída de 24 V e uma potência de saída de 500 W, a partir de uma fonte de 180 V. A seguir, é descrito os procedimentos do estágio de potência.

4.1 Parâmetros de projeto

As especificações do conversor proposto são apresentadas na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Especificações de projeto

Parâmetros do Conversor		Valores
Tensão de entrada	V_s	180 V
Tensão de saída	V_o	24 V
Potência de saída	P_o	500 W
Frequência de chaveamento	f_s	20 kHz

FONTE: Elaborada pelo autor.

As especificações do conversor proposto são apresentadas na Tabela 4.2.

Tabela 4.2: Considerações de projeto

Parâmetros do Conversor		Valores
Ondulação de tensão sobre C_o	ΔV_{C_o}	2% V_{C_o}
Ondulação de tensão sobre C_a	ΔV_{C_a}	2% V_{C_a}
Ondulação de corrente no indutor L_a	ΔI_{L_a}	16% I_{L_o}
Ondulação de corrente no indutor L_o	ΔI_{L_o}	16% I_{L_o}

FONTE: Elaborada pelo autor.

Resolvendo a Equação 3.6, a razão cíclica D pode ser obtida, de modo que se encontra a seguinte equação

$$D^2 - 2D + V_o/V_s = 0$$

que resulta em

$$D = 1 + \sqrt{1 - \frac{V_o}{V_s}} \quad (4.1)$$

Utilizando o valores da Tabela 4.1 na Equação 4.1.

$$D = 1 + \sqrt{1 - \frac{24}{180}} = 0.069$$

E a resistência da carga e dada por

$$R = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{24^2}{500} = 1.152 \Omega$$

4.2 Dimensionamento do Conversor Proposto

A seguir são dimensionados todos os componentes do QBC operando em modo de condução contínua e razão cíclica e com razão cíclica $D = 0.069$.

4.2.1 Dimensionamento dos indutores

4.2.1.1 Indutor L_a

A corrente média no indutor é dada pela Equação 3.8.

$$I_{L_a} = \frac{24}{1.152}(1 - 0.069) = 19.40 A$$

A indutância é definida pela Equação 3.15.

$$L_a = \frac{1.152}{(2 - 0.069) \left(\frac{3.10}{19.40} \right) (20 \cdot 10^3)} = 186.44 \mu H$$

A corrente eficaz é obtida através da Equação 3.25.

$$I_{L_a,rms} = \sqrt{\left(\frac{3.10}{2\sqrt{3}}\right)^2 + 19.40^2} = 19.42 \text{ A}$$

Para encontrar a corrente máxima é usada a Equação 3.9.

$$I_{L_a,max} = 24(1 - 0.069) \left[\frac{1}{1.152} + \frac{1}{2(2 - 0.069)(186.44 \cdot 10^{-6})(20 \cdot 10^3)} \right] = 20.95 \text{ A}$$

Foi adotado os parâmetros de projeto da Tabela 4.3.

Tabela 4.3: Parâmetros.

Parâmetro	Valor
Densidade de fluxo magnético (B_{max})	0.3 T
Densidade de corrente de ocupação (J_{max})	450 A/cm ²
Fator de enrolamento (k)	0.7
Permeabilidade do ar (μ_0)	$4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m

FONTE: (BARBI, 2006).

O produto entre a área da perna central A_e e a área da janela do carretel A_w é dado pela seguinte equação

$$A_e A_{w,L_a} = \frac{L_a I_{L_a,max}^2}{k B_{max} J_{max}} 10^4 \quad (4.2)$$

portanto,

$$A_e A_{w,L_a} = \frac{(186.44 \cdot 10^{-6}) 20.95^2}{0.7 \cdot 0.3 \cdot 450} 10^4 = 8.66 \text{ cm}^4$$

Considerando a disponibilidade de componentes no almoxarifado, para satisfazer tal produto de áreas foi escolhido o núcleo de ferrite NEE-65/33/26 da Thornton, cujas características são apresentadas na Tabela 4.4.

Tabela 4.4: Dados do núcleo NEE-65/33/26 da Thornton.

Parâmetro	Valor
Área da perna central (A_e)	5.21 cm ²
Área da janela do carretel (A_w)	5.89 cm ²
Produto de áreas ($A_e A_w$)	30.69 cm ⁴
Comprimento médio de uma espira l_{me}	14.45 cm

FONTE: Thornton.

O número de espiras de uma bobina é

$$N_{L_a} = \frac{L_a I_{L_a, max}}{B_{max} A_e} 10^4 \quad (4.3)$$

portanto,

$$N_{L_a} = \frac{(186.44 \cdot 10^{-6}) 20.95}{0.3 \cdot 5.21} 10^4 = 25$$

A área da seção de cobre necessária é

$$S_{L_a} = \frac{I_{L_a, rms}}{J_{max}} \quad (4.4)$$

portanto,

$$S_{L_a} = \frac{19.42}{450} = 0.043 \text{ cm}^2$$

de modo que foi escolhido o fio de cobre AWG26, cujas características estão contidas na Tabela 4.5.

Tabela 4.5: Dados do fio de cobre AWG26.

Parâmetro	Valor
Diâmetro da seção de cobre (d_{fio})	0.040 cm
Área da seção com isolamento ($S_{isolamento}$)	0.001671 cm ²
Diâmetro da seção de cobre ($d_{isolamento}$)	0.046 cm
Área da seção do fio com isolamento ($S_{isolamento}$)	0.001671 cm ²

FONTE: (BARBI, 2006).

O número de fios em paralelo é definido por

$$N_{p, L_a} = \frac{S_{L_a}}{S_{fio}} \quad (4.5)$$

portanto,

$$N_{p, L_a} = \frac{0.043}{0.001287} = 34$$

O comprimento total das espiras é dado por

$$l_{L_a} = l_{me} N_{L_a} \quad (4.6)$$

portanto,

$$l_{L_a} = 14.45 \cdot 25 = 361 \text{ cm}$$

O comprimento total do entreferro é definido por

$$l_{g,L_a} = \frac{N_{L_a}^2 \mu_0 A_e}{L_a} 10^{-2} \quad (4.7)$$

portanto,

$$l_{g,L_a} = \frac{25^2 (4\pi \cdot 10^{-7}) 5.21}{186.44 \cdot 10^{-6}} 10^{-2} = 0.219 \text{ cm}$$

O resumo do projeto do indutor é apresentado na Tabela 4.6.

Tabela 4.6: Resumo do projeto do Indutor auxiliar L_a .

Núcleo escolhido	NEE-65/33/26
Fio utilizado	AWG26
Indutância	186.44 μH
Números de espiras	25
Número de fios em paralelo	34
Comprimento total das espiras	361 cm
Entreferro	0.219 cm

FONTE: Elaborada pelo autor.

4.2.1.2 Indutor L_o

A corrente média no indutor é dada pela Equação 3.16.

$$I_{L_o} = \frac{24}{1.152} = 20.83 \text{ A}$$

A indutância é definida pela Equação 3.23.

$$L_o = \frac{(1 - 0.069)^2 1.152}{(2 - 0.069) \left(\frac{3.33}{20.83} \right) 20 \cdot 10^3} = 161.58 \mu H$$

A corrente eficaz é obtida através da Equação 3.26.

$$I_{L_o,rms} = \sqrt{\left(\frac{3.33}{2\sqrt{3}} \right)^2 + 20.83^2} = 20.85 \text{ A}$$

Para encontrar a corrente máxima é usada a Equação 3.17.

$$I_{L_o,max} = 24 \left[\frac{1}{1.152} + \frac{(1 - 0.069)^2}{2(2 - 0.069)(161.58 \cdot 10^{-6})(20 \cdot 10^3)} \right] = 22.5 \text{ A}$$

O produto entre a área da perna central A_e e a área da janela do carretel A_w é dado pela seguinte equação

$$A_e A_{w,L_o} = \frac{(161.58 \cdot 10^{-6}) 22.5^2}{0.7 \cdot 0.3 \cdot 450} 10^4 = 8.66 \text{ cm}^4$$

de modo semelhante ao indutor L_a , foir escolhido o núcleo de ferrite NEE-65/33/26 da Thornton.

o número de espiras de uma bobina é encontrado através da Equação 4.3

$$N_{L_o} = \frac{(161.58 \cdot 10^{-6}) 22.5}{0.3 \cdot 5.21} 10^4 = 23$$

A área da seção de cobre necessária é dada pela Equação 4.4

$$S_{L_o} = \frac{20.85}{450} = 0.046 \text{ cm}^2$$

O número de fios em paralelo é definido pela Equação 4.5

$$N_{p,L_o} = \frac{0.046}{0.001287} = 36$$

O comprimento total das espiras é dado pela Equação 4.6

$$l_{L_o} = 14.45 \cdot 23 = 336 \text{ cm}$$

O comprimento total do entreferro é dado pela Equação 4.7.

$$l_{g,L_o} = \frac{23^2 (4\pi \cdot 10^{-7}) 5.21}{161.58 \cdot 10^{-6}} 10^{-2} = 0.219 \text{ cm}$$

O resumo do projeto do indutor é apresentado na Tabela 4.7.

Tabela 4.7: Resumo do projeto do indutor de saída L_o .

Núcleo escolhido	NEE-65/33/26
Fio utilizado	AWG26
Indutância	161.58 μH
Números de espiras	23
Número de fios em paralelo	36
Comprimento total das espiras	336 cm
Entreferro	0.219 cm

FONTE: Elaborada pelo autor.

4.2.2 Dimensionamento dos capacitores

4.2.2.1 Capacitor C_a

A capacitância mínima necessária para se obter a tensão de ondulação especificada é definida pela Equação 3.32

$$C_{a,min} = \frac{(1 - 0.069)(2 \cdot 0.069 - 0.069^2)}{1.152 \left(\frac{0.25}{12.42} \right) (20 \cdot 10^3)} = 269.37 \mu F$$

A corrente eficaz no capacitor é definida pela Equação 3.33,

$$I_{C_a,rms} = \sqrt{19.40^2 0.069 + (20.83 - 19.40)^2 (1 - 0.069)} = 5.28 A$$

As especificações do capacitor escolhido são apresentadas na Tabela 4.8.

Tabela 4.8: Especificações do capacitor auxiliar.

Tipo de capacitor	Eletrolítico
Valor da capacitância	$C = 1000 \mu F$
Corrente eficaz suportada	$I_{efC} = 2.8 A$
Resistência série equivalente	$R_{SE} = 0.17 \Omega$
Máxima tensão	$V_C = 100 V$
Referência (EPCOS)	B41851

FONTE: EPCOS.

Sendo o valor encontrado para a corrente eficaz de 5.28 A, foi necessário colocar um capacitor de polipropileno de 100 nF, que suporta uma corrente maior, em paralelo ao capacitor auxiliar.

4.2.2.2 Capacitor C_o

A capacitância mínima necessária para se obter a tensão de ondulação especificada é definida pela Equação 3.39.

$$C_{o,min} = \frac{(1 - 0.069)^2}{8(2 - 0.069)(161.58 \cdot 10^{-6}) \left(\frac{0.48}{24}\right) (20 \cdot 10^3)^2} = 43.4 \mu F$$

A corrente eficaz no capacitor é definida pela Equação 3.41,

$$I_{C_o,rms} = \sqrt{\left(\frac{3.33}{2\sqrt{3}}\right)^2} = 0.96 A$$

Foi utilizado um capacitor com as mesmas especificações que o capacitor auxiliar, Tabela 4.8

4.2.3 Dimensionamento dos semicondutores

As especificações dos semicondutores são obtidas após os cálculos dos esforços de tensão e corrente.

4.2.3.1 Chave Sw

A tensão reversa sobre a chave é definida pela Equação 3.42.

$$V_{DS} = 180 V$$

A corrente média a chave é obtida através da Equação 3.43.

$$I_{Sw} = (19.40 + 20.83)0.069 = 2.78 A$$

Para encontrar a corrente eficaz é usada a Equação 3.44.

$$I_{Sw,rms} = (19.40 + 20.83)\sqrt{0.069} = 10.57 A$$

A corrente de pico é dada pela Equação 3.45.

$$I_{DM,Sw} = 20.95 + 22.5 = 43.45 A$$

As especificações da chave escolhida são apresentadas na Tabela 4.9.

Tabela 4.9: Especificações da chave escolhida.

Tipo de chave	MOSFET Cool MOS™ Power Transistor
Corrente máxima de dreno	$I_D = 52 A$
Tensão máxima dreno-fonte	$V_{DS} = 560 V$
Resistência dreno-fonte	$R_{DS(on)} = 0.07 \Omega$
Resistência térmica junção cápsula	$R_{thJC} = 0.3 K/W$
Tempo de subida	$30 ns$
Tempo de descida	$10 ns$
Referência (<i>Infineon Technologies</i>)	SPW52N50C3

FONTE: Infineon Technologies.

4.2.3.2 Diodo D_1

A tensão reversa sobre o diodo é definida pela Equação 3.46.

$$V_{R,D_1} = 180 V$$

A corrente média do diodo é obtida através da Equação 3.47.

$$I_{D_1} = 19.40(1 - 0.069) = 18.04 A$$

Para encontrar a corrente eficaz é usada a Equação 3.48.

$$I_{D_1,rms} = 19.40\sqrt{1 - 0.069} = 18.62 A$$

A corrente de pico é dada pela Equação 3.49.

$$I_{FRM,D_1} = 20.95 A$$

4.2.3.3 Diodo D_2

A tensão reversa sobre o diodo é definida pela Equação 3.50.

$$V_{R,D_2} = 180 - 12.42 = 167.58 \text{ V}$$

A corrente média do diodo é obtida através da Equação 3.51.

$$I_{D_2} = 20.83(1 - 0.069) = 19.37 \text{ A}$$

Para encontrar a corrente eficaz é usada a Equação 3.52.

$$I_{D_2,rms} = 20.83\sqrt{1 - 0.069} = 20.10 \text{ A}$$

A corrente de pico é dada pela Equação 3.53.

$$I_{FRM,D_2} = 22.5 \text{ A}$$

4.2.3.4 Diodo D_3

A tensão reversa sobre o diodo é definida pela Equação 3.54.

$$V_{R,D_3} = 12.42 \text{ V}$$

A corrente média do diodo é obtida através da Equação 3.55.

$$I_{D_3} = 20.83(0.069) = 1.44 \text{ A}$$

Para encontrar a corrente eficaz é usada a Equação 3.56.

$$I_{D_3,rms} = 20.83\sqrt{0.069} = 5.47 \text{ A}$$

A corrente de pico é dada pela Equação 3.57.

$$I_{FRM,D_3} = 22.5 \text{ A}$$

A Tabela 4.10 apresenta os detalhes técnicos dos diodos escolhidos para o QBC.

Tabela 4.10: Especificações dos diodos escolhidos para o QBC.

Tipo de diodo	Ultrarrápida
Corrente média máxima	$I_F = 25 A @ T_C = 100 ^\circ C$
Tensão reversa máxima	$V_R = 600 V$
Pico máximo da corrente repetitiva	$I_{FRM} = 100 A$
Resistência térmica junção cápsula	$R_{thJC} = 0.83 K/W$
Tempo de recuperação reversa	50 ns
Referência (<i>International Rectifier</i>)	HFA25PB60

FONTE: International Rectifier.

Foi utilizado um diodo em paralelo para cada diodo $D1$ e $D2$, visto que a corrente desses diodos estavam próximas dos valores máximos de corrente dos diodos escolhidos para compor o QBC.

4.3 *Driver* de Isolação

Considerando a posição da chave do QBC, é necessário um circuito de acionamento, podendo ser utilizado um optoacoplador ou um CI que componha um circuito de *bootstrap*, por exemplo um IR2117.

Optou-se por utilizar o optoacoplador *HCPL – 3120*, Tabela 4.11, para isolar o circuito de comando do circuito de potência. Outro fator levado em consideração foi a proteção do FPGA, visto que este gera os pulsos de comando da chave.

Tabela 4.11: Especificações do Optoacoplador

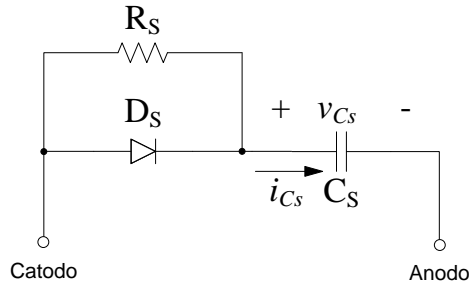
Tensão de alimentação	$(V_{CC}-V_{EE}) = 15 - 30 V$
Corrente de entrada(ON)	$I_{F(ON)} = -7 - 16 mA$
Tensão de entrada (OFF)	$V_{F(OFF)} = -3.0 - 0.8 V$
Temperatura de operação	$T_A = -40 - 100 ^\circ C$
Referência (<i>Agilent Technologies</i>)	HCPL-3120

FONTE: Hewlett Packard (HP).

4.4 Circuitos *Snubber*

Foi verificada, a necessidade da utilização de circuitos *snubbers* para diminuir os picos de tensão e de corrente, e conseqüentemente diminuir a potência dissipada pelos diodos. Optou-se pelo *Snubber* RCD, Figura 4.1.

A potência absorvida pelo resistor é dada pela energia armazenada no capacitor

Figura 4.1: Circuito *snubber* RCD para diodo.

FONTE: Elaborada pelo autor.

dividida pelo período de chaveamento, resultando em

$$P_{R_s} = \frac{1}{2} C_s V_r^2 f \quad (4.8)$$

onde V_r é a tensão reversa do diodo.

Determinando um valor inicial para a potência a ser dissipada pelo resistor *snubber*, é possível encontrar o valor do capacitor *snubber*.

$$C_s = \frac{2P_{R_s}}{V_r^2 f} \quad (4.9)$$

Considerando que seja necessário cinco constantes de tempo para que o capacitor se descarregue completamente, obtém-se

$$R_s < \frac{t_{on}}{5C_s} \quad (4.10)$$

É considerado uma potência dissipada de 1 W.

4.4.1 Diodo D_1

O capacitor *snubber* é encontrado pela Equação 4.9.

$$C_{D_1} = \frac{2 \cdot (1)}{180^2 (20 \cdot 10^3)} = 3.09 \text{ nF}$$

foi utilizado um capacitor de 3.3 nF, pois foi o disponível no almoxarifado. Resultando numa potência dissipada, dada pela Equação 4.8, de 1.07 W.

O resistor *snubber* é obtido através da Equação 4.10.

$$R_{D_1} < \frac{1 - 0.069}{5(3.3 \cdot 10^{-9})(20 \cdot 10^3)} \Rightarrow R_{D_1} < 2.82 \text{ k}\Omega$$

foi utilizado um resistor de 330 Ω .

4.4.2 Diodo D_2

O capacitor *snubber* é encontrado pela Equação 4.9.

$$C_{D_2} = \frac{2 \cdot (1)}{(180 - 12.42)^2(20 \cdot 10^3)} = 3.56 \text{ nF}$$

do mesmo modo que para C_{D_1} , $C_{D_2} = 3.3 \text{ nF}$. Resultando numa potência dissipada, dada pela Equação 4.8, de 0.93 W .

O resistor *snubber* é obtido através da Equação 4.10.

$$R_{D_2} < \frac{1 - 0.069}{5(3.3 \cdot 10^{-9})(20 \cdot 10^3)} \Rightarrow R_{D_2} < 2.82 \text{ k}\Omega$$

foi utilizado um resistor de 330 Ω .

4.4.3 Diodo D_3

O capacitor *snubber* é encontrado pela Equação 4.9.

$$C_{D_3} = \frac{2 \cdot (1)}{12.42^2(20 \cdot 10^3)} = 3.56 \text{ nF}$$

do mesmo modo que para C_{D_1} , $C_{D_3} = 3.3 \text{ nF}$. Resultando numa potência dissipada, dada pela Equação 4.8, de 5.09 mW .

O resistor *snubber* é obtido através da Equação 4.10.

$$R_{D_3} < \frac{0.069}{5(3.3 \cdot 10^{-9})(20 \cdot 10^3)} \Rightarrow R_{D_3} < 209.09 \Omega$$

foi utilizado um resistor de 2.2 Ω .

4.5 Considerações Finais

Com as equações dos esforços de tensão e corrente determinadas no Capítulo 2 foi possível realizar o dimensionamento do conversor, e dadas as especificações, escolheu-se os componentes. Foi verificado que a necessidade da utilização dos circuitos *snubber* para diminuir os picos de tensão e corrente dos componentes do conversor.

Capítulo 5

Modelagem

Nesta capítulo, é apresentada a abordagem utilizada para se realizar a modelagem do conversor CC-CC proposto, sendo que os passos a seguir podem ser encontrados em (HART, 2012).

5.1 Modelagem no Espaço de Estados

A modelagem no espaço de estados permite descrever todos os possíveis sinais de um sistema, apresentando como principais vantagens: possibilidade de descrever sistemas tanto lineares quanto não-lineares, invariantes ou variantes no tempo, SISO ou MIMO; facilidade de manipulações complexas; fácil ordenamento para simulação em computadores de sistemas de alta ordem (LATHI, 2005).

5.1.1 Modelo de Variáveis Médias no Espaço de Estados

O modelo de variáveis médias no espaço de estados é uma técnica que consiste em obter dois conjuntos de equações de estados, um para a chave aberta e outro para a chave fechada, donde então é calculada a média sobre o período de chaveamento (MIDDLEBROOK; CUK, 1976), (MIDDLEBROOK; CUK, 1977), (CUK; MIDDLEBROOK, 1977), sendo que essa técnica é frequentemente utilizada para a modelagem de conversores quadráticos (NOVAES; RUFER; BARBI, 2007), (BASSAN; MOSCHOPOULOS, 2007), (AL-SAFFAR; ISMAIL; SABZALI, 2009)(NOUSIAINEN; SUNTIO, 2011b) e (LEE et al., 2013).

A representação de um sistema no espaço de estados é dada como se segue

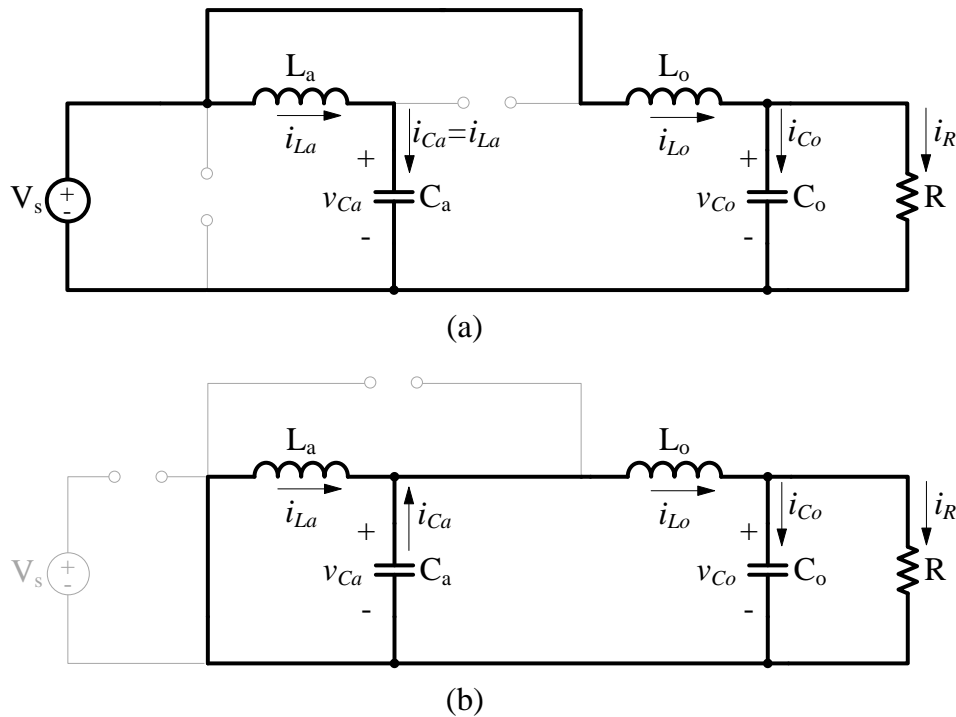
$$\dot{x} = Ax + Bv \quad (5.1)$$

$$v_o = C^T x \quad (5.2)$$

As equações de estado do conversor proposto são as seguintes:

$$\begin{array}{ll} \text{Chave fechada} & \text{Chave fechada} \\ \dot{x} = A_1 x + B_1 v & \dot{x} = A_2 x + B_2 v \\ v_o = C_1^T x & v_o = C_2^T x \end{array} \quad (5.3)$$

Figura 5.1: Circuitos para o desenvolvimento das equações de estado para o Conversor Buck Quadrático (a) para a chave fechada e (b) para a chave aberta.



FONTE: Elaborada pelo autor.

A chave encontra-se fechada por um tempo dT e aberta por $(1 - d)T$, das Equações 5.3 se obtém a seguinte média ponderada.

$$\dot{x} = [A_1 d + A_2(1 - d)]x + [B_1 d + B_2(1 - d)]v \quad (5.4)$$

$$v_o = [C_1^T d + C_2^T(1 - d)]x \quad (5.5)$$

Portanto, comparando com as Equações 5.1 e 5.2, temos que a matriz de estado, a matriz de entrada e a matriz de saída são dadas respectivamente por:

$$\begin{aligned} A &= A_1d + A_2(1 - d) \\ B &= B_1d + B_2(1 - d) \\ C^T &= C_1^T d + C_2^T(1 - d) \end{aligned} \quad (5.6)$$

5.2 Pequenos Sinais e Regime Permanente

No funcionamento dinâmico, as variáveis de estado podem ser descritas em termos das variações de pequeno sinal em torno de um ponto de funcionamento no regime permanente, de modo que:

$$\begin{aligned} x &= X + \tilde{x} \\ d &= D + \tilde{d} \\ v &= V_s + \tilde{v} \end{aligned} \quad (5.7)$$

onde X , D e V representam os valores de regime permanente ou termos CC e \tilde{x} , \tilde{d} e \tilde{v} representam as perturbações de pequeno sinal ou termos CA. Em regime permanente, $\dot{x} = 0$ e os valores de pequenos sinais são zero. A Equação 5.1 torna-se

$$0 = AX + BV_s$$

ou

$$X = -A^{-1}BV_s \quad (5.8)$$

$$V_o = -C^T A^{-1}V_s \quad (5.9)$$

Na análise de pequeno sinal, admite-se que $\dot{X} = 0$, portanto,

$$\dot{x} = \dot{X} + \dot{\tilde{x}} = 0 + \dot{\tilde{x}} = \dot{\tilde{x}} \quad (5.10)$$

Assim, substituindo os termos de regime permanente e os valores de pequeno sinal na Equação 5.7,

$$\dot{\tilde{x}} = \{A_1(D + \tilde{d}) + A_2[1 - (D + \tilde{d})]\}(X + \tilde{x}) + \{B_1(D + \tilde{d}) + B_2[1 - (D + \tilde{d})]\}(V_s + \tilde{v}) \quad (5.11)$$

Se os produtos dos termos de pequeno sinal e dos termos de regime permanente puderem ser desprezados, e se a entrada for considerada constante $v = V_s$, tem-se que

$$\dot{\tilde{x}} = [A_1 D + A_2(1 + D)]\tilde{x} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_s]\tilde{d} \quad (5.12)$$

De modo semelhante, a saída é obtida pela Equação 4.5.

$$\tilde{v}_o = [C_1^T D + C_2^T(1 + D)]\tilde{x} + [(C_1^T - C_2^T)X]\tilde{d} \quad (5.13)$$

5.3 Representação no Espaço de Estados do Conversor Buck Quadrático

Com o modelo no espaço de estados, pretende-se encontrar o valor da saída em regime permanente do Conversor Buck Quadrático (QBC) e a sua função de transferência. Nas equações de estado para a chave fechada, considera-se a Figura 5.1, e para a chave aberta, a Figura 5.1.

5.3.1 Chave Fechada

Utilizando a lei da tensão de Kirchhoff e a lei dos nós, as equações de estado para o QBC quando a chave está fechada podem ser encontradas. Da malha mostrada na Figura 5.2, tem-se as seguintes equações.

$$L_a \frac{di_{L_a}}{dt} + v_{C_a} = V_s$$

rearranjando,

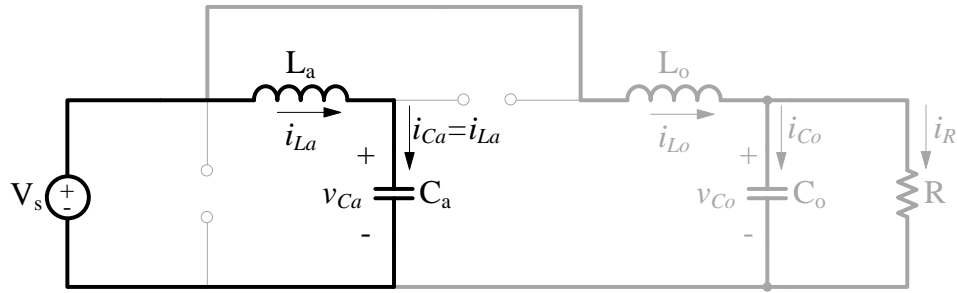
$$\frac{di_{L_a}}{dt} = -\frac{1}{L_a}v_{C_a} + \frac{1}{L_a}V_s \quad (5.14)$$

Pela lei da corrente de Kirchhoff, tem-se as seguintes equações

$$i_{C_a} = i_{L_a} = C_a \frac{dv_{C_a}}{dt}$$

rearranjando,

$$\frac{dv_{C_a}}{dt} = \frac{1}{C_a}i_{L_a} \quad (5.15)$$

Figura 5.2: Malha composta pela fonte, indutor auxiliar e capacitor auxiliar.

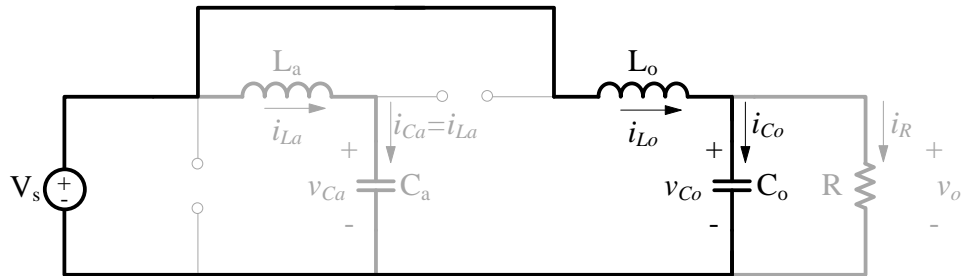
FONTE: Elaborada pelo autor.

Da malha mostrada na Figura 5.3, tem-se a seguintes equações.

$$L_o \frac{di_{L_o}}{dt} + v_{C_o} = V_s$$

rearranjando,

$$\frac{di_{L_o}}{dt} = -\frac{1}{L_o}v_{C_o} + \frac{1}{L_o}V_s \quad (5.16)$$

Figura 5.3: Malha composta pela fonte, indutor de filtro e capacitor de filtro.

FONTE: Elaborada pelo autor.

Tem-se também que,

$$i_R = i_{L_o} - i_{C_o} = i_{L_o} - C_o \frac{dv_{C_o}}{dt} \quad (5.17)$$

$$-v_{C_o} + i_R R = 0 \quad (5.18)$$

Combinando as Equações 5.17 e 5.18,

$$\frac{dv_{C_o}}{dt} = \frac{1}{C_o}i_{L_o} - \frac{1}{C_o R}v_{C_o} \quad (5.19)$$

sendo que a Equação 5.19 é válida para ambas as posições da chave.

Assim, é possível obter as matrizes de estado e de entrada quando a chave está fechada. O uso de uma notação vetorial-matricial simplifica bastante a representação matemática de um sistema de equações diferenciais (OGATA, 2003), portanto, sob a forma vetorial-matricial, as Equações 5.14, 5.15, 5.16 e 5.19, podem ser escritas como:

$$\dot{x} = A_1x + B_1V_s \quad (5.20)$$

onde

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{i}_{L_a} \\ \dot{v}_{C_a} \\ \dot{i}_{L_o} \\ \dot{v}_{C_o} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_a} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_a} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_o} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{C_o R} \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} \\ 0 \\ \frac{1}{L_o} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

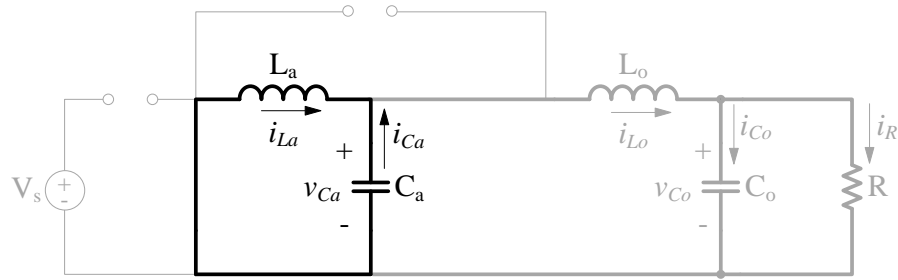
5.3.2 Chave Aberta

Semelhante ao que foi feito para a chave fechada, agora utilizando a Figura 5.4, as equações de estado para o QBC quando a chave está aberta são as seguintes:

$$L_a \frac{di_{L_a}}{dt} + v_{C_a} = 0$$

rearranjando,

$$\frac{di_{L_a}}{dt} = -\frac{1}{L_a}v_{C_a} \quad (5.23)$$

Figura 5.4: Malha composta pelo indutor auxiliar e capacitor auxiliar.

FONTE: Elaborada pelo autor.

Pela lei da corrente de Kirchoff,

$$i_{L_o} = i_{C_a} + i_{L_a} \quad (5.24)$$

e

$$i_{C_a} = -C_a \frac{dv_{C_a}}{dt} \quad (5.25)$$

Combinado as Equações 5.24 e 5.25,

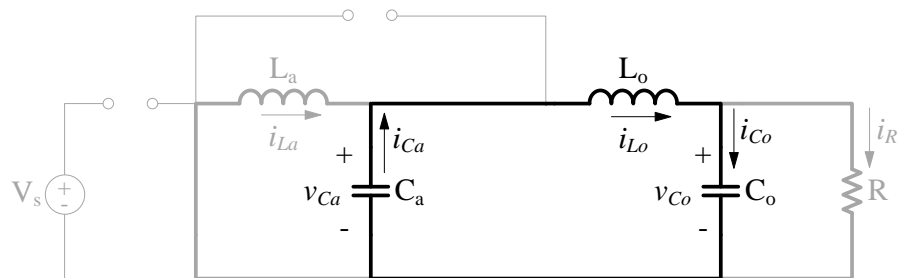
$$\frac{dv_{C_a}}{dt} = \frac{1}{C_a} i_{L_a} - \frac{1}{C_a} i_{L_o} \quad (5.26)$$

Através da Figura 5.5, são obtidas as seguintes equações.

$$L_o \frac{di_{L_o}}{dt} + v_{C_o} = v_{C_a}$$

portanto,

$$\frac{di_{L_o}}{dt} = \frac{1}{L_o} v_{C_a} - \frac{1}{L_o} v_{C_o} \quad (5.27)$$

Figura 5.5: Malha composta pelo indutor auxiliar, indutor de filtro e capacitor de filtro.

FONTE: Elaborada pelo autor.

Lembrando que, $\frac{dv_{C_o}}{dt}$ é dada pela Equação 5.19.

Sob a forma vetorial-matricial, as Equações , , e podem ser escritas como:

$$\dot{x} = A_2x + B_2V_s \quad (5.28)$$

onde

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_a} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_a} & 0 & -\frac{1}{C_a} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_o} & 0 & -\frac{1}{L_o} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{C_o R} \end{bmatrix} \quad (5.29)$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

A tensão de saída v_o e dada por,

$$v_o = i_R R = v_{C_o} \quad (5.31)$$

sendo válida para ambas as posições da chave, onde $C^T = C_1^T = C_2^T$. Sob a forma vetorial-matricial, a Equação 5.31 pode ser escrita como:

$$v_o = C^T x \quad (5.32)$$

onde

$$\mathbf{C}^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.33)$$

5.4 Saída em Regime Permanente e Função de Transferência em Pequeno Sinal

A saída no estado estável é encontrada pela Equação 5.9,

$$V_o = -C^T A^{-1} B V_s \quad (5.34)$$

onde através da Equação 5.6, $A = A_1D + A_2(1 - D)$, $B = B_1D$ e $C^T = C_1^T = C_2^T$. De modo que a saída regime permanente é a seguinte

$$V_o = V_s(2D - D^2) \quad (5.35)$$

A função de transferência em pequeno sinal é dada pela Equação 5.12,

$$\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_s]\tilde{d}$$

Aplicando a transformada de Laplace

$$s\tilde{x}(s) = A\tilde{x}(s) + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_s]\tilde{d}(s)$$

agrupando $\tilde{x}(s)$

$$[sI - A]\tilde{x}(s) = [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_s]\tilde{d}(s)$$

onde I é matriz identidade. Resolvendo para $\tilde{x}(s)$

$$\tilde{x}(s) = [sI - A]^{-1}[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_s]\tilde{d}(s)$$

Expressando $\tilde{v}_o(s)$ em termos de $\tilde{x}(s)$

$$\tilde{v}_o(s) = C^T\tilde{x}(s) = C^T[sI - A]^{-1}[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_s]\tilde{d}(s) \quad (5.36)$$

Finalmente, a função de transferência da saída para as variações na taxa de trabalho é expressa por,

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = C^T[sI - A]^{-1}[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_s] \quad (5.37)$$

Utilizando o MATLAB (APÊNDICE B), pode-se chegar à seguinte função de transferência,

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = K \frac{b_2s^2 + b_3s + b_4}{s^4 + a_1s^3 + a_2s^2 + a_3s + a_4} \quad (5.38)$$

onde

$$\begin{aligned}
 K &= V_s(1 - D) \\
 b_2 &= \frac{1}{C_o L_o} \\
 b_3 &= \frac{L_a D(2 - D)}{C_a C_o L_a L_o R} \\
 b_4 &= \frac{2}{C_a C_o L_a L_o} \\
 a_1 &= \frac{1}{C_o R} \\
 a_2 &= \frac{C_o L_a (D^2 - 2D + 1) + C_o L_o + C_a L_a}{C_a C_o L_a L_o} \\
 a_3 &= \frac{L_a (D^2 - 2D + 1) + L_o}{C_a C_o L_a L_o R} \\
 a_4 &= \frac{1}{C_a C_o L_a L_o}
 \end{aligned}$$

Note que do ponto de vista dinâmico, desconsiderando o termo CA da razão cíclica, obtem-se:

$$\frac{V_o(s)}{D(s)} = C^T [sI - A]^{-1} B V_s \quad (5.39)$$

portanto,

$$\frac{V_o(s)}{D(s)} = K \frac{b_2 s^2 + b_4}{s^4 + a_1 s^3 + a_2 s^2 + a_3 s + a_4} \quad (5.40)$$

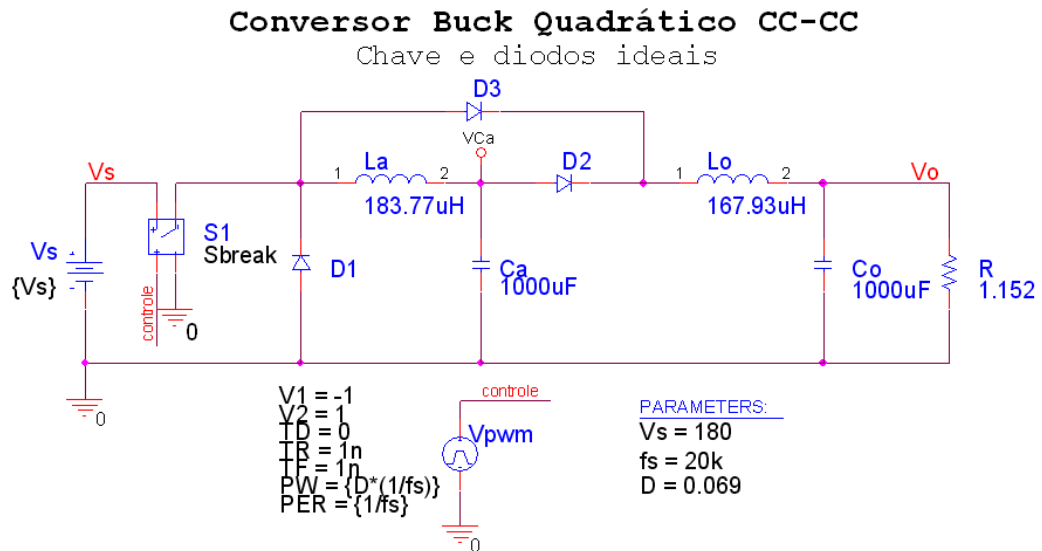
onde

$$\begin{aligned}
 K &= V_s R \\
 b_2 &= \frac{1}{C_o L_o R} \\
 b_4 &= \frac{2 - D}{C_a C_o L_a L_o R} \\
 a_1 &= \frac{1}{C_o R} \\
 a_2 &= \frac{C_o L_a (D^2 - 2D + 1) + C_o L_o + C_a L_a}{C_a C_o L_a L_o} \\
 a_3 &= \frac{L_a (D^2 - 2D + 1) + L_o}{C_a C_o L_a L_o R} \\
 a_4 &= \frac{1}{C_a C_o L_a L_o}
 \end{aligned}$$

5.5 Validação do Modelo

A simulação foi realizada no software PSpice, Figura 5.6, de modo que a chave e os diodos foram considerados ideais.

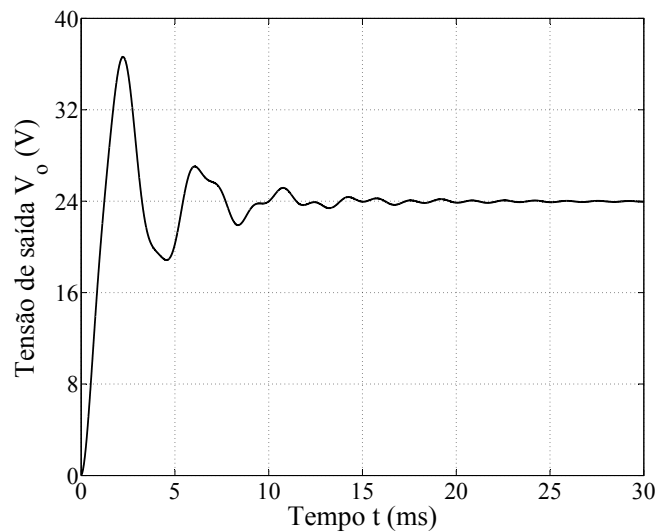
Figura 5.6: Implementação do Conversor Buck Quadrático CC-CC no PSpice.



FONTE: Elaborada pelo autor.

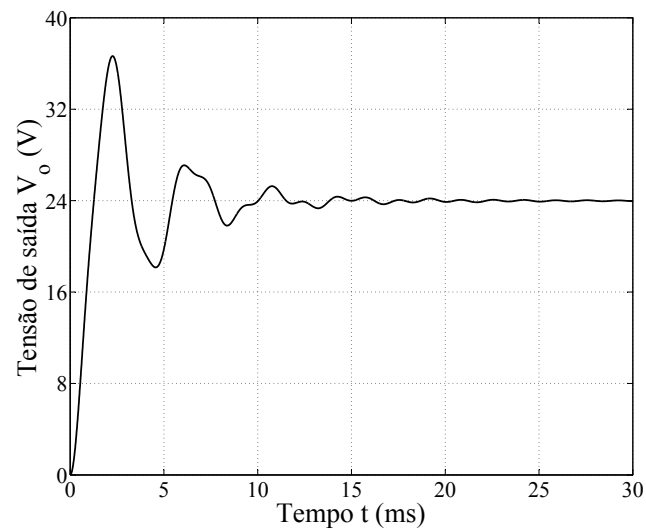
A Figura 5.7 apresenta o valor da tensão de saída para a simulação realizada, e a Figura 5.8 apresenta o valor da tensão de saída para uma entrada em degrau de taxa de trabalho $D = 0.069$.

Figura 5.7: Saída do Probe no PSpice para o modelo chaveado.



FONTE: Elaborada pelo autor.

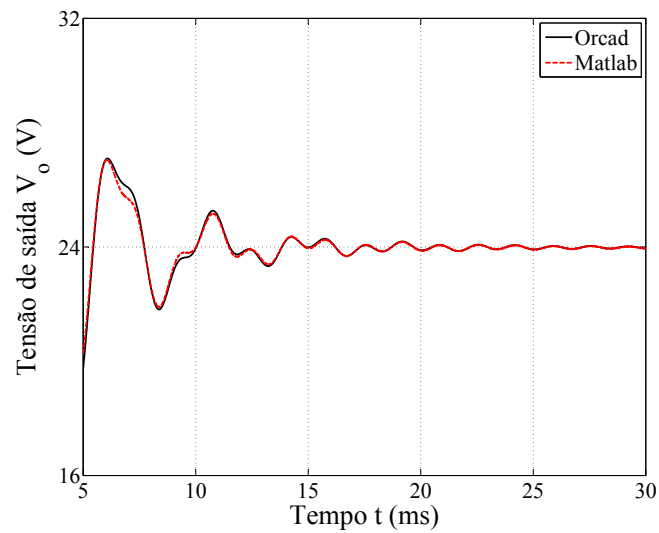
Figura 5.8: Resposta ao degrau da função de transferência obtida através de modelagem no espaço de estados.



FONTE: Elaborada pelo autor.

Na Figura 5.9, é mostrado que a modelagem obtida se assemelha ao resultado de simulação do Orcad, apresentado tanto regime transitório quanto o regime permanente.

Figura 5.9: Comparação entre a saída do Orcad e a resposta em degrau do MATLAB.



FONTE: Elaborada pelo autor.

5.6 Considerações Finais

Pode-se notar que a modelagem através do espaço de estados foi satisfatória, visto que o comportamento do QBC na simulação e na resposta ao degrau forma semelhantes. Foi possível constatar que a modelagem no espaço de estados é uma ferramenta bastante útil, onde, utilizando-se da notação matricial do conversor proposto, da álgebra linear e de manipulações computacionais, chegou-se a um modelo que descreve bem o comportamento do sistema em estudo.

Capítulo 6

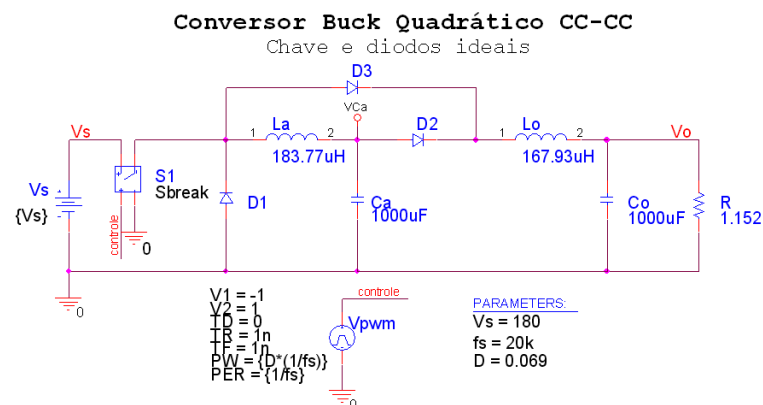
Resultados de Simulação e Experimentais

Neste capítulo, são apresentados os principais resultados de simulação e experimentais do Conversor Buck Quadrático operando com carga nominal, onde são mostradas as formas de onda do conversor proposto. O tratamento dos resultados foram realizados no MATLAB (APÊNDICE B).

6.1 Circuito de Simulação

Na Figura 6.1 é mostrado o circuito de simulação do conversor proposto, foi utilizado do ORCAD versão 16.3. Os valores utilizados foram obtidos no Capítulo 4. No componente *PARAMETERS* é possível alterar a tensão de entrada, bem como, a frequência de chaveamento e a razão cíclica.

Figura 6.1: Circuito de simulação do QBC.



FONTE: Elaborada pelo autor.

6.2 Resultados de Simulação

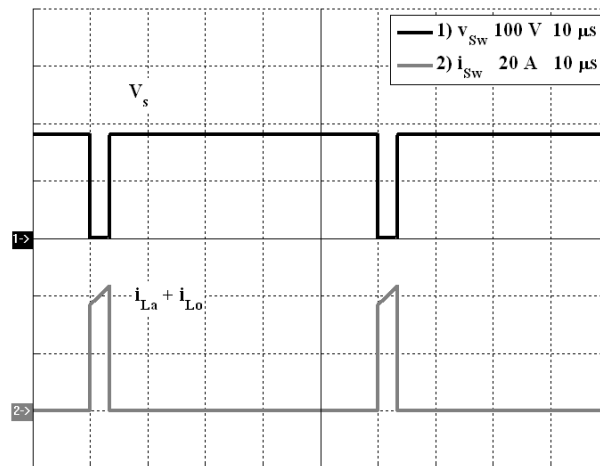
A seguir, são apresentados os principais resultados de simulação do conversor para carga resistiva.

6.2.1 Para a chave

Falar sobre a configuração da simulação

A Figura 6.2 apresenta as formas de onda características de tensão e corrente sobre a chave, sendo que a tensão reversa V_{DS} é de 180 V e a corrente durante a condução é a soma das correntes do indutor auxiliar L_a e do indutor de filtro L_o .

Figura 6.2: Tensão e corrente simuladas da chave.

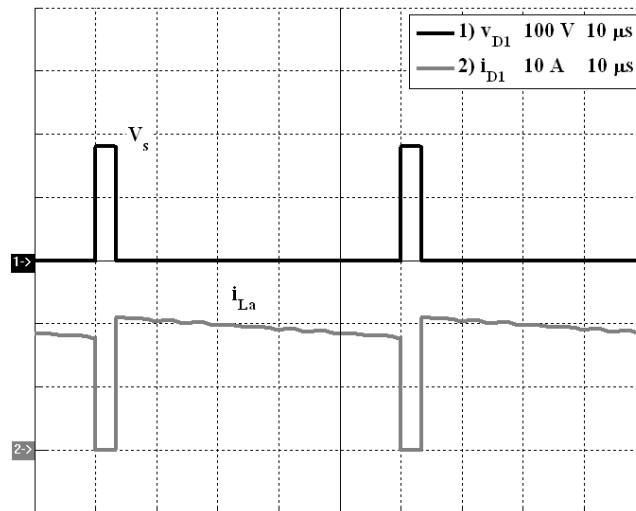


FONTE: Elaborada pelo autor.

6.2.2 Para o diodo D_1

A Figura 6.3 apresenta as formas de onda características de tensão e corrente sobre o diodo D_1 , sendo que a tensão reversa V_{R,D_1} é de 180 V e a corrente durante a condução é a corrente do indutor L_a .

Figura 6.3: Tensão e corrente simuladas do diodo D_1 .

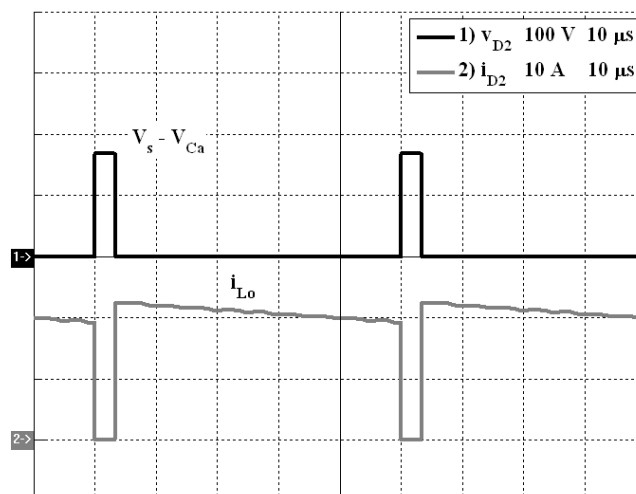


FONTE: Elaborada pelo autor.

6.2.3 Para o diodo D_2

A Figura 6.4 apresenta as formas de onda características de tensão e corrente sobre o diodo D_2 , onde é mostrada uma tensão reversa V_{R,D_2} de 167.58 V e a corrente durante a condução a mesma do indutor de filtro L_o .

Figura 6.4: Tensão e corrente simuladas do diodo D_2 .

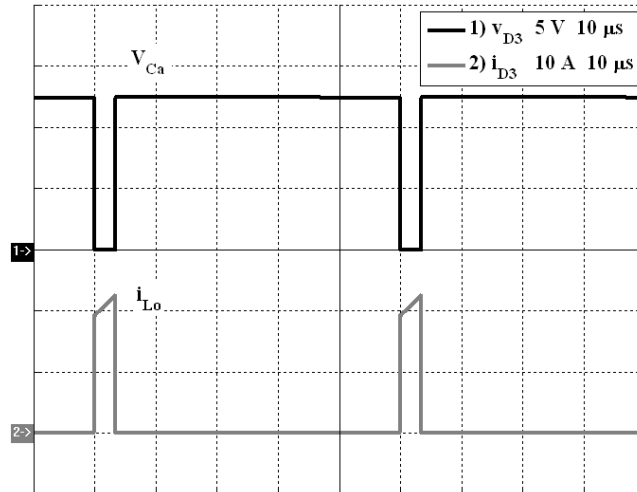


FONTE: Elaborada pelo autor.

6.2.4 Para o diodo D_3

A Figura 6.5 apresenta as formas de onda características de tensão e corrente sobre o diodo D_3 , sendo sua tensão reversa $V_{R,D_3} = 12.42 V$, a mesma tensão do capacitor auxiliar C_a , e sua corrente de condução é igual a corrente do indutor de filtro L_o .

Figura 6.5: Tensão e corrente simuladas do diodo D_3 .

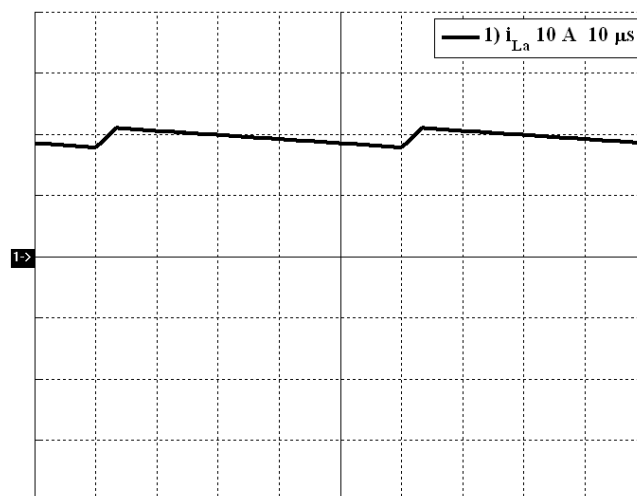


FONTE: Elaborada pelo autor.

6.2.5 Para o indutor L_a

A Figura 6.6 mostra a corrente do indutor auxiliar L_a , que possui um corrente média I_{L_a} de 19.40 A e variação de corrente ΔI_{L_a} de 12%, menor que o valor de projeto.

Figura 6.6: Corrente simulada do indutor L_a .

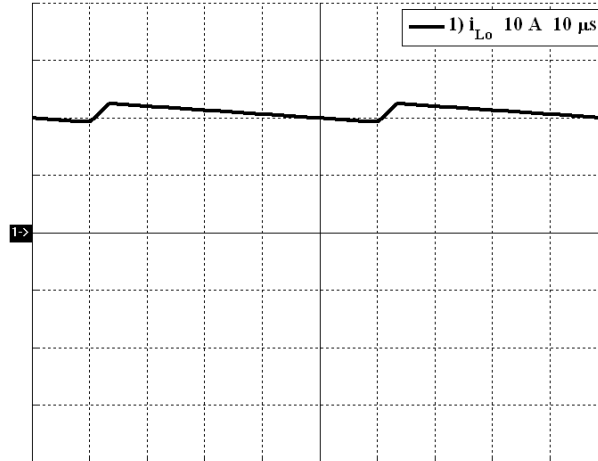


FONTE: Elaborada pelo autor.

6.2.6 Para o indutor L_o

A Figura 6.7 mostra a corrente do indutor de filtro L_o , que possui um corrente média I_{L_o} de 20.83 A e variação ΔI_{L_o} de 15%, que está dentro do limites de projeto.

Figura 6.7: Corrente simulada do indutor L_o .

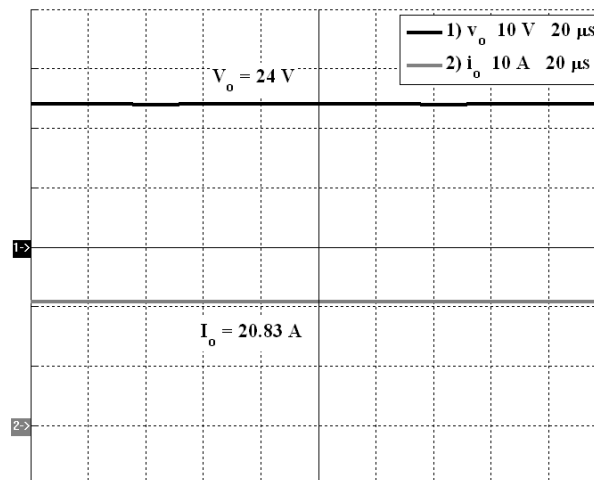


FONTE: Elaborada pelo autor.

6.2.7 Para a carga R

A Figura 6.8 mostra a tensão e a corrente de saída do conversor proposto, onde foi obtida um tensão de 24 V e uma corrente de 20.83 A, sendo a potência total de saída de 499.92 W, aproximadamente 500 W.

Figura 6.8: Tensão e corrente de saída simuladas.



FONTE: Elaborada pelo autor.

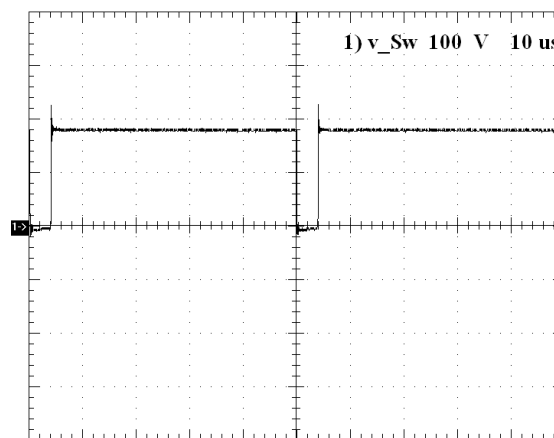
6.3 Resultados Experimentais

A seguir são apresentadas as principais formas de onda dos componentes do conversor proposto operando com carga nominal.

6.3.1 Para a chave

A Figura 6.9 apresenta a tensão experimental sobre a chave. Observa-se um pico de 50 V, aproximadamente 27,78% da tensão de bloqueio.

Figura 6.9: Tensão experimental na chave.

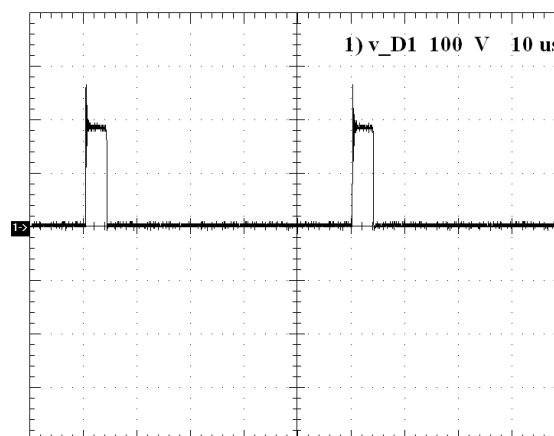


FONTE: Elaborada pelo autor.

6.3.2 Para o diodo D_1

A Figura 6.10 apresenta a tensão experimental sobre o diodo D_1 . Observa-se um pico de 80 V, em torno 44,44% da tensão reversa.

Figura 6.10: Tensão experimental no diodo D_1 .

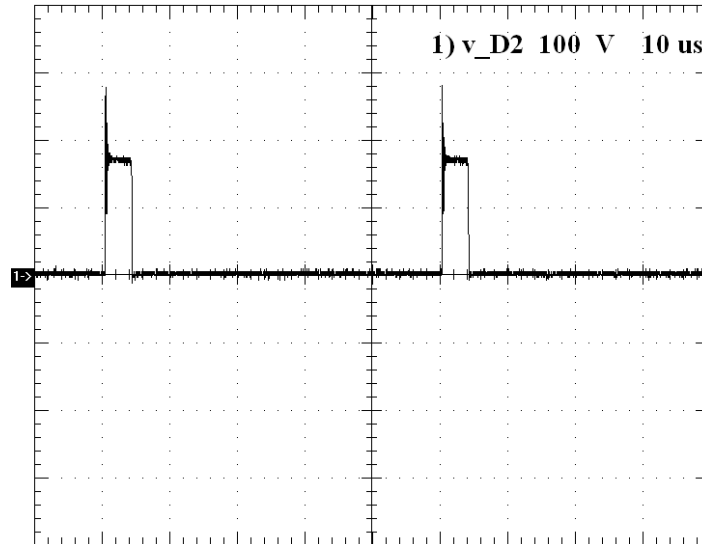


FONTE: Elaborada pelo autor.

6.3.3 Para o diodo D_2

A Figura 6.11 apresenta a tensão experimental sobre o diodo D_2 . Observa-se um pico de 112 V , aproximadamente $67,08\%$ da tensão reversa.

Figura 6.11: Tensão experimental no diodo D_2 .

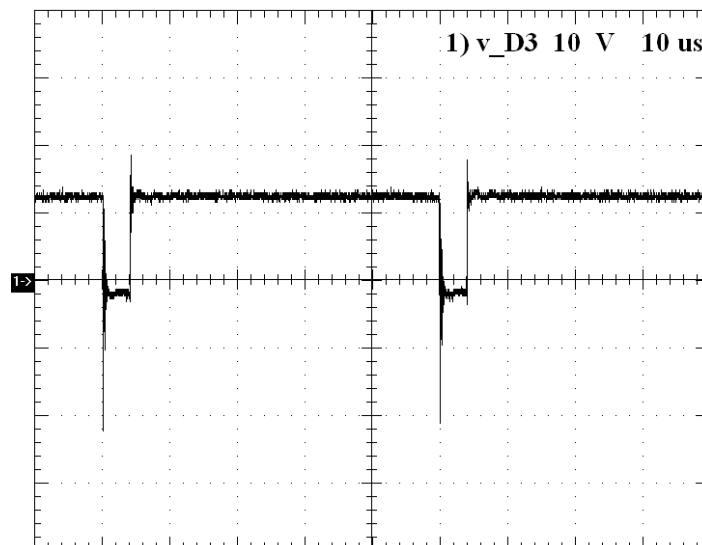


FONTE: Elaborada pelo autor.

6.3.4 Para o diodo D_3

A Figura 6.12 apresenta a tensão experimental sobre o diodo D_3 . Observa-se um pico de 5.6 V , por volta de $44,93\%$ da tensão reversa.

Figura 6.12: Tensão experimental no diodo D_3 .

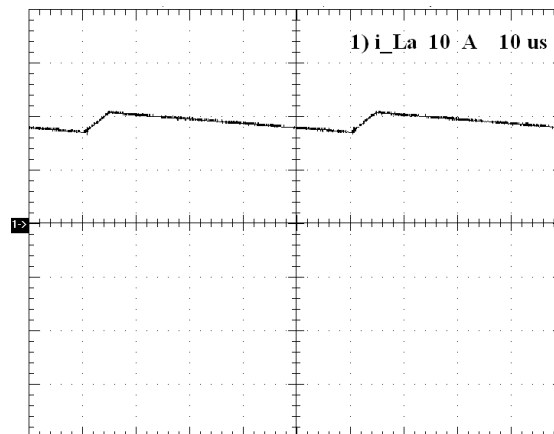


FONTE: Elaborada pelo autor.

6.3.5 Para o indutor L_a

A Figura 6.13 apresenta a corrente experimental no indutor auxiliar. Observa-se que a forma de onda ficou semelhante a da simulação, esse resultado foi melhorado após o uso dos circuitos *snubber* nos semicondutores, onde se conseguiu eliminar os sobressinais que ocorriam na transição de estado na chave, conseguindo uma variação de corrente de 10%.

Figura 6.13: Corrente experimental no indutor L_a .

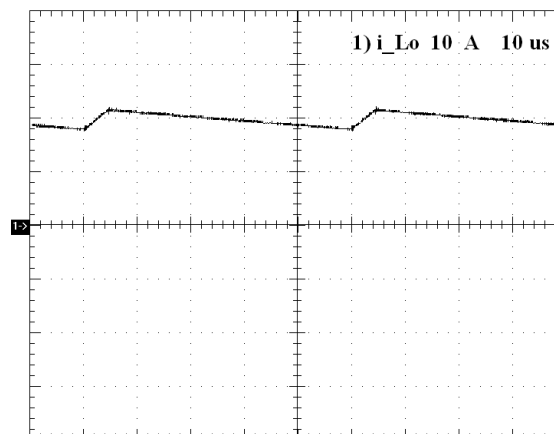


FONTE: Elaborada pelo autor.

6.3.6 Para o indutor L_o

A Figura 6.14 apresenta a corrente experimental no indutor de filtro L_o , sendo obtida uma variação de corrente de aproximadamente 10%, o que está dentro do limite especificado de 16%.

Figura 6.14: Corrente experimental no indutor L_o .

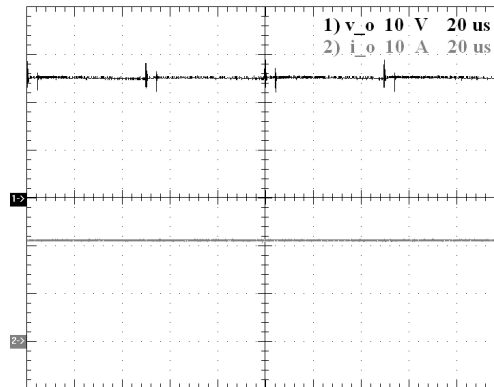


FONTE: Elaborada pelo autor.

6.3.7 Para a carga R

A Figura 6.15 apresenta as formas de onda de tensão e corrente sobre a carga resistiva. Devido a dificuldade de ajustar o valor da resistência em 1.152Ω que é a resistência nominal, foi obtida uma resistência de aproximadamente 1.2Ω . Como resultado de saída, obteve-se uma tensão de $25.2 V$ e uma corrente de $21.0 A$, sendo uma potência resultante de $529.2 W$.

Figura 6.15: Tensão e corrente experimental de saída.

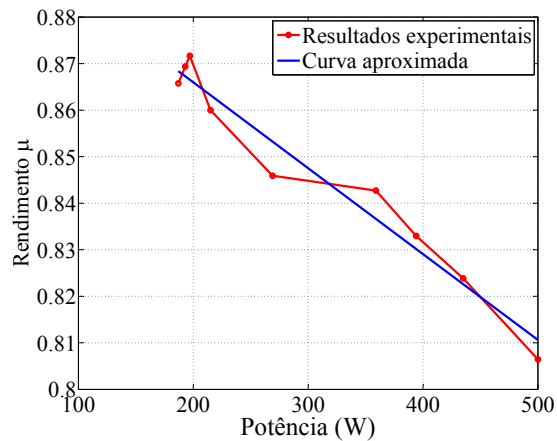


FONTE: Elaborada pelo autor.

6.3.8 Rendimento do QBC

A Figura 6.16 apresenta a curva de rendimento do conversor proposto, verifica-se que o melhor valor de rendimento foi obtido para uma potência de saída de aproximadamente $200 W$.

Figura 6.16: Rendimento da topologia proposta.



FONTE: Elaborada pelo autor.

6.4 Considerações Finais

Os resultados de simulação confirmam o correto equacionamento do conversor, sendo assim, possível a sua construção. Nas formas de onda experimentais dos semicondutores do conversor, observam-se sobressinais de tensão, mas estes estão dentro dos limites especificados pelos fabricantes. Na implementação do protótipo foi verificada a necessidade de circuitos *snubber* que atenuaram esse problema.

O conversor proposto apresenta dois estágios para o processamento da energia, em vez de um único estágio como nos conversores clássicos *buck* ou *boost*. De forma que um conversor quadrático não é mais eficiente que um conversor clássico, mas sua utilização pode ser necessária quando esse não possa ser utilizado.

Conclusão

Este trabalho apresentou a análise da estrutura do conversor buck quadrático não isolado operando em modo de condução contínua. Sendo proposto também, um novo conversor *buck-boost* quadrático, compondo assim uma nova família de conversores quadráticos, semelhante ao que foi feito em (BOTTARELLI et al., 2007).

No capítulo 2, foi realizada uma pesquisa sobre os conversores quadráticos já existentes, sendo que a partir de um desses, o conversor *boost* quadrático convencional, foi obtida a célula de comutação que compõe o conversor estudado.

A base matemática para a construção do protótipo, encontra-se no capítulo 3, sendo o dimensionamento do conversor proposto apresentado no capítulo 4.

Como foi visto no capítulo 5, a modelagem através de variáveis médias no espaço de estados é uma técnica bastante atrativa para este tipo de conversor, devido ao número de componentes armazenadores de energia (indutores e capacitores), e por apresentar apenas duas etapas de funcionamento.

Como foi visto no capítulo 6, os resultados de simulação corroboram todo o estudo realizado, enquanto que os resultados experimentais do protótipo construído em laboratório comprovam a correta análise do conversor, que tem como característica, possuir uma menor taxa de trabalho quando comparado com os conversores buck clássico e buck quadrático convencional, respectivamente, Figuras 2.1 e 2.3.

Como desvantagem, o conversor proposto apresenta um indutor e um capacitor a mais do que o conversor *buck* clássico, além de mais dois diodos, porém esses elementos

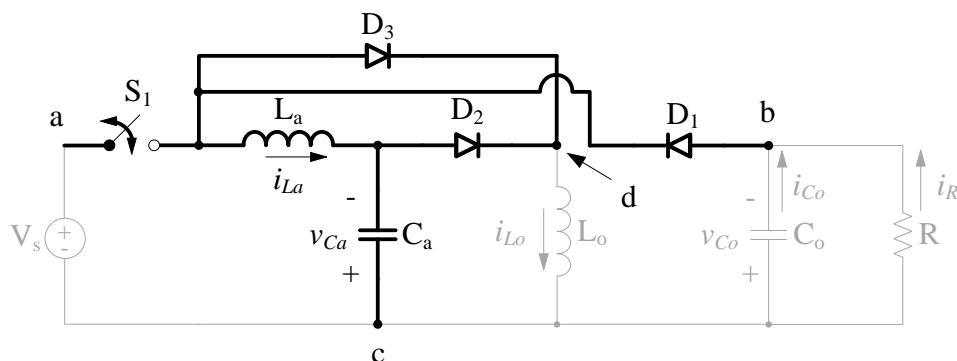
são necessários para a maioria dos conversores de configuração quadrática, e além disso, apresenta uma menor razão cíclica D para um mesmo ganho estático $M(D)$ quando comparado com a topologia clássica.

Diante ao que foi exposto acima, pode-se concluir que o objetivo deste trabalho foi alcançado, ou seja, efetivamente foi desenvolvido um conversor abaixador de tensão com taxa de conversão quadrática, sendo que este pode ser interligado a painéis fotovoltaicos ou utilizado para o carregamento de baterias.

Por fim, para a continuação de projetos futuros propõe-se:

- Realizar o controle de malha fechada, visto que foi obtido o modelo do conversor;
- Utilizar técnicas de controle não-linear, como como redes neurais ou lógica fuzzy, ou controle robusto (WEI et al., 2009).
- Realizar o modelagem para corrente média dos indutores;
- Analisar a possibilidade de uma estrutura com comutação suave;
- Fazer o estudo teórico e implementação para o modo de condução descontínua e para o modo de condução crítica;
- Estudar o conversor *buck-boost* quadrático CC-CC, Figura 7.1, obtido através da célula de comutação proposta.

Figura 7.1: Conversor *buck-boost* quadrático CC-CC não isolado.



FONTE: Elaborada pelo autor.

Referências Bibliográficas

AL-SAFFAR, M. A.; ISMAIL, E. H.; SABZALI, A. J. Integrated buck-boost-quadratic buck pfc rectifier for universal input applications. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, v. 24, n. 12, p. 2886 – 2896, Dec. 2009.

AL-SAFFAR, M. A.; ISMAIL, E. H.; SABZALI, A. J. High efficiency quadratic boost converter. *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE*, p. 1245–1252, 2012.

BARBI, I. *Eletrônica de Potência: Projetos de Fontes Chaveadas*. 2ª edição. ed. UFSC: [s.n.], 2006.

BARRETO, L. H. S. C. et al. A quasi-resonant quadratic boost converter using a single resonant network. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, p. 552–557, Apr. 2005.

BASSAN, S.; MOSCHOPOULOS, G. Properties and applications of quadratic converters. *IEEE Canada Electrical Power Conference*, p. 123–127, Oct. 2007.

BOTTARELLI, M. G. et al. Three-level quadratic non-insulated basic dc-dc converters. *Power Electronics and Applications*, p. 1 – 10, 2007.

CARBAJAL-GUTIÉRREZ, E. E.; MORALES-SALDAÑA, J. A.; LEYVA-RAMOS, J. Modeling of a single-switch quadratic buck converter. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, v. 41, n. 4, p. 1451–1457, Oct. 2005.

CHEN, J.-J. et al. A new single-inductor quadratic buck converter using average-current-mode control without slope-compensation. *5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, p. 1082–1087, 2010.

CUK, S.; MIDDLEBROOK, R. D. A general unified approach to modeling switching dc-to-dc converters in discontinuous conduction mode. *IEEE Power Electronics Specialists Conference Record*, p. 36–57, June 1977.

HART, D. W. *Eletrônica de potência: análise e projetos de circuitos*. Porto Alegre: AMGH, 2012. (Tradução de Romeu Abdo. Revisão técnica de Antônio Pertence Júnior).

KARAKET, K.; BUNLAKSANANUSORN, C. Modeling of a quadratic buck converter. *8th International Conference on ECTI-CON*, p. 17–19, May 2011.

- LATHI, B. P. *Linear Systems and Signals*. 2nd. ed. [S.l.]: Oxford University Press, 2005.
- LEE, Y. S. et al. Quadratic boost converter with switched capacitor and coupled inductor for pv system applications. *IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, p. 38–43, Apr. 2013.
- MAKSIMOVIC, D.; CUK, S. Switching converters with wide dc conversion range. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, v. 1, n. 6, p. 151–157, Jan. 1991.
- MATSUO, H.; HADARA, K. The cascade connection of switching regulators. *IEEE Transactions Industrial Appli*, v. 3, n. 2, Mar./Apr. 1976.
- MIDDLEBROOK, R. D.; CUK, S. A general unified approach to modeling switching-converter power stages. *IEEE Power Electronics Specialists Conference Record*, p. 18–34, June 1976.
- MIDDLEBROOK, R. D.; CUK, S. Modeling and analysis methods for dc-to-dc switching converters. *IEEE International Semiconductor Power Converter Conference*, p. 90–111, Mar. 1977.
- NOUSIAINEN, L.; SUNTIO, T. Dual-mode current-fed semi-quadratic buck-boost converter for transformerless modular photovoltaic applications. *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference*, p. 1 – 10, Aug. 2011.
- NOUSIAINEN, L.; SUNTIO, T. Dual-mode current-fed semi-quadratic buck-boost converter for transformerless modular photovoltaic applications. *Proc. 14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, p. 38–43, 2011.
- NOVAES, Y. R.; RUFER, A.; BARBI, I. A new quadratic, three-level, dc/dc converter suitable for fuel cell applications. *Power Conversion Conference*, p. 601–607, Apr. 2007.
- OGATA, K. *Engenharia de controle moderno*. 4. ed. São Paulo: Prentice Hall, 2003.
- ORTIZ-LOPEZ, M. G. et al. Current-mode control for a quadratic boost converter with a single switch. *IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, p. 2652–2657, 2007.
- RASHID, M. H. *Power Electronics: Circuits, Devices and Applications*. 3d. ed. N. J.: Prentice-Hall, 2004.
- WEI, X. et al. Robust output regulation of single-switch quadratic buck converter using internal model. *IEEE International Conference on Control and Automation*, p. 2117–2122, Dec. 2009.
- XIAOQIAN, G. A study of three-phase apfc based on quadratic buck converter. *Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT Asia)*, p. 1 – 4, May 2012.

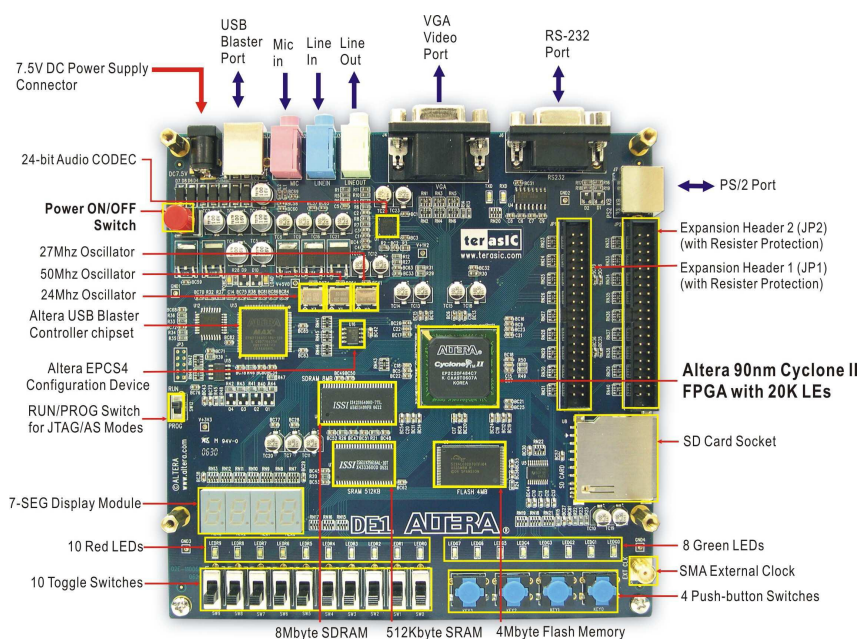
Circuito de Comando da Chave

Nesta seção é apresentado o circuito utilizado para o comando da chave, tendo em vista a estratégia de comando proposta utilizou a modulação por largura de pulso (PWM).

A.1 Saída Modulada por Largura de Pulso

A placa de desenvolvimento DE1 pertence a família de processadores Cyclone II, trabalha com a linguagem de programação VHDL e apresenta vários dispositivo para uso didático (*displays* de 7 segmentos, botões, leds, interruptores e etc.)

Figura A.1: Placa de Desenvolvimento DE1 da Altera.

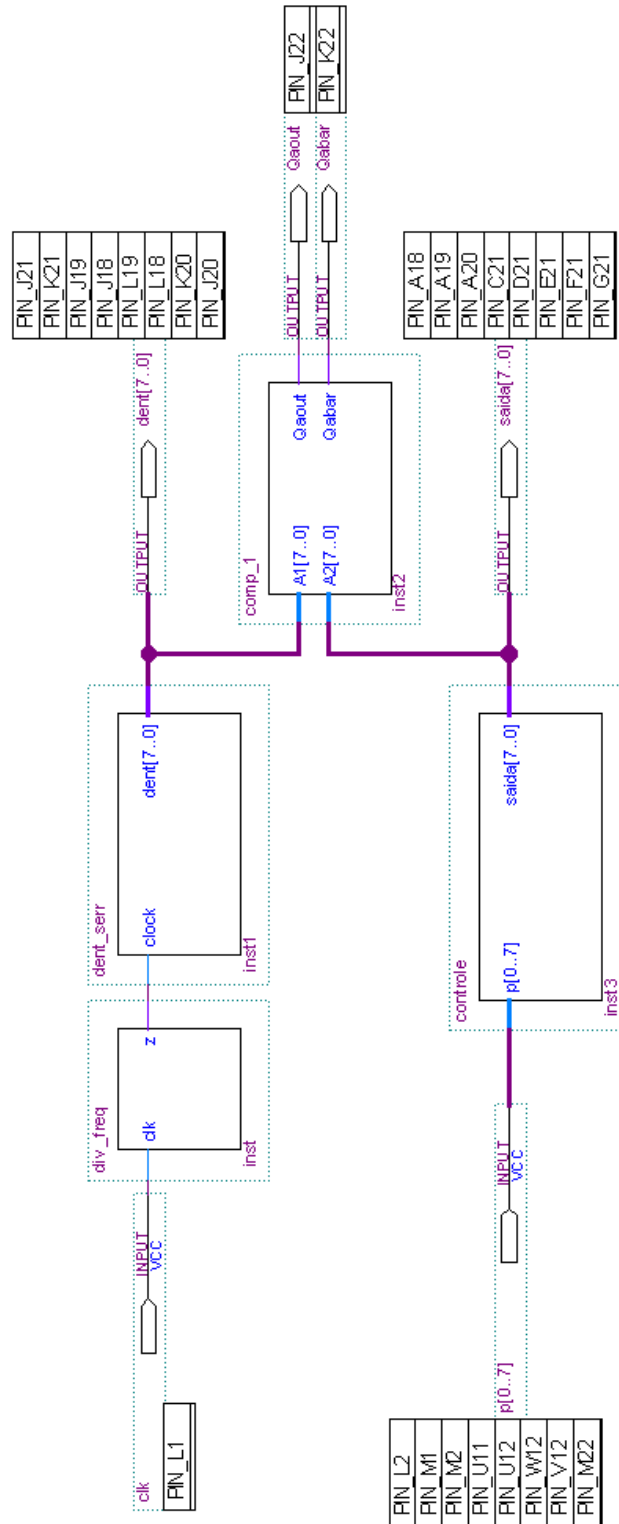


FONTE: Elaborada pelo autor.

A.1.1 Programas que Compõem os Blocos

Os programas dos blocos da Figura A.2 são apresentados a seguir:

Figura A.2: Blocos para Saída PWM.



FONTE: Elaborada pelo autor.

A.1.1.1 Divisor de Frequência

```

ENTITY div_freq IS
    PORT (clk : IN BIT;    -- clock do kit de 50 MHz
          z   : OUT BIT); -- clock de 20 kHz
END div_freq;

ARCHITECTURE divisao OF div_freq IS
    SHARED VARIABLE x : INTEGER range 0 to 10;
BEGIN
    PROCESS (clk)
        BEGIN
            IF (x = 10) THEN
                z <= '1';
                x := 0;
            ELSIF (clk'EVENT AND clk = '1') THEN
                z <= '0';
                x := x + 1;
            END IF;
        END PROCESS;
    END divisao;

-- Para que a onda triangular tenha 250 pontos (p = 250),
-- x = clk/(freq_trian * p)
-- x = clk/(freq_trian * 250)
-- x = 50M/(20k * 250)
-- x = 10

```

A.1.1.2 Portadora (Dente de Serra)

```

ENTITY dent_serr IS
    PORT (clock : IN BIT;
          dent  : OUT INTEGER RANGE 0 TO 250); -- clock de 20KHz
END dent_serr;

ARCHITECTURE ondatri OF dent_serr IS
    SIGNAL aux : INTEGER RANGE 0 TO 250 := 0;
BEGIN
    PROCESS (clock)
        BEGIN
            IF (aux = 249) THEN
                aux <= 0;
            ELSIF (clock'EVENT AND clock = '1') THEN
                aux <= aux + 1;
            END IF;
            dent <= aux;
        END PROCESS;
    END ondatri;

```

```
END PROCESS;  
END ondatri;
```

A.1.1.3 Sinal de Referência

```
ENTITY controle IS  
  PORT (p      : IN  BIT_VECTOR(0 TO 7);  
        saida  : OUT INTEGER RANGE 0 TO 250);  
END controle;
```

```
ARCHITECTURE duty OF controle IS  
BEGIN  
  saida <= 230 WHEN p(7)='1' ELSE  
           231 WHEN p(6)='1' ELSE  
           232 WHEN p(5)='1' ELSE  
           233 WHEN p(4)='1' ELSE  
           234 WHEN p(3)='1' ELSE  
           243 WHEN p(2)='1' ELSE  
           247 WHEN p(1)='1' ELSE  
           250 WHEN p(0)='1';  
END duty;
```

A.1.1.4 Comparador

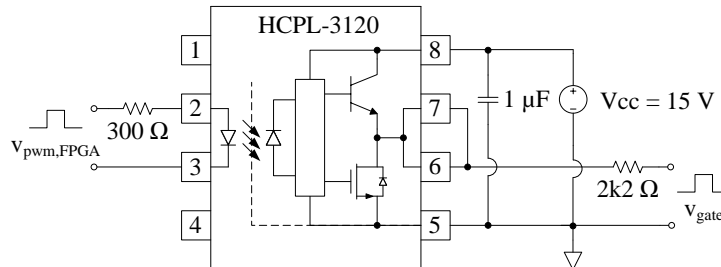
```
ENTITY comp_1 IS  
  PORT (A1,A2      : IN  INTEGER RANGE 0 TO 255;  
        Qaout,Qabar : OUT BIT);  
END comp_1;
```

```
ARCHITECTURE comparacao1 OF comp_1 IS  
BEGIN  
  PROCESS(A1,A2)  
  BEGIN  
    IF (A1 < A2) THEN  
      Qaout <= '1';  
      Qabar <= '0';  
    ELSIF (A1 > A2) THEN  
      Qaout <= '0';  
      Qabar <= '1';  
    END IF;  
  END PROCESS;  
END comparacao1;
```

A.2 Circuito de isolamento

A seguir é apresentado o circuito de isolamento.

Figura A.3: Configuração do Optoacoplador HCPL-3120.

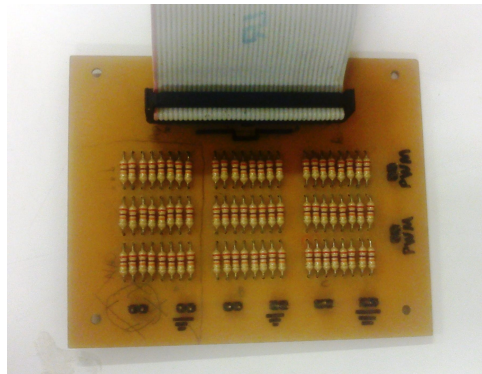


FONTE: Elaborada pelo autor.

A.3 Conversor digital-analógico

Foi utilizada a modulação PWM para o comando da chave, sendo usada uma rede $R-2R$ para fazer a conversão digital-analógica do FPGA, como vista na Figura A.4.

Figura A.4: Conversor digital-analógico com rede $R-2R$.



FONTE: Elaborada pelo autor.

Programas em MATLAB

Neste apêndice, são apresentados os códigos implementados em MATLAB referentes ao QBC.

B.1 Ganho Estático

```
%%
clc; close all; clear all;
Vs = 180;
Vo = 0.5;
D = linspace(0,1,20);

Vo1 = (D);
Vo2 = (D.^2);
Vo3 = (2.*D-D.^2);

plot(D,Vo1,'k',D,Vo2,'b',D,Vo3,'r','Linewidth',3); grid on;
axis square
legend('M(D) = D','M(D) = D^2','M(D) = 2D-D^2',2)
xlabel('Razão cíclica {\itD}')
ylabel('Ganho estático {\itM}')
title('Ganho estático {\itM} em função da razão cíclica {\itD}')
```



```
%%
M = 0:0.00001:1;

D_buck = M; % buck
D_buck_quadratic = sqrt(M);

D_buck_quadratic_new = zeros(length(M),2);
```



```

for i=1:length(M)
    D_buck_quadratic_new(i,:) = roots([1 -2 M(i)]);
end

D_buck_quadratic_new(1,2) = D_buck_quadratic_new(1,1);
R1 = D_buck_quadratic_new(:,2)./D_buck';
R2 = D_buck_quadratic_new(:,2)./D_buck_quadratic';

figure(2)
plot(M,R1,'r',M,R2,'b','Linewidth',3); grid on;
axis square
legend('M_{novo\_QBC}/M_{buck}','M_{novo\_QBC}/M_{QBC}',2)
xlabel('Ganho estático {\itM}')
ylabel('Relação entre as razões cíclicas')
title('Relação entre as razões cíclicas x Ganho estático {\itM}')

```

B.2 Modelagem

```

%% 1 - Modelagem
clc; clear all; close all;
% definição de variáveis simbólicas
syms R La Lo Ca Co s D Vs

A1 = [0 -1/La 0 0
      1/Ca 0 0 0
      0 0 0 -(1)/(Lo)
      0 0 1/(Co) -1/(Co*R)];
pretty(A1);

A2 = [0 -1/La 0 0
      1/Ca 0 -1/Ca 0
      0 1/Lo 0 -1/Lo
      0 0 1/Co -1/(Co*R)];
pretty(A2);

A = A1*D + A2*(1-D);
A = simple(A);
pretty(A);

B1 = [1/La; 0; 1/Lo; 0];
B2 = [0; 0; 0; 0];

B = B1*D + B2*(1-D);

CT1 = [0 0 0 1];
CT2 = [0 0 0 1];

```

```

CT = CT1*D + CT2*(1-D);
%% Ganho estático - Resposta de estado permanente
clc
ganho = -CT*inv(A)*B;
ganho = simple(ganho); % F9
pretty(ganho); % F9

%% Vo(s)/Vs(s)
G = CT*inv(s*eye(4)-A)*B;
G = simple(G)
pretty(G)

%% vo(s)/d(s)

X = -inv(A)*B*Vs; %o qual corresponde aos valores médios de regime
% permanente para as variáveis de estado.

BD = (A1-A2)*X +(B1-B2)*Vs;
FT1 = CT*inv(s*eye(4) - A)*BD;
FT1 = simple(FT1)
pretty(FT1);
%% 2 - Simulação

clc; clear all; close all;

R = 1.152;
La = 185.77*10^-6;
Lo = 167.93*10^-6;
Ca = 1000*10^-6;
Co = 1000*10^-6;
D = 0.069;
Vs = 180;
s=1;
%% Vo(s)/Vs(s)
num =Vs*R*[(Ca*La)*s^2 0 (2-D)];
den = [(Ca*Co*La*Lo*R)*s^4 (Ca*La*Lo)*s^3 (Co*La*R*D^2 - 2*Co*La*R*D,...
+ Ca*La*R + Co*La*R + Co*Lo*R)*s^2 (La*D^2 - 2*La*D + La + Lo)*s R];

figure(1)
hold off;
t = 0:0.00001:0.030;
[y,x,t]= step(D*num,den,t);
% modelo
plot(t*1000,y,'k','Linewidth',2); grid on;
title('');
ylabel('Tensão de saída V_o (V)','FontSize',30);
xlabel('Tempo t (ms)','FontSize',30);

```

```

xlim([0 30]);

%% vo(s)/d(s)
num = Vs*(1 - D)*[Ca*La*R*s^2 (2*La*D*s - La*D^2*s) 2*R]
den = [(Ca*Co*La*Lo*R)*s^4 (Ca*La*Lo)*s^3 (Co*La*R*D^2 - 2*Co*La*R*D,...
+ Ca*La*R + Co*La*R + Co*Lo*R)*s^2 (La*D^2 - 2*La*D + La + Lo)*s R]
figure(1)
hold on;
t = 0:0.000001:0.030;
[y,x,t]= step((D-0.001)*num,den,t);
% modelo
plot(t*1000,y,'r','Linewidth',2); grid on;
title('');
ylabel('Tensão de saída V_o (V)','FontSize',30);
xlabel('Tempo t (ms)','FontSize',30);
xlim([0 30]);

%% 2
figure(1)
hold on;
load final.dat;
% orcead
plot(final(:,1)*1000,final(:,2),'k','Linewidth',2); grid on;
%legend('aquisição','modelo');
title('');
ylabel('Tensão de saída V_o (V)','FontSize',30);
xlabel('Tempo t (ms)','FontSize',30);
xlim([0 5]);

%% Carrega valores dados da simulação do Orcad
load qbc_1000F.dat
figure(1)
hold on
plot(qbc_1000F(:,1)*1000,qbc_1000F(:,2),'r')

```

B.3 Resultados Experimentais e de Simulação

```

%% D1
clc; clear all; close all;
figure(1)
hold on;
load saida.mat;
load D1.dat;
% orcead
plot(D1(:,1)*1000,D1(:,3),'k',D1(:,1)*1000,10*D1(:,2)-300,'r','Linewidth',...
,3); grid on;

```

```

legend('100 V 10 \mu{s}', '10 A 10 \mu{s}');
ylim([-400 400]);
xlim([90.04 90.14]);
plot(saida(:,1)*1000,saida(:,4),'k')
plot(saida(:,1)*1000,saida(:,4),'Color',[0 0 0])
line([90.09 90.09],[-500 500],'Color',[0 0 0])
text(90.085,22,'V_s','FontSize',16)
text(90.085,10,'i_{La}','FontSize',16)

%% D2
clc; clear all; close all;
figure(1)
hold on;
load saida.mat;
load D2.dat;
% orcead
plot(D2(:,1)*1000,D2(:,3),'k',D2(:,1)*1000,10*D2(:,2)-300,'r','Linewidth',...
,3); grid on;
legend('100 V 10 \mu{s}', '10 A 10 \mu{s}');
ylim([-400 400]);
xlim([90.04 90.14]);
plot(saida(:,1)*1000,saida(:,4),'Color',[0 0 0])
line([90.09 90.09],[-500 500],'Color',[0 0 0])
text(90.085,22,'V_s - V_{Ca}','FontSize',16)
text(90.085,10,'i_{Lo}','FontSize',16)
hold off;

%% D3
clc; clear all; close all;
figure(1)
hold on;
load saida.mat;
load D3.dat;
% orcead
plot(D3(:,1)*1000,2*D3(:,3),'k',D3(:,1)*1000,D3(:,2)-30,'r','Linewidth',...
,3); grid on;
legend('5 V 10 \mu{s}', '10 A 10 \mu{s}');
ylim([-40 40]);
xlim([90.04 90.14]);
plot(saida(:,1)*1000,saida(:,4),'Color',[0 0 0])
line([90.09 90.09],[-500 500],'Color',[0 0 0])
text(90.085,22,'V_{Ca} ', 'FontSize',16)
text(90.085,10,'i_{Lo}','FontSize',16)

%% Sw
clc; clear all; close all;
figure(1)
hold on;

```

```

load saida.mat;
load chave.dat;
% orcead
plot(chave(:,1)*1000,chave(:,3),'k',chave(:,1)*1000,5*chave(:,2)-300,'r',...
     , 'Linewidth',3); grid on;
legend('1) v_{Sw} 100 V 10 \mu{s}', '2) i_{Sw} 20 A 10 \mu{s}');
ylim([-400 400]);
xlim([90.04 90.14]);
plot(saida(:,1)*1000,saida(:,4),'Color',[0 0 0])
line([90.09 90.09],[-500 500],'Color',[0 0 0])
text(90.085,22,'V_s','FontSize',16)
text(90.085,10,'i_{La} + i_{Lo}','FontSize',16)

%% saida
clc; clear all; close all;
figure(1)
hold on;
load saida.mat;
% orcead
plot(saida(:,1)*1000,saida(:,3),'k',saida(:,1)*1000,-30+saida(:,2),'r',...
     , 'Linewidth',3); grid on;
legend('1) v_o 10 V 10 \mu{s}', '2) i_o 10 A 10 \mu{s}');
ylim([-40 40]);
xlim([90.03 90.13]);
plot(saida(:,1)*1000,saida(:,4),'Color',[0 0 0])
line([90.08 90.08],[-500 500],'Color',[0 0 0])
text(90.085,22,'19.40 A','FontSize',16)
text(90.085,10,'19.40 A','FontSize',16)

%% Indutor Lo
clc; clear all; close all;
figure(1)
hold on;
load saida.mat;
load indutor_Lo.dat;
% orcead
plot(indutor_Lo(:,1)*1000,indutor_Lo(:,2),'k','Linewidth',3); grid on;
legend('10 A 10 \mu{s}');
ylim([-40 40]);
xlim([90.04 90.14]);
plot(saida(:,1)*1000,saida(:,4),'Color',[0 0 0])
line([90.09 90.09],[-500 500],'Color',[0 0 0])

%% Indutor La
clc; clear all; close all;
hold on;
load saida.mat;
load indutor_La.dat;

```

```
% orcead
plot(indutor_La(:,1)*1000,indutor_La(:,2),'k','Linewidth',3); grid on;
legend('10 A 10 \mu{s}');
ylim([-40 40]);
xlim([90.04 90.14]);
plot(saida(:,1)*1000,saida(:,4),'Color',[0 0 0])
line([90.09 90.09],[-500 500],'Color',[0 0 0])
```

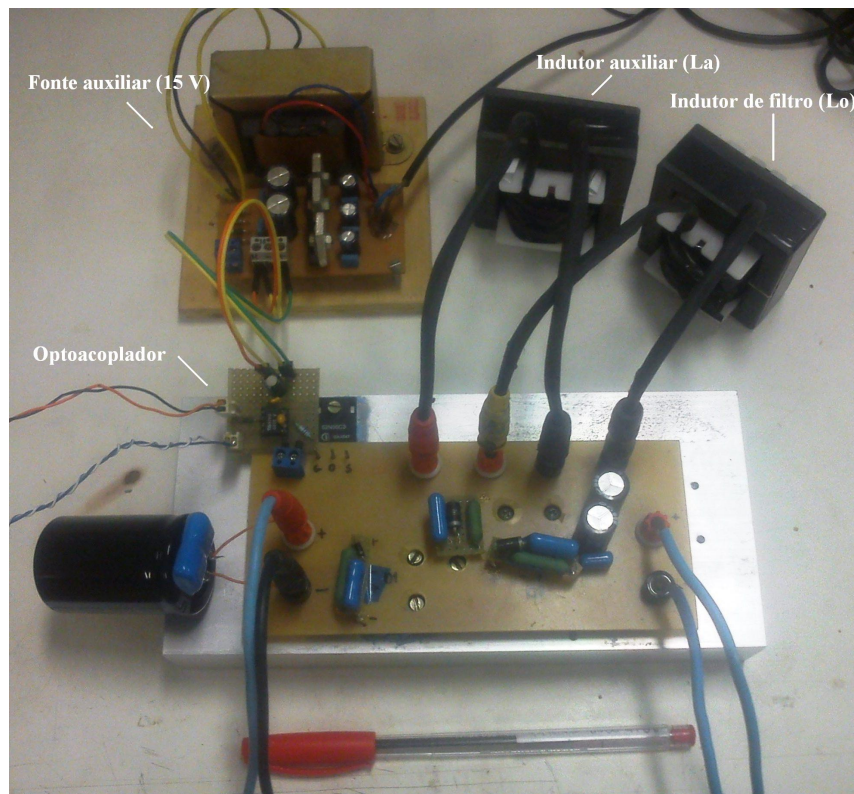
Apêndice C

Conversor QBC Confeccionado

Neste apêndice, é apresentada a placa confeccionada que foi desenhada no Altium Designer Winter 09.

C.1 Placa Confeccionada

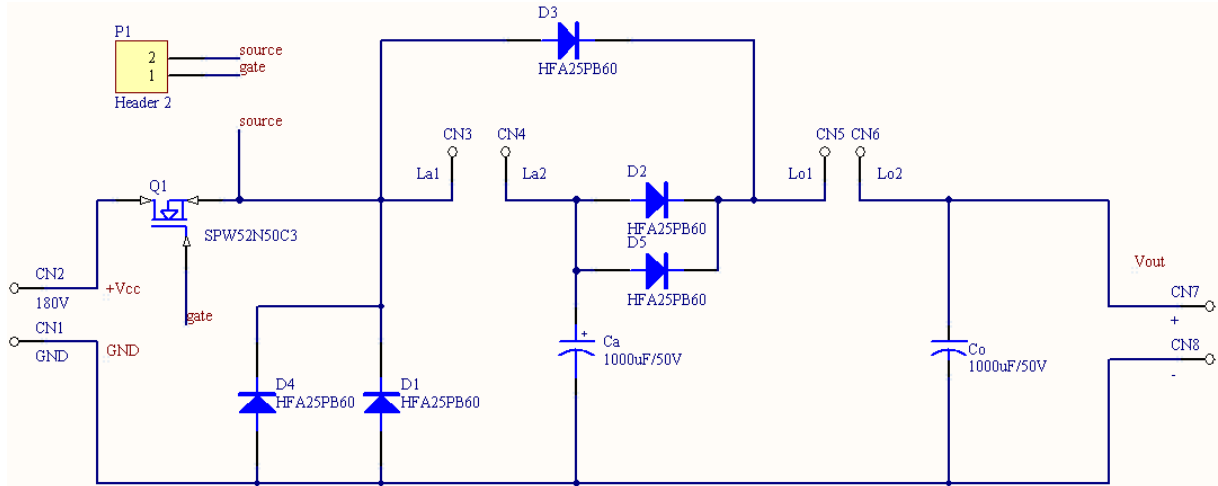
Figura C.1: Placa confeccionada.



FONTE: Elaborada pelo autor.

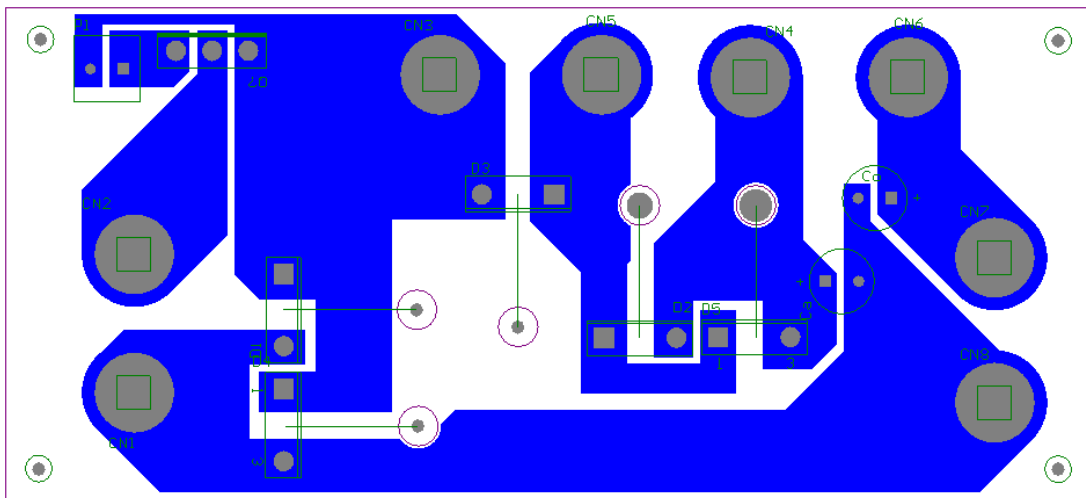
C.2 Arquivos do Altium

Figura C.2: Esquemático da placa.



FONTE: Elaborada pelo autor.

Figura C.3: PCB da Placa.



FONTE: Elaborada pelo autor.