

Igor Roberto dos Santos

**ANÁLISE DOS CONVERSORES ABAIXADORES: BUCK QUADRÁTICO E
BUCK QUADRÁTICO HÍBRIDO**

Itajubá, Outubro de 2025



UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA

ANÁLISE DOS CONVERSORES ABAIXADORES: BUCK QUADRÁTICO E
BUCK QUADRÁTICO HÍBRIDO

por

Igor Roberto dos Santos

Dissertação apresentada como requisito parcial à
obtenção do grau de Mestre em engenharia
elétrica.

Orientador: Enio Roberto Ribeiro, Doutorado.

Coorientador: Fernando Lessa Tofoli, Doutorado.

Itajubá, Outubro de 2025

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo, a análise teórica e o projeto dos seguintes conversores CC-CC não isolados: conversor buck quadrático (CBQ) e conversor buck quadrático híbrido (CBQH). Os conversores foram analisados qualitativa e quantitativamente, em modo de condução contínua (MCC), identificando-se suas etapas de operação, bem como as relações de tensão e corrente necessárias ao dimensionamento dos elementos armazenadores de energia e dispositivos semicondutores. Um diferencial deste trabalho é a proposta de uma nova metodologia para o cálculo das ondulações de corrente e tensão nos componentes armazenadores de energia, baseada nos parâmetros de saída do conversor. Esta metodologia elimina o ato de arbitrar valores para os cálculos das ondulações de alta frequência dos componentes dos armazenadores de energia. Dessa forma, seus valores são, naturalmente, obtidos da análise dos conversores. Os conversores são, em seguida, avaliados por simulação computacional com o programa Ltspice e a análise teórica é validada. Por fim, dois protótipos foram construídos e testados experimentalmente. Os resultados experimentais estão em concordância com a avaliação teórica e demonstram que a metodologia é realizável.

Palavras-Chave: Conversores CC-CC, Conversor buck quadrático, Conversor buck quadrático híbrido, Conversores abaixadores.

ABSTRACT

This work presents the study, and design of the following non-isolated DC-DC converters: quadratic buck converter (QBC) and hybrid quadratic buck converter (HQBC). The converters were analyzed qualitatively and quantitatively in continuous conduction mode (CCM), identifying their operating stages, as well as the voltage and current relationships required for sizing the energy storage elements and semiconductor devices. A unique feature of this work is the proposal of a new methodology for calculating current and voltage ripples in energy storage components, based on the converter's output parameters. This methodology eliminates the need to arbitrate values for calculating high-frequency ripples in energy storage components. Therefore, their values are naturally obtained from the converter analysis. The converters are then evaluated through computer simulation with the Ltspice program, and the theoretical analysis is validated. Finally, two prototypes were built and experimentally tested. The experimental results are consistent with the theoretical evaluation and demonstrate that the methodology is feasible.

Keywords: DC-DC Converters, Quadratic Buck Converter, Hybrid Quadratic Buck Converter, Step-Down Converters.

LISTA DE FIGURAS

Lista de Figuras

Figura 1 - Conversor CC-CC buck quadrático.....	15
Figura 2 - Célula Abaixadora.....	15
Figura 3 - Conversor CC-CC buck quadrático híbrido.....	16
Figura 4 - Diagrama do circuito do conversor buck quadrático PEM-SSS.....	18
Figura 5 - Conversor buck quadrático de K. Karaket.....	19
Figura 6 - Conversores CC-CC de grande razão de redução de tensão.....	19
Figura 7 - Conversor buck quadrático 1º Estágio.....	22
Figura 8 - Onda de corrente no Indutor de saída L0.....	23
Figura 9 - Conversor buck quadrático 2º Estágio.....	25
Figura 10 - Ganho estático M em função da razão cíclica D.....	29
Figura 11 - Curvas conversor buck quadrático.....	30
Figura 12 - Curva da corrente no capacitor de entrada.....	36
Figura 13 - Curva de corrente no capacitor C0.....	38
Figura 14 - Curva de tensão no interruptor S.....	44
Figura 15 - Curva da corrente diodo D2.....	46
Figura 16 - Conversor buck quadrático híbrido 1º estágio.....	51
Figura 17 - Conversor buck quadrático híbrido 2º estágio.....	53
Figura 18 - Ganho estático M em função da razão cíclica D – CBQH.....	57
Figura 19 - Curvas conversor buck quadrático híbrido.....	58
Figura 20 - Curva de correntes indutores L1 e L0 BQ – PU.....	66
Figura 21 - Curvas senoidal e linear - capacitor C0.....	70
Figura 22 - Curva de correntes indutores C1 e C0 BQ – PU.....	71
Figura 23 - Conversor buck quadrático – Ltspice.....	102
Figura 24 - Tensão e corrente do interruptor - CBQ.....	103
Figura 25 - Tensão e corrente do diodo D1 - CBQ.....	103
Figura 26 - Tensão e corrente do diodo D2 - CBQ.....	104
Figura 27 - Tensão e corrente do diodo D0 - CBQ.....	104
Figura 28 - Corrente do indutor L1 - CBQ.....	105
Figura 29 - Corrente simulada do indutor L0 - CBQ.....	105
Figura 30 - Tensão e Corrente da carga R0 - CBQ.....	106
Figura 31 - Tensão do interruptor - CBQ.....	107
Figura 32 - Tensão do diodo D1 - CBQ.....	107
Figura 33 - Corrente do diodo D1 - CBQ.....	108
Figura 34 - Tensão do diodo D2 - CBQ.....	108
Figura 35 - Corrente do diodo D2 - CBQ.....	109
Figura 36 - Tensão do diodo D0 - CBQ.....	109
Figura 37 - Corrente do diodo D0 - CBQ.....	110
Figura 38 - Corrente do Indutor L1 - CBQ.....	110
Figura 39 - Corrente do indutor L0- CBQ.....	111
Figura 40 - Tensão da carga R0 - CBQ.....	111
Figura 41 - Conversor buck quadrático híbrido – Ltspice.....	113
Figura 42 - Tensão e corrente do interruptor – CBQH.....	113
Figura 43 - Tensão e corrente do diodo D1 - CBQH.....	114

Figura 44 - Tensão e corrente do diodo D2 – CBQH.....	114
Figura 45 - Tensão e corrente do diodo D0 - CBQH.....	115
Figura 46 - Corrente do indutor L1 - CBQH.....	115
Figura 47 - Corrente do indutor L0 - CBQH.....	116
Figura 48 - Corrente e carga R0 - CBQH.....	116
Figura 49 - Tensão do interruptor – CBQH.....	117
Figura 50 - Tensão do diodo D1 – CBQH.....	117
Figura 51 - Corrente do diodo D1 – CBQH.....	118
Figura 52 - Tensão do diodo D2 – CBQH.....	118
Figura 53 - Corrente do diodo D2 – CBQH.....	119
Figura 54 - Tensão do diodo D0 – CBQH.....	119
Figura 55 - Corrente do diodo D0 – CBQH.....	120
Figura 56 - Corrente do Indutor L1 – CBQH.....	120
Figura 57 - Corrente do Indutor L0 – CBQH.....	121
Figura 58 - Tensão do resistor R0 - CBQH.....	121

Índice de tabelas

Tabela 1 - Especificações do projeto.....	73
Tabela 2 -Especificações das ondulações de alta frequência.....	73
Tabela 3 - Parâmetros.....	75
Tabela 4 - Dados do núcleo MMT140EE4220.....	76
Tabela 5 - Dados do fio de cobra AWG30.....	77
Tabela 6 - Resumo do projeto do indutor - BQH.....	78
Tabela 7 - Dados do núcleo NEE-55/28/25.....	80
Tabela 8 - Resumo do projeto do indutor - BQH.....	81
Tabela 9 - Dados do capacitor de saída – CBQ.....	82
Tabela 10 – Dados do interruptor.....	84
Tabela 11 – Dados do diodo.....	88
Tabela 12 – Dados do TL494.....	88
Tabela 13 – Dados para o bootstrap.....	89
Tabela 14 – Resumo do projeto do indutor – BQH.....	94
Tabela 15 – Resumo do projeto do indutor – CBQH.....	96
Tabela 16 - Resumo dos resultados – CBQ.....	112
Tabela 17 - Resumo dos resultados – CBQH.....	122

LISTA DE SÍMBOLOS

A	ampère
F	faraday
H	henry
Hz	hertz
s	segundo
V	volt
W	watt
Ω	ohm
CBQ	Conversor Buck Quadrático
$CBQH$	Conversor Buck Quadrático Híbrido

Sumário

1. Introdução.....	13
1.1. Contextualização.....	15
1.2. Estrutura e organização do trabalho.....	17
2. Conversores CC-CC quadráticos na literatura.....	18
2.1. Conversor buck quadrático.....	18
3. Análise qualitativa dos conversores quadráticos.....	21
3.1. Conversor buck quadrático.....	21
3.1.1. Ondulação de corrente nos indutores.....	30
3.1.1.1. Indutores L1 e L0.....	31
3.1.1.2. Valor eficaz e médio de corrente nos indutores L1 e L0.....	32
3.1.2. Ondulação de tensão nos capacitores.....	36
3.1.2.1. Capacitores C1 e C0.....	36
3.1.2.2. Valor eficaz de corrente do capacitor C1 e C0.....	39
3.1.3. Esforços de tensão e corrente nos semicondutores.....	40
3.1.3.1. Interruptor S.....	41
3.1.3.2. Diodo D1.....	45
3.1.3.3. Diodo D2.....	46
3.1.3.4. Diodo D0.....	48
3.1.4. Considerações finais.....	50
3.2. Conversor buck quadrático híbrido.....	50
3.2.1. Ondulação de corrente nos indutores.....	58
3.2.1.1. Indutores L1 e L0.....	59
3.2.1.2. Valor eficaz e médio para os indutores L1 e L0.....	60
3.2.2. Ondulação de tensão nos capacitores.....	61
3.2.2.1. Capacitores C1 e C0.....	62
3.2.2.2. Valor eficaz e médio do Capacitor C1 e C0.....	62
3.2.3. Esforços de tensão e corrente nos semicondutores.....	62
3.2.3.1. Diodo D0.....	63
3.2.4. Considerações finais.....	64
4. Metodologia de análise das ondulações.....	65
4.1. Análise da ondulação de alta frequência da corrente de entrada no indutor L1 do conversor buck quadrático e buck quadrático híbrido.....	65
4.2. Análise da ondulação de alta frequência da tensão de entrada do capacitor C1 do conversor buck quadrático e buck quadrático híbrido.....	68
5. Projeto Dos Conversores buck's quadráticos.....	73

5.1. Parâmetros de projeto - CBQ.....	73
5.1.1. Dimensionamento do conversor - CBQ.....	74
5.1.1.1. Dimensionamento dos indutores.....	74
5.1.1.1.1. Indutor L0.....	74
5.1.1.1.2. Indutor L1.....	79
5.1.1.2. Dimensionamento dos capacitores.....	82
5.1.1.2.1. Capacitor C0.....	82
5.1.1.2.2. Capacitor C1.....	83
5.1.1.3. Dimensionamento dos semicondutores.....	83
5.1.1.3.1. Interruptor Sw.....	83
5.1.1.3.2. Diodo D1.....	85
5.1.1.3.3. Diodo D2.....	86
5.1.1.3.4. Diodo D0.....	87
5.1.1.4. Drive para PWM e acionamento.....	88
5.1.1.5. Considerações finais.....	91
5.2. Parâmetros de projeto – CBQH.....	91
5.2.1. Dimensionamento do conversor – CBQH.....	91
5.2.2.1. Dimensionamento dos indutores.....	91
5.2.2.1.1. Indutor L0.....	91
5.2.2.1.2. Indutor L1.....	94
5.2.2.2. Dimensionamento dos capacitores.....	97
5.2.2.2.1. Capacitor C0.....	97
5.2.2.2.2. Capacitor C1.....	97
5.2.2.3. Dimensionamento dos semicondutores.....	97
5.2.2.3.1. Interruptor S.....	97
5.2.2.3.2. Diodo D1.....	98
5.2.2.3.3. Diodo D2.....	99
5.2.2.3.4. Diodo D0.....	100
5.2.2.4. Considerações finais.....	101
6. Resultados de simulações/experimentais.....	102
6.1. Circuito de simulação – CBQ.....	102
6.1.1. Resultados de simulação – CBQ.....	102
6.1.1.1. Interruptor S – simulação – CBQ.....	102
6.1.1.2. Diodo D1 – simulação – CBQ.....	103
6.1.1.3. Diodo D2 – simulação – CBQ.....	104
6.1.1.4. Diodo D0 – simulação – CBQ.....	104
6.1.1.5. Indutor L1 – simulação – CBQ.....	105
6.1.1.6. Indutor L0 – simulação – CBQ.....	105
6.1.1.7. Carga R0 – simulação – CBQ.....	106
6.1.2. Resultados de experimentais – CBQ.....	106
6.1.2.1. Interruptor Sw – experimental – CBQ.....	106

6.1.2.2. Diodo D1 – experimental – CBQ.....	107
6.1.2.3. Diodo D2 – experimental – CBQ.....	108
6.1.2.4. Diodo D0 – experimental – CBQ.....	109
6.1.2.5. Indutor L1 – experimental – CBQ.....	110
6.1.2.6. Indutor L0 – experimental – CBQ.....	111
6.1.2.7. Carga R0 – experimental – CBQ.....	111
6.1.3. Conclusões experimentais – CBQ.....	112
6.2. Circuito de simulação – CBQH.....	112
6.2.1. Resultados de simulação – CBQH.....	113
6.2.1.1. Interruptor S – simulação – CBQH.....	113
6.2.1.2. Diodo D1 – simulação – CBQH.....	114
6.2.1.3. Diodo D2 – simulação – CBQH.....	114
6.2.1.4. Diodo D0 – simulação – CBQH.....	115
6.2.1.5. Indutor L1 – simulação – CBQH.....	115
6.2.1.6. Indutor L0 – simulação – CBQH.....	116
6.2.1.7. Carga R – simulação – CBQH.....	116
6.2.2. Resultados de experimentais – CBQH.....	117
6.2.2.1. Interruptor S – experimental – CBQH.....	117
6.2.2.2. Diodo D1 – experimental – CBQH.....	117
6.2.2.3. Diodo D2 – experimental – CBQH.....	118
6.2.2.4. Diodo D0 – experimental – CBQH.....	119
6.2.2.5. Indutor L1 – experimental – CBQH.....	120
6.2.2.6. Indutor L0 – experimental – CBQH.....	121
6.2.2.7. Carga R0 – experimental – CBQH.....	121
6.2.3. Conclusões experimentais.....	122
7. Conclusão.....	123
REFERÊNCIAS.....	124
Apêndice A.....	126

1. Introdução

Conversores CC-CC são essenciais em diversas áreas da engenharia elétrica, sendo utilizados em automóveis, aeronaves e outros sistemas que exigem diferentes níveis de tensão CC. Conversores em cascata permitem estender a taxa de conversão de tensão de forma modular, mas uma desvantagem nesse caso consiste no uso de elementos redundantes, o que eleva os custos quando diversos interruptores são necessários, a torna o circuito de controle complexo. Porém, conversores em cascata podem ser adequadamente integrados considerando as configurações possíveis para dois interruptores conectados a um ponto comum usando a chamada “técnica de enxerto” proposta em [1].

Em aplicações mais complexas, os conversores CC-CC podem exigir um elevado fator de ganho de tensão [2]. Essa necessidade de conversão se origina das demandas dos sistemas elétricos modernos, que requerem tensões de saída tanto baixas quanto altas para diversas funções.

Buscando aprimorar a relação de transformação, os conversores passaram a incorporar conjuntos de indutores e/ou capacitores, conforme apresentado em [3, 4, 5], a fim de ampliar essa relação. Essa estratégia contribui para o aumento da eficiência e para melhores relações de conversão. Com o avanço dessas novas abordagens e implementações, surgiram os chamados conversores quadráticos, introduzidos inicialmente por Ćuk [5], que oferecem maior versatilidade e eficiência em comparação aos conversores convencionais.

No entanto, a construção de um conversor quadrático exige atenção cuidadosa aos parâmetros do circuito, pois o projeto precisa ser bem dimensionado para evitar perdas desnecessárias na conversão de energia. Logo, a avaliação analítica dos conversores quadráticos ainda apresenta desafios, especialmente em relação aos seus parâmetros, que ainda não são completamente definidos ou sistematizados na literatura especializada. Normalmente, os dados de saída do conversor são especificados pelo projetista, enquanto os valores de ondulação nos componentes de entrada do circuito são frequentemente arbitrados conforme visto em [2]

Nesse contexto, este trabalho apresenta uma metodologia de cálculo para determinar os elementos armazenadores de energia (indutores e capacitores) com base em um conjunto essencial de parâmetros do conversor, evitando o uso de valores arbitrários. Isso significa estabelecer uma

relação entre as variáveis de entrada e saída do conversor, oferecendo uma solução prática para o dimensionamento do conversor quadrático.

Para simulações e análises de conversores, diversas ferramentas são amplamente utilizadas. Entre elas, destacam-se o PSIM, Ltspice e PLECS, que são os programas de simulação de circuitos eletroeletrônicos.

Para o desenvolvimento deste estudo de mestrado, é utilizado o software Ltspice nas simulações, pois oferece resultados coerentes. Assim, é caracterizado da seguinte forma:

- O Ltspice é um simulador rápido e robusto que oferece visualização gráfica dos circuitos elétricos, componentes, formas de onda, além de melhorias e modelos que aprimoram as simulações de circuitos analógicos. Ele conta com um banco de dados abrangente, que inclui componentes catalogados de diversos fabricantes, com suas respectivas características [7].

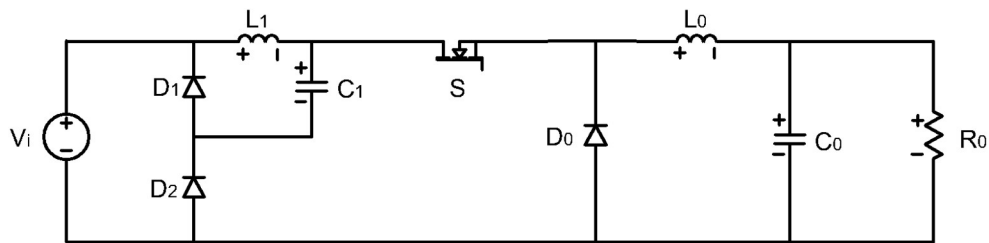
1.1. Contextualização

Ao longo de mais de 20 anos, diversas topologias de conversores abaixadores têm sido amplamente exploradas na literatura. Os conversores quadráticos, que se destacam por seu amplo alcance de conversão, são especialmente relevantes nesse contexto.

Os conversores quadráticos apresentam uma relação de conversão ao quadrado, o que os torna uma alternativa viável às topologias em cascata, uma vez que são derivados dessas estruturas, conforme relatado em [6]. Desde então, uma série de estudos tem sido desenvolvida com base nos conversores quadráticos, aprofundando sua aplicação e potencial.

O conversor buck quadrático é apresentado na Fig. 1.

Figura 1 - Conversor CC-CC buck quadrático.

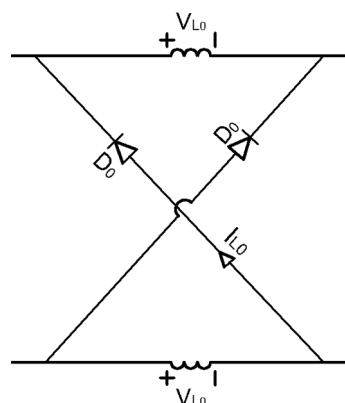


Fonte – [1].

Anos depois, foram propostas novas estruturas para o filtro de saída dos conversores. Essas estruturas possibilitam uma maior relação de ganho de tensão [8].

Essas estruturas promovem aumento no ganho de saída tanto para conversores buck quanto boost. O arranjo mais utilizado para alcançar uma alta relação em conversores buck, apresentado por Axelrod, é ilustrado conforme Fig. 2.

Figura 2 - Célula Abaixadora.

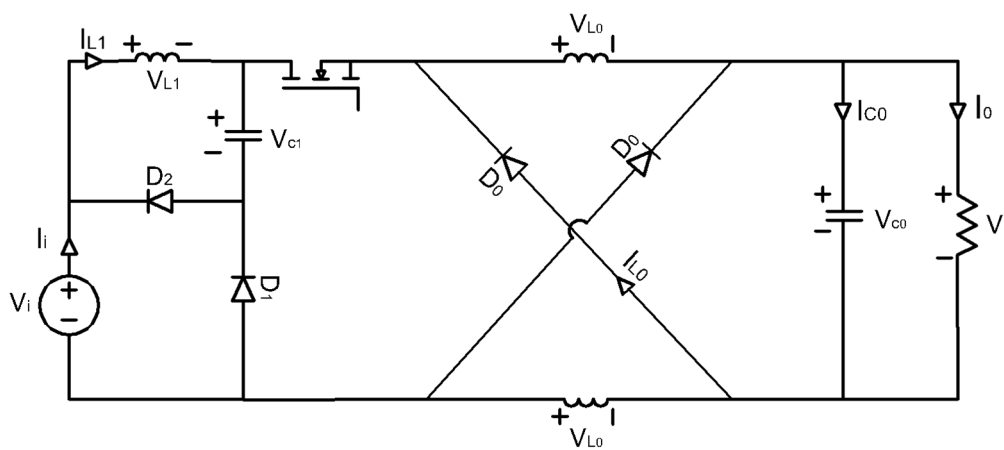


Fonte – [7].

O circuito proposto por Axelrod, consiste em apenas 2 indutores e 2 diodos, permitindo um aumento significativo na relação abaixadora do conversor. Esta abordagem inspirou diversos outros autores a implementarem essa estrutura em conversores CC-CC.

No ano de 2009, um artigo apresentou a célula indutiva proposta por Axelrod ao conversor buck quadrático de Dragan, resultando em um novo arranjo de componentes que possibilita uma ampla relação de ganho [3]. Esse novo arranjo é ilustrado conforme Fig. 3.

Figura 3 - Conversor CC-CC buck quadrático híbrido.



Fonte – [3].

No entanto, existem lacunas, especialmente no equacionamento de alguns componentes para o dimensionamento do conversor quadrático. Um dos principais pontos é a ondulação de corrente de alta frequência no indutor de entrada L_1 , que atualmente é definido de forma arbitrária, assim como a ondulação de alta frequência de tensão no capacitor de entrada C_1 , que também é dimensionada de maneira arbitrária.

Diante dessas incertezas, o presente trabalho busca estabelecer uma relação de cálculo entre os elementos armazenadores de energia (indutores e capacitores) do buck quadrático e buck quadrático híbrido operando em modo de condução contínua (MCC).

Ademais o trabalho busca realizar uma avaliação analítica completa dos conversores buck quadrático e buck quadrático híbrido, por meio de uma análise detalhada, calculando todos os valores médios e eficazes necessários para o projeto do conversor. Além dessa análise, será proposta uma rotina de cálculo que possibilita a definição dos parâmetros de ondulação dos componentes de entrada dos conversores quadráticos, a partir das ondulações dos elementos

de saída. Dessa forma, a definição desses parâmetros dos elementos armazenadores de entrada do conversor deixa de ser arbitrária.

1.2. Estrutura e organização do trabalho

Além da introdução e objetivo apresentados, o trabalho está estruturado da seguinte forma:

- **Capítulo 2:** Neste capítulo, são apresentados e descritos alguns dos principais trabalhos relacionados aos conversores CC-CC quadráticos e suas variações, destacando seus avanços na área.

- **Capítulo 3:** Realiza-se uma análise teórica dos conversores quadrático buck e quadrático buck híbrido, derivando equações que descrevem o comportamento elétrico dos circuitos.

- **Capítulo 4:** Apresenta-se uma nova metodologia de cálculo para os elementos armazenadores de energia de entrada dos conversores buck quadrático e buck quadrático híbrido.

- **Capítulo 5:** Realiza-se um estudo comparativo entre os dois conversores, por meio de simulações computacionais usando o programa, Ltspice. Além disso, são discutidos os resultados obtidos nessas simulações.

- **Capítulo 6:** São apresentados os resultados experimentais de protótipos dos conversores buck quadrático e buck quadrático híbrido, montados em laboratório, seguidos de uma breve discussão sobre esses resultados.

- **Capítulo 7:** São apresentadas as conclusões da pesquisa, bem como sugestões para trabalhos futuros que possam ser desenvolvidos.

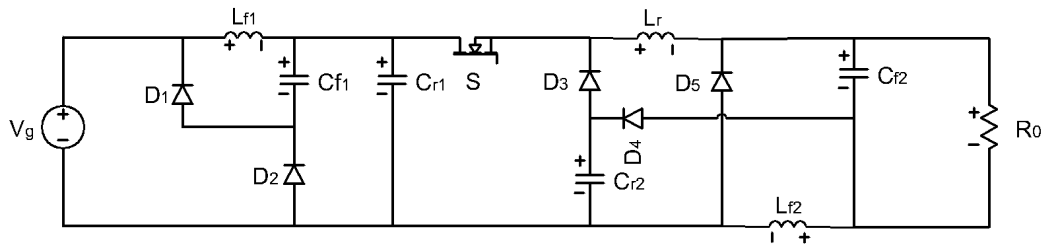
2. Conversores CC-CC quadráticos na literatura

Este capítulo oferece uma revisão da literatura, explorando diversas topologias de conversores buck quadráticos. Com base em uma dessas configurações híbridas, formula-se a questão central que orienta esta dissertação.

2.1. Conversor buck quadrático

Em [9], o conversor buck quadrático é incorporado a uma nova topologia. O estudo analisa o desempenho deste conversor, conforme ilustrado na Fig. 4.

Figura 4 - Diagrama do circuito do conversor buck quadrático PEM-SSS.

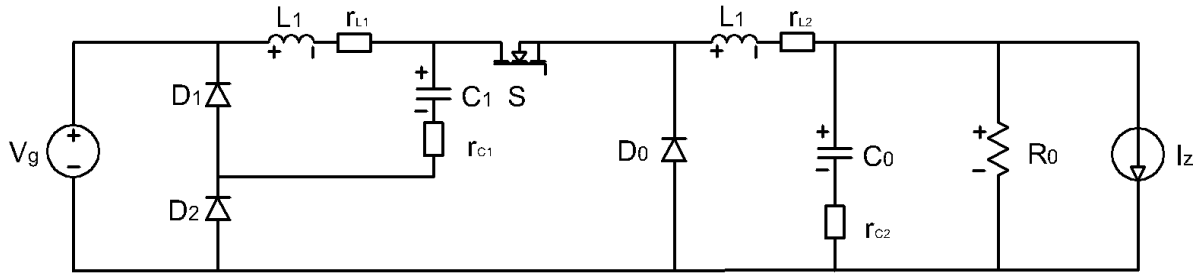


Fonte – [8].

O artigo apresenta os principais equacionamentos para uma análise dinâmica do conversor, incluindo as possíveis perturbações no circuito. No entanto, o artigo não explica como os parâmetros de entrada do sistema foram dimensionados. De acordo com o autor, as principais vantagens do conversor são sua ampla faixa de carga, o funcionamento com comutação suave e sua alta eficiência.

Em [10], o conversor buck quadrático é analisado adotando uma abordagem dinâmica, aplicando a técnica de State-Space Averaging (SSA), que utiliza sinais lineares para determinar o ganho do conversor e realimentar a malha de controle. O conversor, modelado conforme descrito pelo autor, é apresentado na Fig. 5.

Figura 5 - Conversor buck quadrático de K. Karaket.

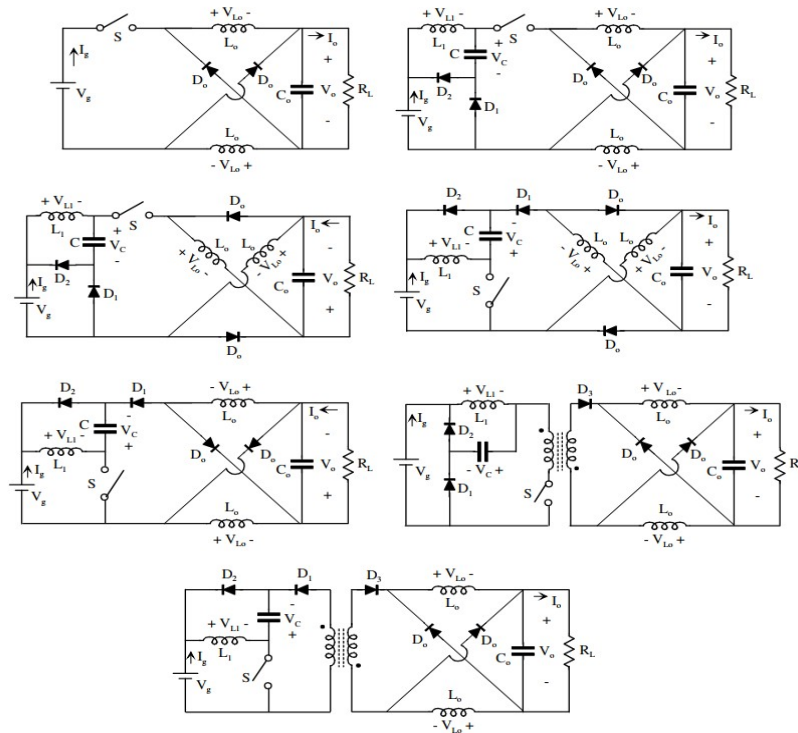


Fonte – [10].

No entanto, o autor não apresenta uma análise equacional dos elementos armazenadores de energia de entrada do conversor buck quadrático.

Por fim, no artigo [3], são apresentados novos conjuntos de conversores quadráticos buck, que possuem em sua estrutura de saída dois diodos e dois indutores, dispostos de forma a proporcionar uma ampla faixa de relação de ganho, conforme ilustrado na Fig. 6. O estudo avalia o comportamento dos conversores e realiza uma comparação gráfica, com base nos resultados de simulação, entre os diferentes circuitos, destacando suas eficiências, ciclos de trabalho, entre outros parâmetros.

Figura 6 - Conversores CC-CC de grande razão de redução de tensão.



Fonte – [3].

A nova família de conversores apresentada, possui excelente desempenho em circuitos com alta frequência de chaveamento. No entanto, o equacionamento dos conversores são abordados de forma breve. Desta forma, o principal questionamento refere-se ao dimensionamento dos componentes do conversor Buck quadrático, especificamente à determinação dos valores dos indutores e capacitores dos filtros de entrada sem utilização de parâmetros definidos arbitrariamente.

Assim, este trabalho tem como objetivo estabelecer matematicamente a relação entre as ondulações de alta frequência dos elementos armazenadores de energia de entrada (indutores e capacitores) dos conversores buck quadrático e buck quadrático híbrido com os elementos armazenadores de energia de saída.

3. Análise qualitativa dos conversores quadráticos

Neste capítulo, será desenvolvido o equacionamento necessário para o dimensionamento do conversor buck quadrático e do conversor buck quadrático híbrido.

Desta forma, o escopo abordará os detalhes técnicos utilizados para a obtenção, por meio de fundamentação matemática, das equações essenciais para a definição dos componentes que integram o circuito.

3.1. *Conversor buck quadrático*

Os conversores quadráticos surgiram para superar as limitações dos conversores convencionais, que não alcançam altas razões de conversão de tensão sem perdas significativas de desempenho.

Além disso, quanto menor o ciclo de trabalho do sistema, menor será a relação de ganho do conversor (M). Assim, uma frequência de comutação mais alta restringe ainda mais o valor de ganho do circuito. Em aplicações práticas, a frequência pode impor limites ao valor mínimo e máximo que M pode assumir. Exemplos típicos de aplicação para os conversores buck, incluem reguladores e fontes chaveadas que operam com frequência constante [10].

Para abordar esses desafios, foi implementado um procedimento sistemático para a construção de classes completas de conversores de Modulação por Largura de Pulso (PWM). Esse procedimento visa desenvolver conversores PWM de quarta ordem, single-ended, com taxas de conversão quadráticas utilizando apenas um único transistor [12,13,14,17].

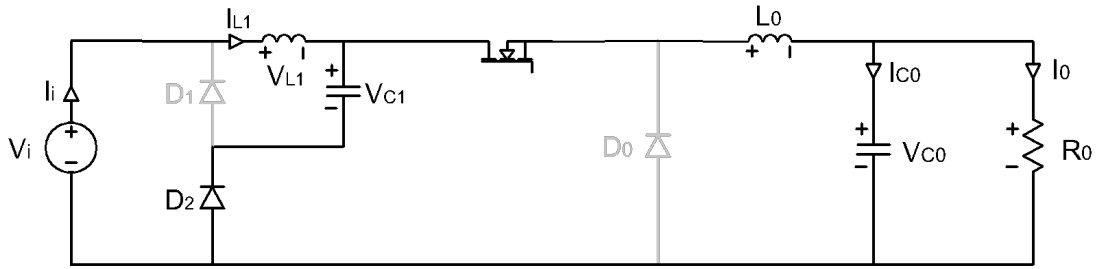
O conversor da Fig. 7 é composto por um arranjo de componentes indutivos e capacitivos na entrada do sistema, o que aumenta a relação de ganho do conversor. A inclusão desses novos componentes elevou o número de equações necessárias para modelar o conversor.

Assim como no conversor buck, o conversor buck quadrático opera em dois estágios quando está no modo de condução contínua (MCC). No primeiro estágio, o interruptor e o diodo D2 conduzem, enquanto os diodos D1 e D0 permanecem inativos. Nesse momento, a energia flui através do indutor de entrada e do capacitor de entrada.

Quando a corrente passa pelo indutor, parte da energia é armazenada no campo magnético ao longo do processo de condução, similar ao que ocorre no conversor buck, a Fig. 7 ilustra o comportamento da corrente no indutor ao longo do ciclo.

Ao analisar o primeiro estágio de operação, é observado o comportamento ilustrado na Fig. 7.

Figura 7 - Conversor buck quadrático 1º Estágio.



Fonte – Autor.

Com o diagrama elétrico da Fig. 7 é possível obter uma equação diferencial que relaciona as correntes dos componentes de entrada e saída do conversor buck quadrático, utilizando a Lei das Tensões de Kirchhoff (LKT). Assim, para os componentes magnéticos de entrada, é válida a equação (1).

$$V_i - v_{L1}(t) - v_{C1}(t) = 0 \quad (1)$$

Em que,

$v_{L1}(t)$ = Tensão no indutor de entrada em função do tempo;

$v_{C1}(t)$ = Tensão no capacitor de entrada em função do tempo;

Desenvolvendo a equação (1) e isolando a tensão do indutor, é possível obter a equação (2).

$$L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} = V_i - \frac{1}{C_1} \int_0^t i_{C1}(t) dt \quad (2)$$

Em que,

L_1 = Indutância de entrada;

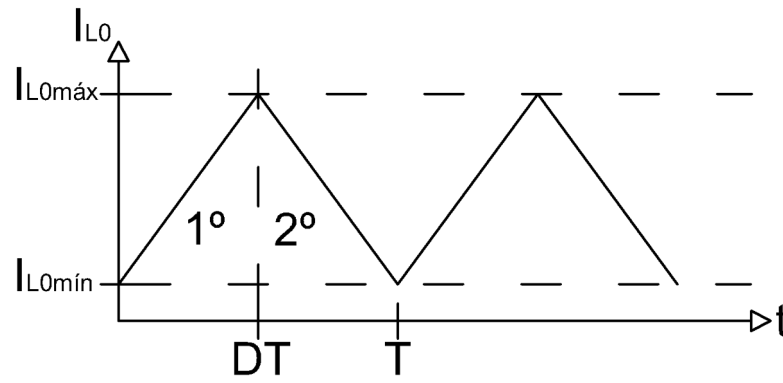
$i_{L1}(t)$ = Corrente no indutor de entrada em função do tempo;

C_1 = Capacitância de entrada;

$i_{C1}(t)$ = Corrente no capacitor de entrada.

A corrente no indutor exibe um comportamento linear, variando ao longo do intervalo de tempo DT conforme ilustrado na Fig. 8.

Figura 8 - Onda de corrente no Indutor de saída L_0 .



Fonte – Autor.

A curva de corrente no indutor define sua operação em dois estágios: o primeiro corresponde à rampa de subida da corrente, enquanto o segundo se refere à rampa de descida, ambos determinados pelos tempos de operação 0 até T como mostrado em [14,15,16].

Ao analisar o conversor em CCM, para o primeiro estágio, pode-se expressar a tensão do capacitor em seu valor médio. Ao isolar a variação de ondulação da corrente do indutor, obtém-se a equação (3).

$$\frac{\Delta I_{L1}}{\Delta t} = \frac{(V_i - V_{C1})}{L_1} \quad (3)$$

Em que,

ΔI_{L1} = Ondulação de corrente no indutor de entrada;

V_{C1} = Tensão média no capacitor de entrada;

Δt = Variação do tempo no período de análise.

Ao desenvolver a equação (3), com base no comportamento linear ilustrado na Fig. 8, obtém-se a equação (4)

$$(I_{L1m\acute{a}x} - I_{L1m\acute{i}n}) = \frac{(V_i - V_{C1})DT}{L_1} \quad (4)$$

Em que,

$I_{L1m\acute{a}x}$ = Corrente máxima que passa pelo indutor de entrada;

$I_{L1m\acute{i}n}$ = Corrente mínima que passa pelo indutor de entrada;

Analisando o arranjo de saída do conversor da Fig. 7, deriva-se a equação (5) pela LKT.

$$-v_{C1}(t) + v_{L0}(t) + v_{C0}(t) = 0 \quad (5)$$

Isolando a tensão do indutor de saída, chega-se na equação (6).

$$L_0 \frac{di_{L0}(t)}{dt} = \frac{1}{C_1} \int_0^t i_{C1}(t) dt - \frac{1}{C_0} \int_0^t i_{C0}(t) dt \quad (6)$$

A corrente no indutor de saída apresenta um comportamento linear, variando ao longo do intervalo de tempo DT . Ao analisar o conversor em modo de condução contínua (CCM), pode-se expressar a tensão do capacitor de entrada em seu valor médio, assim como a tensão do capacitor de saída em função da tensão de carga, uma vez que ambos estão em paralelo. Isolando a variação de ondulação da corrente do indutor de saída, é possível obter a equação (7).

$$\frac{\Delta I_{L0}}{\Delta t} = \frac{V_{C1} - V_{C0}}{L_0} \quad (7)$$

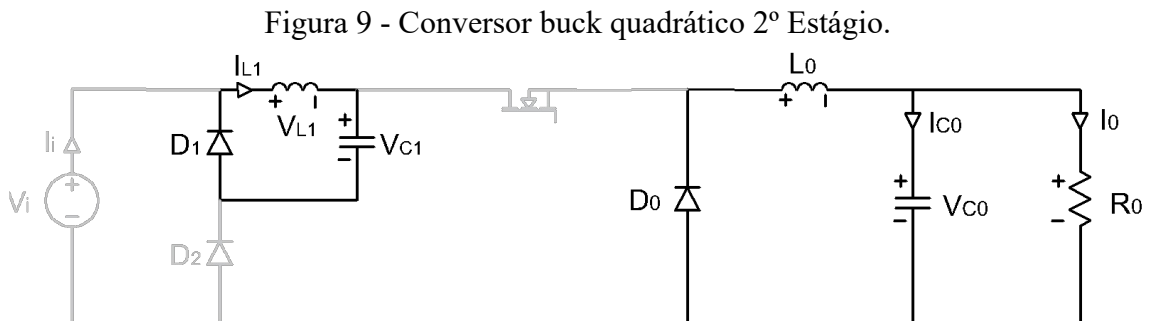
Em que,

V_{C0} = Tensão média no capacitor de saída.

A partir da equação (7), com base no comportamento linear apresentado na Fig. 8, é derivada a equação (8).

$$(I_{L0\text{máx}} - I_{L0\text{mín}}) = \frac{(V_{C1} - V_0)DT}{L_0} \quad (8)$$

A Fig. 9 ilustra comportamento do circuito elétrico do conversor buck quadrático no segundo estágio.



Fonte – Autor.

Conforme ilustrado, no segundo estágio, o interruptor não conduz, permitindo que os diodos D0 e D1 comecem a conduzir, enquanto o diodo D2 entra em bloqueio. Essa configuração permite que a energia armazenada no campo magnético dos indutores de entrada e de saída seja transferida para os capacitores correspondentes, contribuindo para manter a tensão de saída estável.

Ao analisar o diagrama da Fig. 9 e aplicando a Lei das Tensões de Kirchhoff (LKT), é possível derivar uma equação diferencial que relaciona as tensões dos componentes magnéticos de entrada do circuito, a qual é a equação (9).

$$v_{L1}(t) + v_{C1}(t) = 0 \quad (9)$$

Isolando a tensão do indutor, obtém-se a equação (10).

$$L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_1} \int_0^t i_{C1}(t) dt \quad (10)$$

A corrente no indutor apresenta um comportamento linear, operando ao longo de um intervalo de tempo $T(1-D)$. Ao realizar uma análise do conversor em modo de condução contínua (CCM), é possível expressar a tensão do capacitor de entrada em seu valor médio, conforme (11).

$$\frac{(I_{L1\text{mín}} - I_{L1\text{máx}})}{\Delta t} = \frac{-V_{C1}}{L_1} \quad (11)$$

Com base no seu comportamento linear apresentado na Fig. 8, e multiplicá-la por -1 (para compensar a inclinação negativa da reta) é obtido (12).

$$(I_{L1\text{máx}} - I_{L1\text{mín}}) = \frac{V_{C1} T (1-D)}{L_1} \quad (12)$$

Analisando o arranjo de saída do conversor é possível obter (13) através da LKT.

$$v_{L0}(t) + v_{C0}(t) = 0 \quad (13)$$

Desenvolvendo a equação, e isolando a tensão do indutor de saída, obtém-se (14).

$$L_0 \frac{di_{L0}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_0} \int_0^t i_{C0}(t) dt \quad (14)$$

A corrente no indutor de saída apresenta um comportamento linear. Assim, ao se isolar a variação da ondulação da corrente do indutor resulta a equação (15).

$$\frac{(I_{L0\text{mín}} - I_{L0\text{máx}})}{dt} = -\frac{V_{C0}}{L_0} \quad (15)$$

Ao desenvolver a equação (15) com base em seu comportamento linear apresentado na Fig. 8 e multiplicá-la por -1, obtém-se (16).

$$(I_{L0\text{máx}} - I_{L0\text{mín}}) = \frac{V_0 T (1 - D)}{L_0} \quad (16)$$

Com as equações apresentadas, pode-se definir a relação de ganho do conversor. No entanto, primeiro é necessário determinar o valor da tensão média no capacitor de entrada. Ao igualar as variações de corrente dos indutores no primeiro e segundo estágio, é obtido a relação (17).

$$\frac{V_{C1} T (1 - D)}{L_1} = \frac{(V_i - V_{C1}) DT}{L_1} \quad (17)$$

Obtém-se (18) realizando algumas manipulações matemáticas e isolando a tensão V_{C1} .

$$V_{C1} = V_i D \quad (18)$$

A equação (18) fornece o valor da tensão média no capacitor de entrada. O próximo passo é determinar a relação de ganho entre a tensão de entrada e a tensão de saída. Para isso, precisamos igualar as equações (8) e (16), o que produz a (19).

$$\frac{V_0 T (1 - D)}{L_0} = \frac{(V_0 - V_{C1}) DT}{L_0} \quad (19)$$

Substituindo a equação (18) na (19).

$$\frac{V_0 T (1-D)}{L_0} = \frac{(V_0 - V_i D) DT}{L_0} \quad (20)$$

Logo é possível estabelecer uma relação entre as tensões de saída e de entrada de acordo com a equação (21).

$$\frac{V_0}{V_i} = D^2 = M \quad (21)$$

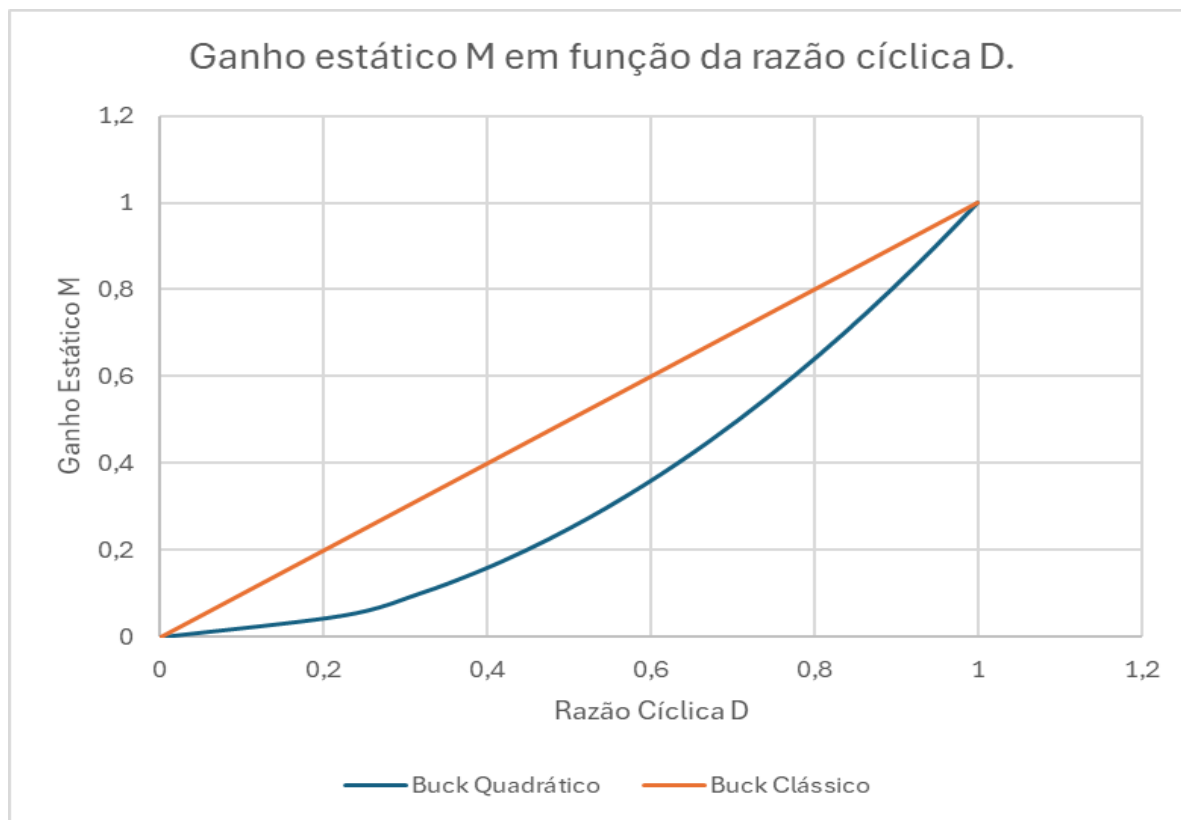
Em que M representa o ganho do conversor em função da razão cíclica D^2 .

Foi demonstrado que o conversor opera com uma relação de saída quadrática, ou seja, a tensão de saída apresenta uma variação exponencial em relação à tensão de entrada.

Em relação às tensões de entrada e saída do conversor, podemos definir parâmetros importantes para o equacionamento do sistema, como as correntes e tensões eficazes e médias que circulam pelo conversor.

A Fig. 10, mostra a relação entre o ganho estático $M(D)$ e a razão cíclica D para os conversores buck clássico e buck quadrático.

Figura 10 - Ganho estático M em função da razão cíclica D .

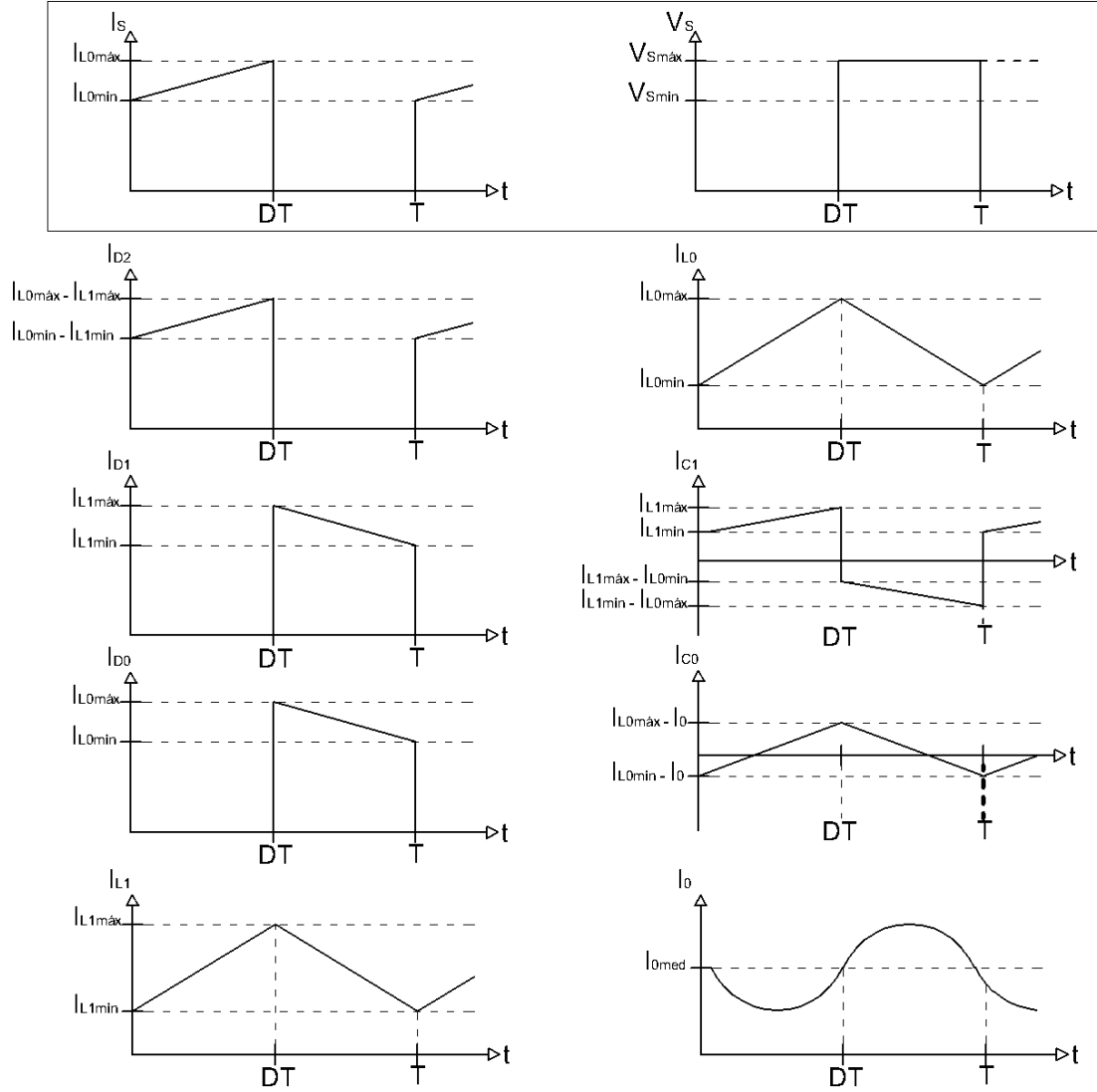


Fonte – Autor.

As principais formas de onda teóricas do conversor Buck quadrático operando em modo de condução contínua estão ilustradas na Fig. 11, sendo geradas a partir de um sinal de comando PWM aplicado no interruptor S .

Figura 11 - Curvas conversor buck quadrático.

Referência



Fonte – Autor.

3.1.1. Ondulação de corrente nos indutores

As ondulações de corrente nos dois indutores do conversor, bem como os valores máximos e mínimos dessas ondulações, estão apresentados a seguir, operando no modo de condução contínua.

Mas antes, será criada uma relação entre os indutores de entrada e saída, conforme (22).

$$\frac{L_1}{L_0} = \frac{V_{in} DT (1-D)}{\Delta I_{L1}} \frac{\Delta I_{L0}}{V_0 T (1-D)} \quad (22)$$

Logo, é obtido:

$$L_0 \cdot \Delta I_{L0} = L_1 \cdot \Delta I_{L1} \cdot D \quad (23)$$

3.1.1.1. Indutores L1 e L0

É possível estabelecer uma relação entre os parâmetros dos indutores de entrada e saída. No entanto, a equação contém duas incógnitas: o valor do indutor de entrada e da ondulação do indutor de entrada, que serão abordados mais adiante.

Com a relação ao ganho estabelecido M do conversor, pode-se determinar as correntes médias e eficazes dos indutores de entrada e saída.

Para o indutor de entrada, utilizando de manipulações algébricas é obtido a equação (24).

$$L_1 = \frac{V_i DT (1 - D)}{\Delta I_{L1}} \quad (24)$$

Como é mostrado na equação, o valor da ondulação de corrente é um valor, normalmente, arbitrado pelo projetista. A principal proposta do trabalho é encontrar uma solução matemática para esse valor de ondulação, sem que se faça necessário a adoção de um valor arbitrário. Em futuros tópicos do trabalho será apresentado uma solução para o valor de ondulação.

Dando continuidade, para o indutor de saída é possível obter a equação (25).

$$L_0 = \frac{(V_0 - V_i) DT}{\Delta I_{L0}} \quad (25)$$

3.1.1.2. Valor eficaz e médio de corrente nos indutores L1 e L0

Ao analisar a Fig. 11, que ilustra a forma de onda da corrente no indutor, observa-se um comportamento linear da curva durante o primeiro estágio. Logo, é possível definir uma equação que descreve o comportamento da corrente no indutor de entrada no primeiro estágio como em (26).

$$i_{L1}(t)_1 = \frac{\Delta I_{L1}}{DT} t + I_{L1\text{mín}} \quad (26)$$

Em que,

$i_{L1}(t)_1$ = Corrente do indutor de entrada em função do tempo no primeiro estágio.

A equação (26) representa o comportamento linear da curva de corrente do indutor no primeiro estágio.

Para o segundo estágio é obtida a equação (27)

$$i_{L1}(t)_2 = \frac{\Delta I_{L1}}{T(D-1)} t + I_{L1\text{máx}} \quad (27)$$

Em que,

$i_{L1}(t)_2$ = Corrente do indutor de entrada em função do tempo no segundo estágio.

Ao avaliar as Fig. 7 e 9, pode-se derivar as equações das correntes referentes ao primeiro e ao segundo estágio de operação do conversor, de acordo com (28).

$$i_{L1}(t)_1 = i_s(t)_1 - i_{C1}(t)_1$$

$$i_{L1}(t)_2 = i_{C1}(t)_2 \quad (28)$$

Em que,

$i_s(t)_1$ = Corrente no interruptor no primeiro estágio em função do tempo;

$i_{C1}(t)_1$ = Corrente no capacitor de entrada no primeiro estágio em função do tempo;

$i_{C1}(t)_2$ = Corrente no capacitor de entrada no segundo estágio em função do tempo.

A equação (29) define a corrente média do indutor de entrada.

$$I_{L1med} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} i_s(t)_1 - i_{C1}(t)_1 dt + \int_0^{T(1-D)} i_{C1}(t)_2 dt \right] \quad (29)$$

Em que,

I_{L1med} = Corrente média do indutor de entrada.

Desenvolvendo-se (29), obtém-se (30).

$$I_{L1med} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} i_s(t)_1 dt \right] + \frac{1}{T} \left[- \int_0^{DT} i_{C1}(t)_1 dt + \int_0^{T(1-D)} i_{C1}(t)_2 dt \right] \quad (30)$$

Ao analisar a equação (30), isolando ambas correntes do capacitor de entrada, é possível concluir que a somatória de destes termos é zero, pois definem o valor da corrente média no capacitor. Portanto, essa parte da equação será igual a zero, resultando na equação (31).

$$I_{L1med} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} i_s(t)_1 dt \right] \quad (31)$$

Analisando a equação (31), observa-se que ela é igual a corrente que atravessa o interruptor no primeiro estágio, com isso fica estabelecida a relação (32).

$$I_{L1med} = I_{Smed} \quad (32)$$

Em que,

I_{Smed} = Corrente média no interruptor.

Para o cálculo da corrente eficaz, é utilizada a equação (33).

$$I_{L1rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(\frac{\Delta I_{L1}}{DT} t + I_{L1min} \right)^2 dt + \int_0^{T(1-D)} \left(\frac{\Delta I_{L1}}{T(D-1)} t + I_{L1max} \right)^2 dt \right]} \quad (33)$$

Em que,

I_{L1rms} = Corrente eficaz no indutor de entrada.

Desenvolvendo e resolvendo é obtido (34).

$$I_{L1rms} = \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{L1}}{12} \right)^2 + I_{L1med}^2} \quad (34)$$

Novamente ao analisar o diagrama elétrico das Fig. 7 e 9, é obtido a relação (35).

$$\begin{aligned} i_{L0}(t)_1 &= i_{C0}(t)_1 + I_0 \\ i_{L0}(t)_2 &= I_0 + i_{C0}(t)_2 \end{aligned} \quad (35)$$

Em que,

$i_{L0}(t)_1$ = Corrente no indutor de saída no primeiro estágio em função do tempo;

$i_{L0}(t)_2$ = Corrente no indutor de saída no segundo estágio em função do tempo;

$i_{C0}(t)_1$ = Corrente no capacitor de saída no primeiro estágio em função do tempo;

$i_{C0}(t)_2$ = Corrente no capacitor de saída no segundo estágio em função do tempo;

I_0 = Corrente de carga.

A corrente média é dada por (36).

$$I_{L0med} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} i_{C0}(t)_1 + I_0 dt + \int_0^{T(1-D)} I_0 + i_{C0}(t)_2 dt \right] \quad (36)$$

Multiplicando as integrais pelo fator $1/T$, observa-se que a soma dos termos relacionados à corrente do capacitor de saída no primeiro/segundo estágio é igual a zero, uma vez que a corrente média no capacitor é nula. Dessa forma, obtém-se a equação (37).

$$I_{L0med} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} I_0 dt + \int_0^{T(1-D)} I_0 dt \right] \quad (37)$$

Por fim, conclui-se que a corrente média é igual a corrente de carga como apresentado em (38).

$$I_{L0med} = I_0 \quad (38)$$

A corrente eficaz pode ser descrita pela equação (39).

$$I_{L0rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} (i_{L0}(t)_1)^2 dt + \int_0^{T(D-1)} (i_{L0}(t)_2)^2 dt \right]} \quad (39)$$

Em que,

I_{L0rms} = Corrente eficaz do indutor de saída.

Substituindo as correntes dos indutores e desenvolvendo é possível obter a equação (40).

$$I_{L0rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(\left(\frac{\Delta I_{L0}}{DT} \right) t + I_{L0min} \right)^2 dt + \int_0^{T(D-1)} \left(\left(\frac{\Delta I_{L0}}{T(D-1)} \right) t + I_{L0max} \right)^2 dt \right]}$$

$$I_{L0rms} = \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{L0}}{12} \right)^2 + I_0^2} \quad (40)$$

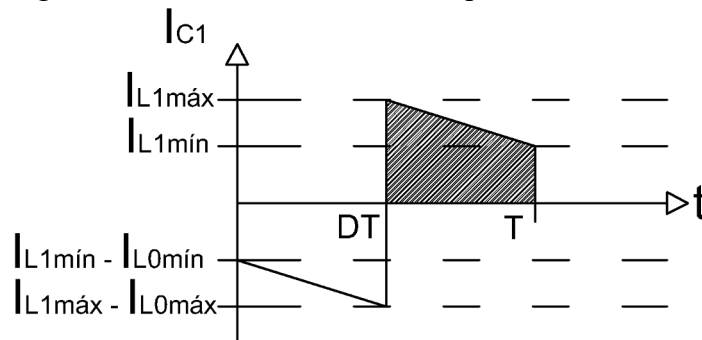
3.1.2. Ondulação de tensão nos capacitores

As ondulações de tensão nos capacitores do conversor e seus respectivos valores de capacitância, estão apresentados nos itens a seguir.

3.1.2.1. Capacitores C1 e C0

Para o cálculo do capacitor de entrada, é utilizado a curva da Fig.12, que descreve a corrente ao longo do tempo.

Figura 12 - Curva da corrente no capacitor de entrada.



Fonte – Autor.

A curva da Fig. 12, foi derivada de acordo com os valores máximos e mínimos das correntes que passam pelo indutor.

Analisando as equações apresentadas em tópicos anteriores, que definem os valores máximos e mínimos que fluem pelo indutor é possível calcular a energia armazenada no campo elétrico do capacitor.

A carga é representada pela área hachurada na Fig. 12, substituindo os valores e realizando uma análise geométrica, é possível obter a equação (41).

$$\Delta Q_1 = \left(I_{L1med} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} + I_{L1med} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \right) \frac{T(1-D)}{2}$$

$$\Delta Q_1 = I_{L1med} T(1-D) \quad (41)$$

Em que,

ΔQ_1 = Carga do capacitor de entrada;

I_{L1med} = Corrente média no indutor de entrada.

É possível escrever a carga em função do valor do capacitor que a armazena, como mostrado em (42).

$$\Delta V_{C1} = \frac{\Delta Q_1}{C_1} \quad (42)$$

Isolando o valor do capacitor e fazendo as devidas manipulações matemáticas é obtido a equação (43).

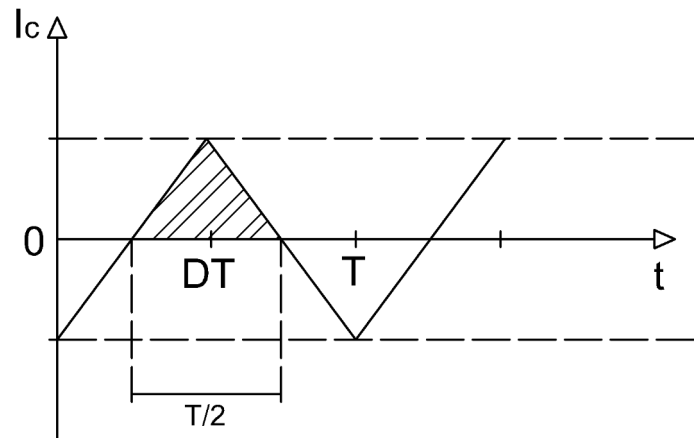
$$C_1 = \frac{I_{L1med} T(1-D)}{\Delta V_{C1}} \quad (43)$$

Utilizando a equação (43) é possível seleccionar um valor adequado para o capacitor de entrada. Porém, assim como o indutor de entrada, o capacitor possui uma componente que

normalmente é arbitrada pelo projetista, a ondulação de tensão. Nos próximos tópicos, será apresentada uma relação matemática que define um valor de ondulação coerente para as condições do circuito, evita a necessidade de arbitrar valores.

Para o cálculo do capacitor de saída, é fundamental analisar a carga armazenada no capacitor, de forma similar ao que foi feito para o capacitor de entrada, C1. Para isso, é utilizado a Fig. 13.

Figura 13 - Curva de corrente no capacitor C0.



Fonte – Autor.

Inicialmente é preciso calcular a área hachurada da Fig 13.

$$\Delta Q = \frac{T}{2} \cdot \frac{\Delta I_{L0}}{2} \cdot \frac{1}{2} = \frac{T \Delta I_{L0}}{8} \quad (44)$$

Em que,

ΔQ = Variação da carga;

T = Período.

Igual ao capacitor de entrada, a relação de carga e capacitância é apresentado pela equação (45).

$$C_0 = \frac{\Delta Q_0}{\Delta V_{C0}} \quad (45)$$

Fazendo algumas manipulações algébricas obtém-se a equação (46).

$$C_0 = \frac{T^2 V_0 (1-D)}{8 \Delta V_{C0} L_0} \quad (46)$$

No entanto, é importante ressaltar que esta abordagem leva em conta apenas componentes ideais, servindo apenas como um cálculo para determinar valores iniciais dos componentes que proporcionem resultados consistentes para as avaliações comportamentais do conversor.

3.1.2.2. Valor eficaz de corrente do capacitor C1 e C0

A corrente média em ambos capacitores é igual a zero, logo será analisado apenas as correntes eficazes dos capacitores.

Analisando o conversor em ambos estágios, é válido obter a relação (47), para as correntes que passam pelo capacitor.

$$\begin{aligned} i_{C1}(t)_1 &= i_{L0}(t)_1 - i_{L1}(t)_1 \\ i_{C1}(t)_2 &= i_{L1}(t)_2 \end{aligned} \quad (47)$$

Para o cálculo da corrente eficaz, do capacitor de entrada é utilizado a equação (48).

$$I_{C1rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} (i_{L0}(t)_1 - i_{L1}(t)_1)^2 dt + \int_0^{T(1-D)} (i_{L1}(t)_2)^2 dt \right]} \quad (48)$$

Desenvolvendo e isolando alguns parâmetros da equação, (48) tem-se como resultado a equação (49).

$$I_{C1rms} = \frac{\sqrt{3}}{6} \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(\frac{\Delta I_{L0}}{DT} t + I_{L0med} - \frac{\Delta I_{L0}}{2} - \frac{\Delta I_{L1}}{DT} t - I_{L0med} D + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \right)^2 dt + \int_0^{T(1-D)} \left(\frac{\Delta I_{L1}}{T(D-1)} t + I_{L0med} D + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \right)^2 dt \right]} \quad (49)$$

Por fim, é estabelecido uma relação entre a corrente do capacitor no primeiro e segundo estágio, apresentado em (50).

$$\begin{aligned} i_{C0}(t)_1 &= i_{L0}(t)_1 - I_0 \\ i_{C0}(t)_2 &= i_{L0}(t)_2 - I_0 \end{aligned} \quad (50)$$

A equação (51), descreve a corrente eficaz no capacitor de saída.

$$I_{C0rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} (i_{L0}(t)_1 - I_0)^2 dt + \int_0^{T(1-D)} (i_{L0}(t)_2 - I_0)^2 dt \right]} \quad (51)$$

Substituindo e aplicando algumas manipulações algébricas é obtido (52).

$$I_{C0rms} = \frac{\Delta I_{L0}}{2} \sqrt{\frac{D(1-T)+T}{3}} \quad (52)$$

3.1.3. Esforços de tensão e corrente nos semicondutores

Neste tópico, será apresentado as análises de tensão, corrente média, eficaz e de pico para os componentes semicondutores.

3.1.3.1. Interruptor S

Como definido na literatura, o valor para médio de uma função é apresentado em (53).

$$y(t) = \frac{1}{T} \int_0^x f(x) dx \quad (53)$$

O valor médio de uma função é dado pela integral dividida pelo período total de análise.

No primeiro estágio, o interruptor conduz, enquanto no segundo estágio ela se comporta como um circuito “aberto”.

Analisando o diagrama elétrico do conversor no primeiro estágio, estabelece-se a relação (54).

$$i_s(t)_1 = i_{L1}(t)_1 - i_{C1}(t)_1 \quad (54)$$

A corrente instantânea no interruptor é composta por duas componentes que variam com o tempo: a corrente no capacitor de entrada no primeiro estágio e a corrente no indutor de entrada no primeiro estágio. Portanto, é necessário analisar ambas as correntes. A corrente no capacitor no primeiro estágio é descrita por (55).

$$i_{C1}(t)_1 = i_{L1}(t)_1 - i_{L0}(t)_1 \quad (55)$$

Em que,

$i_{C1}(t)_1$ = Corrente no capacitor de entrada em função do tempo no primeiro estágio.

Substituindo as variáveis na equação é obtido a equação (56).

$$i_{C1}(t)_1 = \frac{\Delta I_{L1}}{DT} t + I_{L1\text{mín}} - \left(\frac{\Delta I_{L0}}{DT} t + I_{L0\text{mín}} \right) \quad (56)$$

Desenvolvendo a equação.

$$i_{C1}(t)_1 = \frac{\Delta I_{L1}}{DT} t + I_{L1med} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} - \left(\frac{\Delta I_{L0}}{DT} t + I_{L0med} - \frac{\Delta I_{L0}}{2} \right) \quad (57)$$

Ao substituir a expressão da corrente no capacitor na equação da corrente no interruptor, chega-se à equação (58).

$$i_s(t)_1 = \left(\frac{\Delta I_{L1}}{DT} t + I_{L1med} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} \right) - \left[\frac{\Delta I_{L1}}{DT} t + I_{L1med} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} - \left(\frac{\Delta I_{L0}}{DT} t + I_{L0med} - \frac{\Delta I_{L0}}{2} \right) \right] \quad (58)$$

Em que,

$i_s(t)_1$ = Corrente no interruptor em função do tempo no primeiro estágio.

Desenvolvendo.

$$i_s(t)_1 = \frac{\Delta I_{L0}}{DT} t + I_{L0med} - \frac{\Delta I_{L0}}{2} \quad (59)$$

A equação descreve o comportamento da corrente que flui pelo interruptor no primeiro estágio em função do tempo.

Para o cálculo da corrente média, utiliza-se a equação (60).

$$I_{Smed} = \frac{1}{T} \int_0^{DT} i_s(t)_1 dt \quad (60)$$

Em que,

I_{Smed} = Corrente média no interruptor.

No segundo estágio, a corrente no interruptor é igual a zero, logo realizando as devidas substituições obtém-se a (61).

$$I_{Smed} = \frac{1}{T} \int_0^{DT} \left(\frac{\Delta I_{L0}}{DT} t + I_{L0med} - \frac{\Delta I_{L0}}{2} \right) dt \quad (61)$$

Desenvolvendo a equação.

$$I_{Smed} = \left(\frac{\Delta I_{L0}}{2} D + I_{L0med} D - \frac{\Delta I_{L0}}{2} D \right)$$

$$I_{Smed} = I_{L0med} D \quad (62)$$

A equação (62) estabelece uma relação direta entre a corrente média do interruptor e o ciclo de trabalho do conversor.

Para o cálculo da corrente eficaz no interruptor a equação (63), será desenvolvida.

$$I_{Srms} = \sqrt{\left(\frac{1}{T} \int_0^{DT} [i_{L0}(t)_1]^2 dt \right)} \quad (63)$$

Em que,

I_{Srms} = Corrente eficaz do interruptor;

Substituindo a corrente do indutor na equação (63).

$$I_{Srms} = \sqrt{\left(\frac{1}{T} \int_0^{DT} \left[\frac{\Delta I_{L0}}{DT} t + I_{L0med} - \frac{\Delta I_{L0}}{2} \right]^2 dt \right)}$$

$$I_{Srms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\frac{\Delta I_{L0}^2 DT}{3} + I_{L0med} \Delta I_{L0} DT - \frac{\Delta I_{L0}^2 DT}{2} \right]}$$

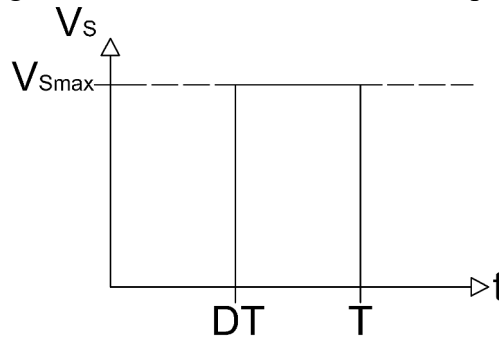
$$\sqrt{\left[+I_{L0med}^2 DT - I_{L0med} \Delta I_{L0} DT + \frac{\Delta I_{L0}^2 DT}{4} \right]}$$

$$I_{Srms} = \frac{\sqrt{3}}{6} \sqrt{D(12I_{L0med}^2 + \Delta I_{L0}^2)} \quad (64)$$

O último parâmetro para definir as principais características de funcionamento do interruptor é a tensão máxima que ela deverá suportar.

Para isso, a curva de tensão no interruptor, conforme ilustrado na Fig. 14.

Figura 14 - Curva de tensão no interruptor S.



Fonte – Autor.

Como ilustrado o interruptor apresenta uma tensão máxima no segundo estágio, quando está em bloqueio. Ao analisar o diagrama elétrico é possível obter (65).

$$V_{Smax} = V_0 + V_{C1med} + V_i \quad (65)$$

Em que,

V_{Smax} = Tensão máxima no interruptor.

3.1.3.2. Diodo D1

Para o cálculo da corrente média que passa pelo diodo D1 é utilizada a equação (66).

$$I_{D1med} = \frac{1}{T} \int_0^{T(1-D)} [i_{L1}(t)_2] dt \quad (66)$$

Em que,

I_{D1med} = Corrente média do indutor D1.

Substituindo a corrente do indutor na equação e desenvolvendo, tem-se (67).

$$I_{D1med} = \frac{1}{T} \int_0^{T(1-D)} \left[\frac{\Delta I_{L1}}{T(D-1)} t + I_{L1med} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \right] dt$$

$$I_{D1med} = I_{L1med} (1-D) \quad (67)$$

Para o cálculo da corrente eficaz, do diodo D1.

$$I_{D1rms} = \sqrt{\left(\frac{1}{T} \int_0^{T(1-D)} [i_{L1}(t)_2]^2 dt \right)}$$

$$I_{D1rms} = \sqrt{\left(\frac{1}{T} \int_0^{T(1-D)} \left[\frac{\Delta I_{L1}}{T(D-1)} t + I_{L1med} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \right]^2 dt \right)}$$

$$I_{D1rms} = \sqrt{\frac{\Delta I_{L1}^2 (1-D)}{12} + (I_{L1med})^2 (1-D)} \quad (68)$$

Em que.

I_{D1rms} = Corrente eficaz do D1.

Utilizando o diagrama elétrico do conversor, que ilustra o comportamento no segundo estágio, é possível derivar uma relação de tensão apresentado por (70).

$$V_{D1max} = V_i \quad (69)$$

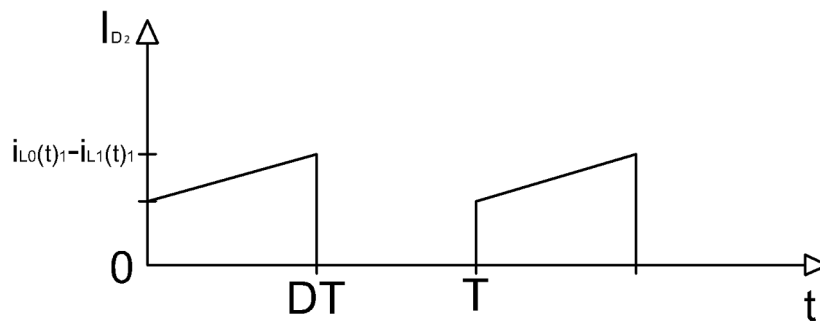
Em que,

V_{D1max} = Tensão máxima no diodo D1.

3.1.3.3. Diodo D2

Para calcular a corrente média do diodo D2, é utilizado a curva característica de corrente que o atravessa, conforme ilustrado na Fig.15.

Figura 15 - Curva da corrente diodo D2.



Fonte – Autor.

A curva foi gerada com base no diagrama elétrico do conversor. Ao analisá-la, é definida a corrente média no diodo D2 por (70).

$$I_{D2med} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} (i_{L0}(t)_1 - i_{L1}(t)_1) dt \right] \quad (70)$$

Em que,

I_{D2med} = Corrente média no diodo D2.

Substituindo as correntes referentes na equação (70) e resolvendo é derivado (71).

$$I_{D2med} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(\frac{\Delta I_{L0}}{DT} t + I_{L0med} - \Delta \frac{I_{L0}}{2} - \frac{\Delta I_{L1}}{DT} t - I_{L1med} + \Delta \frac{I_{L1}}{2} \right) dt \right]$$

$$I_{D2med} = D(I_{L0med} - I_{L1med}) \quad (71)$$

Para o cálculo da corrente eficaz no diodo D2.

$$I_{D2rms} = \sqrt{\left(\frac{1}{T} \int_0^{T(1-D)} [i_{L0}(t)_1 - i_{L1}(t)_1]^2 dt \right)}$$

$$I_{D2rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} \left(\frac{\Delta I_{L0}}{DT} t + I_{L0med} - \frac{\Delta I_{L0}}{2} - \frac{\Delta I_{L1}}{DT} t - I_{L1med} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \right)^2 dt}$$

$$I_{D2rms} = \sqrt{\frac{D}{12} \cdot [(\Delta I_{L1} - \Delta I_{L0})^2 + 12 \cdot (I_{L1med} - I_{L0med})^2]} \quad (72)$$

Em que,

I_{D2rms} = Corrente eficaz do D2.

Utilizando a LKT, no segundo estágio, a tensão máxima no diodo D2 é expressa por (73).

$$V_{D2max} = V_i \quad (73)$$

Em que,

V_{D2max} = Tensão máxima no diodo D2.

3.1.3.4. Diodo D0

É importante destacar que o diodo opera apenas no segundo estágio, ou seja, conduz corrente apenas nesta fase. A corrente média é apresentada.

$$I_{D0med} = \frac{1}{T} \int_0^{T(1-D)} [i_{L0}(t)_2] dt \quad (74)$$

Em que,

I_{D0med} = Corrente média do diodo D0.

Resolvendo a equação.

$$I_{D0med} = \frac{1}{T} \int_0^{T(1-D)} \left[\frac{\Delta I_{L0}}{T(D-1)} t + I_{L0med} + \frac{\Delta I_{L0}}{2} \right] dt$$

$$I_{D0med} = \frac{1}{T} \int_0^{T(1-D)} \left[\frac{\Delta I_{L0}}{2T(D-1)} t^2 + I_{L0med} t - \frac{\Delta I_{L0}}{2} t \right] dt$$

$$I_{D0med} = I_{L0med} (1-D) \quad (75)$$

No entanto, para seleccionar um diodo adequado para aplicações em conversores, é fundamental calcular a corrente eficaz que ele pode conduzir. Para isso, é apresentado a equação (76).

$$I_{D0rms} = \sqrt{\left(\frac{1}{T} \int_0^{T(1-D)} [i_{L0}(t)]^2 dt\right)} \quad (76)$$

Em que,

I_{D0rms} = Corrente eficaz do D0.

Substituindo e resolvendo.

$$I_{D0rms} = \sqrt{\left(\frac{1}{T} \int_0^{T(1-D)} \left[\frac{\Delta I_{L0}}{T(D-1)} t + I_{L0med} + \frac{\Delta I_{L0}}{2} \right]^2 dt\right)}$$

$$I_{D0rms} = \sqrt{\frac{1}{T} T(1-D) \left[\Delta \frac{I_{L0}^2}{3} [T(1-D)]^2 t^3 + I_{L0med} \Delta \frac{I_{L0}}{T} (1-D) t^2 + \Delta \frac{I_{L0}^2}{2} T(1-D) t^2 \right]}$$

$$\sqrt{\frac{1}{T} T(1-D) \left[I_{L0med}^2 t + I_{L0med} \Delta I_{L0} t + \Delta \frac{I_{L0}^2}{4} t \right]}$$

$$I_{D0rms} = \sqrt{\frac{\Delta I_{L0}^2 (1-D)}{12} + I_{L0med}^2 (1-D)} \quad (77)$$

Por fim, a tensão máxima no diodo de saída, é igual à tensão do indutor mais a tensão de saída, como descrito na equação (78).

$$V_{D0max} = L_0 \cdot \frac{\Delta I_{L0}}{DT} + V_0 \quad (78)$$

Em que,

V_{D0max} = Tensão máxima no diodo D0.

3.1.4. Considerações finais

A análise da topologia foi realizada considerando suas etapas de operação. Foram derivadas as principais equações do conversor, que descrevem os esforços de tensão e corrente. Esses esforços são utilizados para especificar os diversos componentes do conversor. Além disso, foi demonstrado que a topologia apresenta uma característica quadrática.

3.2. Conversor buck quadrático híbrido

Conforme discutido em tópicos anteriores, Axelrod propôs um novo arranjo para o filtro de saída, visando aprimorar a relação de ganho do conversor, conforme ilustrado na Fig. 2. O pesquisador Ismail sugeriu a combinação das duas estruturas: o conversor quadrático de Dragan Maksimović e o filtro de saída de Axelrod, resultando em um conversor buck quadrático híbrido apresentado na Fig. 3. Este capítulo tem como objetivo formular e desenvolver as principais equações do arranjo proposto por Ismail.

O conversor apresentado na Fig. 3 foi originalmente proposto por Ismail no artigo de referência [3]. Ele consiste em um arranjo de componentes indutivos e capacitivos na entrada e saída do sistema, o que potencializa a relação de ganho do conversor.

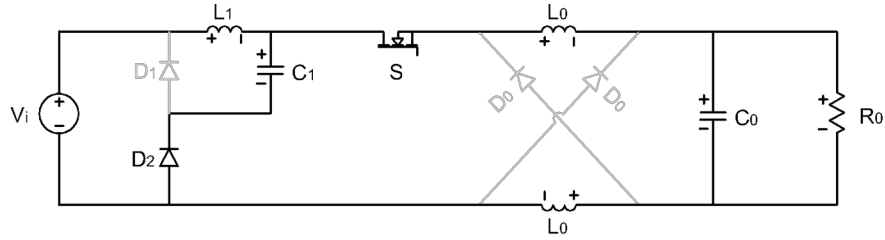
A inclusão desses novos componentes aumentou o número de equações necessárias para modelar o conversor quadrático. O conversor apresenta dois estágios de operação, no primeiro estágio, o interruptor e o diodo D1 conduzem, enquanto os diodos D2 e D0 permanecem inativos. Durante esse período, a energia flui através dos indutores de entrada e saída, além dos capacitores de entrada e saída do sistema.

Quando a corrente passa pelo indutor, parte da energia é armazenada no campo magnético durante o processo de condução, de forma semelhante ao que ocorre nos conversores buck e buck quadrático.

A Fig. 8 demonstra que o conversor opera em dois estágios: o primeiro estágio corresponde à rampa de subida da corrente, enquanto o segundo representa a rampa de descida. Ambos os estágios são definidos pelos tempos de operação de 0 até T , com o conversor funcionando em CCM.

Ao analisar o primeiro estágio de operação, é observado o comportamento representado pela Fig. 16.

Figura 16 - Conversor buck quadrático híbrido 1º estágio.



Fonte – Autor.

Como ilustrado no diagrama, no primeiro estágio, o interruptor está em condução enquanto os diodos D2 e D0 permanecem desligados. Isso permite que a corrente da fonte flua pelo indutor e pelo capacitor de entrada, além dos componentes de saída.

Ao analisar o primeiro estágio utilizando a Lei das Tensões de Kirchhoff (LKT), é derivada uma equação diferencial que relaciona as correntes do indutor de entrada e do indutor de saída. Para os componentes magnéticos de entrada, a relação (80) é válida.

$$v_{L1}(t) + v_{C1}(t) - V_i = 0 \quad (79)$$

Desenvolvendo a equação, e isolando a tensão do indutor.

$$L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} = V_i - \frac{1}{C_1} \int_0^t i_{C1}(t) dt \quad (80)$$

A corrente no indutor apresenta um comportamento linear, variando ao longo do intervalo de tempo DT . Ao analisar o conversor em CCM, é possível expressar a tensão do capacitor em seu valor médio. Isolando a variação de ondulação da corrente do indutor e reescrevendo a equação é obtido (81).

$$L_1 \frac{\Delta I_{L1}}{DT} = V_i - V_{C1} \quad (81)$$

Portanto, ao desenvolver a equação, é factível expressar a variação da corrente no indutor de entrada apresentado em (82).

$$(I_{L1max} - I_{L1min}) = \frac{(V_i - V_{C1}) \cdot DT}{L_1} \quad (82)$$

Ainda no primeiro estágio, é possível derivar uma equação que descreve o comportamento elétrico das tensões presentes na malha de saída do conversor mostrado na Fig. 16, obtendo (83).

$$-v_{C1}(t) + 2v_{L0}(t) + v_{C0}(t) = 0 \quad (83)$$

Desenvolvendo a equação, e isolando a tensão do indutor de saída.

$$2L_0 \frac{di_{L0}(t)}{dt} = \frac{1}{C_1} \int_0^t i_{C1}(t) dt - \frac{1}{C_0} \int_0^t i_{C0}(t) dt \quad (84)$$

A corrente no indutor de saída exibe um comportamento linear, variando ao longo do intervalo de tempo DT. Isolando a variação de ondulação da corrente do indutor de saída é possível reescrever a equação como apresentado em (85).

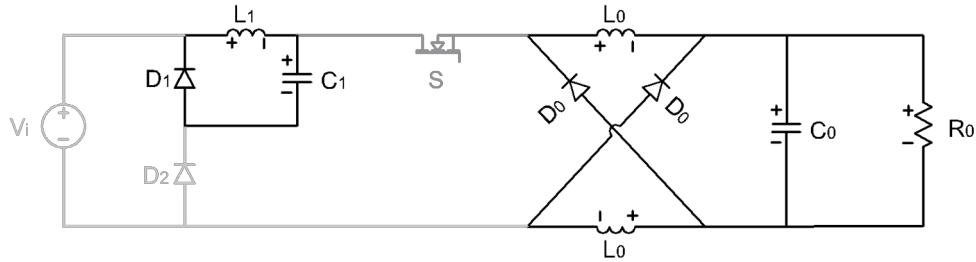
$$2L_0 \frac{\Delta I_{L0}}{DT} = V_{C1} - V_{C0} \quad (85)$$

Ao desenvolver a equação e isolar a variação das correntes no indutor de saída é obtida a relação (86).

$$(I_{L0max} - I_{L0min}) = \frac{(V_{C1} - V_{C0}) \cdot DT}{2L_0} \quad (86)$$

Em sequência o comportamento do circuito no segundo estágio, é ilustrado na Fig. 17.

Figura 17 - Conversor buck quadrático híbrido 2º estágio.



Fonte – Autor.

Conforme ilustrado no diagrama, no segundo estágio, o interruptor se desativa, permitindo que os diodos D1 e D0 comecem a conduzir, enquanto o diodo D2 entra em bloqueio. Esta configuração permite que a corrente armazenada no campo magnético dos indutores flua para os capacitores do circuito, mantendo o nível de tensão de saída estável. Além disso, a corrente que atravessa os diodos é dividida por 2 devido ao arranjo do circuito, onde ambos os indutores estão conectados em paralelo.

Ao analisar o diagrama referente ao segundo estágio e utilizando a Lei das Tensões de Kirchhoff, é derivado a equação (87) que relaciona as correntes dos indutores de entrada e de saída. Inicialmente é relacionado as tensões.

$$v_{L1}(t) + v_{C1}(t) = 0 \quad (87)$$

Desenvolvendo a equação(87), e isolando a tensão do indutor obtém-se (88).

$$L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_1} \int_0^t i_{C1}(t) dt \quad (88)$$

A corrente no indutor apresenta um comportamento linear ao longo de um intervalo de tempo $T(1-D)$. Ao se analisar o conversor em CCM, é expresso a tensão do capacitor de entrada em seu valor médio. Isolando a variação de ondulação da corrente do indutor é obtido (89).

$$L_1 \frac{\Delta I_{L1}}{T(1-D)} = V_{C1} \quad (89)$$

Ao manipular a equação (89), com base em seu comportamento linear apresentado na Fig. 8, e multiplicá-la por -1 (a fim de compensar a inclinação negativa da reta) é obtido (90).

$$(I_{L1max} - I_{L1min}) = \frac{V_{C1} \cdot T(1-D)}{L_1} \quad (90)$$

Analisando o arranjo de saída do conversor quadrático híbrido é obtida a equação (91).

$$v_{L0}(t) + v_{C0}(t) = 0 \quad (91)$$

Desenvolvendo a equação (91), e isolando a tensão do indutor de saída resulta a expressão (92).

$$L_0 \frac{di_{L0}(t)}{dt} = - \frac{1}{C_0} \int_0^t i_{C0}(t) dt \quad (92)$$

A corrente no indutor de saída exibe um comportamento linear. Assim, ao isolar a variação de ondulação da corrente do indutor e reescrever a equação (92), é obtido (93).

$$L_0 \frac{\Delta I_{L0}}{T(1-D)} = V_{C0} \quad (93)$$

Analogamente, como feito anteriormente, obtêm-se a equação (94).

$$(I_{L0max} - I_{L0min}) = \frac{V_{C0} \cdot T(1-D)}{L_0} \quad (94)$$

Com as equações apresentadas até o momento, é possível definir uma relação de ganho do conversor. Assim, como no buck quadrático convencional, o conversor híbrido mantém a mesma relação para a tensão média do capacitor de entrada.

O próximo passo é determinar a relação de ganho entre a tensão de entrada e a tensão de saída. Para isso, é preciso igualar as equações (86) e (94) e substituir alguns parâmetros conhecidos, como a tensão média do capacitor de entrada e a tensão média do capacitor de saída. Ao fazer isso, é obtido (95).

$$\frac{V_0 \cdot T(1-D)}{L_0} = \frac{(V_i D - V_0) \cdot DT}{2L_0} \quad (95)$$

Assim, ao estabelecer uma relação entre as tensões de saída e de entrada é possível determinar o ganho dado por (96).

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{D^2}{2-D} = M \quad (96)$$

Em que,

M = Ganho do conversor buck quadrático híbrido.

Entretanto, a equação (96) é uma equação do segundo grau, o que permite a determinação de dois valores possíveis para o ciclo de trabalho D .

Portanto, para calcular o ciclo de trabalho do conversor é desenvolvida a equação do 2º grau.

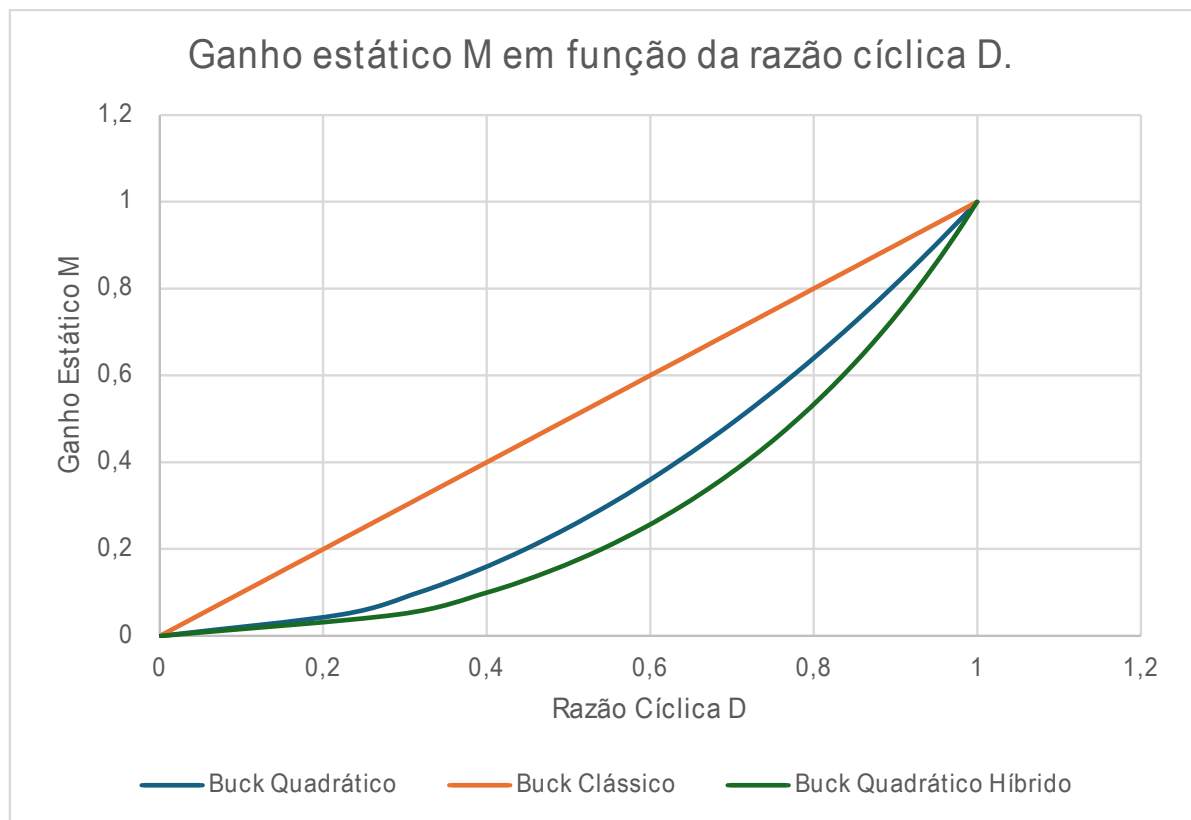
$$0 = D^2 + \frac{V_0}{V_i} D - 2 \frac{V_0}{V_i} \quad (97)$$

Resolvendo a equação, é obtido (98).

$$D_{1,2} = \frac{-V_0 \pm \sqrt{V_0^2 + 8 V_0 V_i}}{2 V_i} \quad (98)$$

A Fig. 18 mostra a relação entre o ganho estático $M(D)$ e a razão cíclica D para os conversores buck clássico, buck quadrático e buck quadrático híbrido.

Figura 18 - Ganho estático M em função da razão cíclica D – CBQH

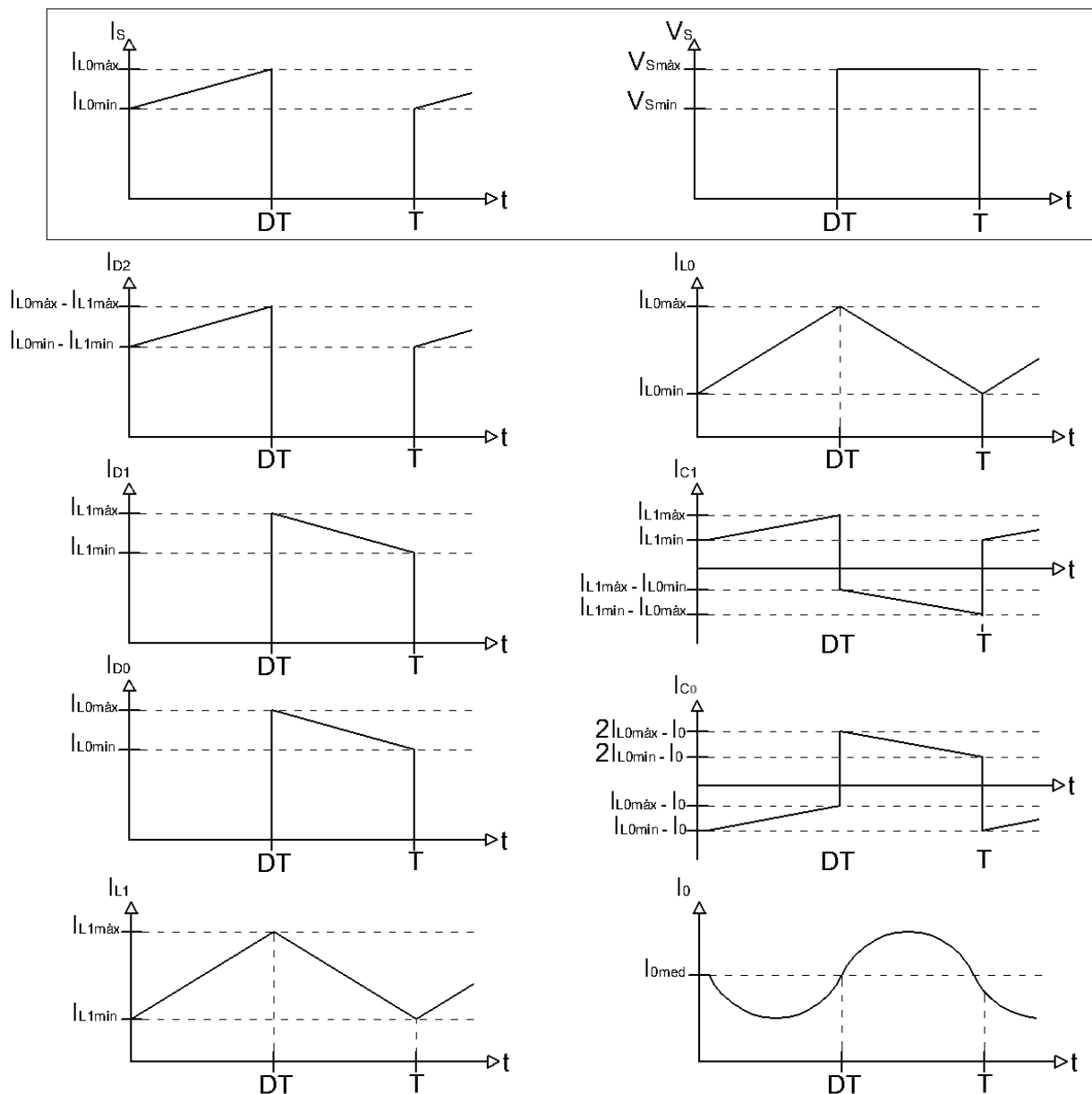


Fonte - Autor

As formas de onda de tensão e corrente teóricas do conversor Buck quadrático híbrido operando em modo de condução contínua estão ilustradas na figura 19, sendo geradas a partir de um sinal de comando PWM aplicado no interruptor S .

Figura 19 - Curvas conversor buck quadrático híbrido.

Referência



Fonte – Autor.

3.2.1. Ondulação de corrente nos indutores

Ao estabelecer uma relação entre as tensões de entrada e saída do conversor é viável definir parâmetros importantes para a análise do sistema, como as correntes e tensões eficazes e médias que circulam pelo conversor.

Uma relação entre os indutores de entrada e saída utilizando é apresentado em (99).

$$\frac{L_1}{L_0} = \frac{V_{in}DT(1-D)}{\Delta I_{L1}} \frac{\Delta I_{L0}}{V_0T(1-D)} \quad (99)$$

Reduzindo a equação.

$$L_0 \cdot \Delta I_{L0} = L_1 \cdot \Delta I_{L1} \cdot \frac{D}{(2-D)} \quad (100)$$

3.2.1.1. Indutores L1 e L00

Foi estabelecido uma relação entre os parâmetros dos indutores de entrada e saída. No entanto, a equação (101) contém duas incógnitas: o valor do indutor de entrada e a ondulação do indutor de entrada, que serão discutidas posteriormente.

Por fim, se faz pertinente equacionar os valores referentes aos componentes magnéticos do conversor. O valor do indutor de entrada é obtido através da equação (101).

$$L_1 = \frac{V_{C1}T(1-D)}{\Delta I_{L1}} \quad (101)$$

Assim, é viável definir uma indutância de entrada para o conversor. Porém, como é mostrado na equação (101), o valor de ondulação de corrente é um número, normalmente, arbitrado pelo projetista. Este é um outro aspecto inédito deste trabalho: é encontrar uma solução matemática para esse valor de ondulação, sem que se faça necessário a adoção de um valor arbitrário.

Dando continuidade, para o indutor de saída tem-se a equação (102).

$$L_0 = \frac{V_{C0}T(1-D)}{\Delta I_{L0}} \quad (102)$$

3.2.1.2. Valor eficaz e médio para os indutores L1 e L0

O conversor buck quadrático híbrido possui o mesmo arranjo de componentes magnéticos de entrada do conversor buck quadrático convencional. Desta forma o equacionamento dos componentes de entrada é idêntico para ambos os conversores.

Assim, para o indutor de entrada L1, serão adotadas as mesmas equações apresentadas nos tópicos anteriores para o conversor buck quadrático. No entanto, a integração do circuito de saída com diodos e indutores modifica significativamente as equações que determinam os valores eficazes dos indutores de saída.

Para o indutor de saída, é necessário um cálculo mais detalhado, pois o arranjo de indutores em paralelo divide a corrente em duas parcelas, diferentemente do que ocorre no conversor buck quadrático convencional.

Ao analisar o diagrama elétrico do primeiro e segundo estágio é obtido (103).

$$i_{L0}(t)_1 = i_{C0}(t)_1 + I_0$$

$$i_{L0}(t)_2 = \frac{I_0 + i_{C0}(t)_2}{2} \quad (103)$$

A corrente médio é obtida através de (104).

$$I_{L0med} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} i_{C0}(t)_1 + I_0 dt + \int_0^{T(1-D)} \frac{I_0 + i_{C0}(t)_2}{2} dt \right] \quad (104)$$

Realizando a distributiva.

$$I_{L0med} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} I_0 dt + \int_0^{T(1-D)} \frac{I_0}{2} dt \right] + \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} i_{C0}(t)_1 dt + \int_0^{T(1-D)} \frac{i_{C0}(t)_2}{2} dt \right] \quad (105)$$

A equação (105), mostra que a segunda parcela, representa a corrente média no capacitor de saída, logo é equivalente a zero.

Ao desenvolver a equação (105) é possível obter a equação (106).

$$I_{L0med} = \frac{I_0}{2}(1+D) \quad (106)$$

É importante destacar que a equação (106) fornece apenas um valor aproximado da corrente, pois a solução da equação (105) mostra que a corrente no capacitor é muito baixa e, portanto, pode ser desprezada sem comprometer a precisão da análise.

Com o valor médio do indutor de saída calculado, será determinado o valor eficaz da corrente, utilizando a equação (107).

$$I_{L0rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(\frac{\Delta I_{L0}}{DT} t + I_{L0min} \right)^2 dt + \int_0^{T(1-D)} \left(\frac{\Delta I_{L0}}{T(D-1)} t + I_{L0max} \right)^2 dt \right]} \quad (107)$$

Ambas as parcelas da equação se referem à corrente no indutor no primeiro e segundo estágio. Desenvolvendo é obtido a equação (108).

$$I_{L0rms} = \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{L0}}{12} \right)^2 + \left(\frac{I_0}{2}(1+D) \right)^2} \quad (108)$$

3.2.2. Ondulação de tensão nos capacitores

As ondulações de tensão nos dois capacitores do conversor, com os valores mínimos de capacitância necessários para garantir que o valor de projeto não seja excedido, estão apresentados nos itens a seguir.

3.2.2.1. Capacitores C1 e C0

A topologia de entrada do conversor buck quadrático híbrido é semelhante à do conversor buck quadrático convencional. Portanto, a equação (43) apresentada anteriormente para o cálculo do capacitor de entrada C1 é válida para ambos os conversores.

Em sequência para o capacitor de saída C0, será adotada a mesma equação (46) apresentada para o conversor buck quadrático.

3.2.2.2. Valor eficaz e médio do Capacitor C1 e C0

Embora a corrente média no capacitor seja zero, o capacitor de entrada ainda apresenta uma corrente eficaz, conforme discutido em tópicos anteriores.

Ao examinar o diagrama elétrico do conversor no primeiro e segundo estágio, é possível derivar a relação (109).

$$I_{C0rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} (i_{L0}(t)_1 - I_0)^2 dt + \int_0^{T(D-1)} (2i_{L0}(t)_2 - I_0)^2 dt \right]} \quad (109)$$

Como as equações de corrente nos indutores já foram deduzidas em tópicos anteriores, é possível resolver a equação (109), como apresentado em (110).

$$I_{C0rms} = \frac{\sqrt{3}}{6} \sqrt{(12I_0^2 + 4\Delta I_{L0}^2 - 3\Delta I_{L0}^2 D)} \sqrt{+24I_0 I_{L0med}(D-2) + 12I_{L0med}^2(4-3D)} \quad (110)$$

3.2.3. Esforços de tensão e corrente nos semicondutores

Como a topologia de entrada do conversor buck quadrático híbrido é idêntica à do buck quadrático convencional, os elementos semicondutores dessa etapa não serão analisados, uma vez que as equações são as mesmas para ambos os conversores. Dessa forma, a análise desta seção será focada exclusivamente no diodo de saída D0.

3.2.3.1. Diodo D0

Para o diodo D0, ambos conduzem no segundo estágio. Ao analisar o diagrama elétrico referente ao segundo estágio é obtido (111).

$$i_{D0}(t) = i_{L0}(t)_2 \quad (111)$$

Calculando a corrente média que atravessa ambos diodos.

$$I_{D0med} = \frac{1}{T} \int_0^{T(1-D)} \frac{\Delta_{L0}}{T(D-1)} t + I_{L0max} dt \quad (112)$$

Resolvendo a equação (112) é obtido (113).

$$I_{D0med} = I_{L0med}(1-D) \quad (113)$$

Para o cálculo da corrente eficaz, usa-se a expressão (114)

$$I_{D0rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T(1-D)} \left(\frac{\Delta_{L0}}{T(D-1)} t + I_{L0med} + \frac{\Delta I_{L0}}{2} \right)^2 dt} \quad (114)$$

Resolvendo a equação (114).

$$I_{D0rms} = \sqrt{\frac{\Delta I_{L0}^2 T^2 (1-D)}{12} + (1-D) I_{L0med}^2} \quad (115)$$

Para o cálculo da tensão máxima no diodo D0, usa-se a equação (116).

$$V_{D0max} = L_0 \frac{\Delta I_{L0}}{DT} + V_0 \quad (116)$$

Em que:

V_{D0max} = Tensão máxima no diodo D0.

3.2.4. Considerações finais

A análise da topologia foi realizada considerando suas etapas de operação. Foram derivadas as principais equações do conversor, que descrevem os esforços de tensão e corrente. Esses esforços são utilizados para especificar os diversos componentes do conversor.

Contudo, permanece uma dúvida: normalmente, os dados de saída do conversor são definidos pelo projetista; entretanto, nos conversores quadráticos, os valores de ondulação da tensão no capacitor de entrada e da corrente no indutor de entrada são arbitrados.

4. Metodologia de análise das ondulações

Nos tópicos anteriores, foram definidos todos os principais parâmetros dos conversores buck quadrático e buck quadrático híbrido, proposto por Ismail.

Normalmente, os dados de saída, como a tensão de ondulação do capacitor de saída e a corrente de ondulação do indutor de saída, são especificados pelo projetista. Entretanto, nos conversores quadráticos, os valores de ondulação da tensão no capacitor de entrada e da corrente no indutor de entrada são arbitrados.

Esta seção tem como objetivo apresentar uma rotina de cálculo para determinar os parâmetros de entrada em função dos de saída, ou seja, estabelecer uma relação matemática entre as ondulações dos componentes de saída do conversor, L_0 e C_0 , e os componentes de entrada, L_1 e C_1 .

4.1. Análise da ondulação de alta frequência da corrente de entrada no indutor L_1 do conversor buck quadrático e buck quadrático híbrido

Todos os indutores que integram o circuito do conversor apresentam um comportamento linear semelhante. Isso significa que tanto o indutor de entrada quanto o indutor de saída possuem a mesma forma de onda para a corrente, diferenciando-se apenas no valor eficaz e médios da curva.

Dessa forma, no conversor buck quadrático, as curvas de corrente dos indutores L_1 e L_0 nunca se sobrepõem. Utilizando as equações que definem o valor médio da corrente que atravessa o indutor, podemos obter a inequação (117) para o conversor buck quadrático.

$$I_{L0med} \geq I_{L1med} \quad (117)$$

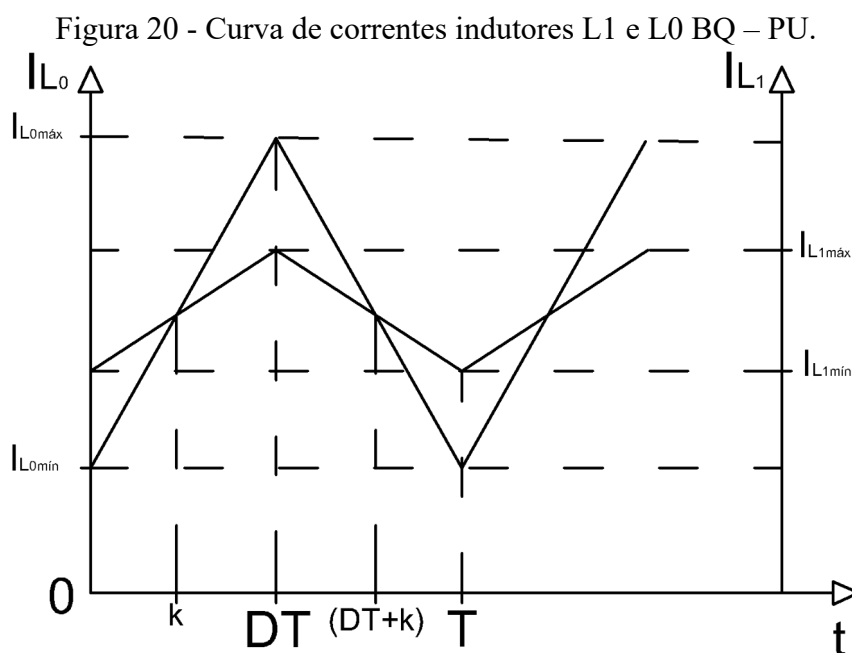
Desenvolvendo a inequação (117), com base nos tópicos abordados anteriormente resulta a expressão (118).

$$I_0 \geq I_o \cdot D \quad (118)$$

De acordo com a inequação (118), para um D diferente de 1, a corrente média no indutor de entra, sempre será menor que a corrente média do indutor de saída.

Logo, ambas as curvas de corrente, de ambos os indutores, nunca irão se tocar, a menos que D seja igual a 1. Assim, é preciso estabelecer um ponto em comum, entre as curvas de corrente dos indutores.

Conforme descrito no capítulo 3, a equação de corrente no indutor possui uma natureza linear. Para plotar ambas as curvas — tanto do indutor de entrada quanto do indutor de saída — em um mesmo gráfico, é necessário normalizar as equações dividindo-as pela corrente média que atravessa os indutores L_1 e L_0 . Esse processo transforma os valores instantâneos da corrente em P.U. (por unidade).



Fonte – Autor.

Ao realizar essa transformação, torna-se possível identificar um ponto comum k entre as curvas, conforme ilustrado na Fig. 20.

Conforme ilustrado, é fundamental determinar o ponto em comum k entre ambas as curvas de corrente em P.U.

A partir da natureza linear das curvas, é possível definir as equações que descrevem os valores instantâneos de cada uma das correntes no ponto k , conforme apresentado em (119) e (120).

$$i_{L1}(k)_1 = \frac{\Delta I_{L1}}{DT} k + I_0 D - \frac{\Delta I_{L1}}{2} \quad (119)$$

$$i_{L0}(k)_1 = \frac{\Delta I_{L0}}{DT} k + I_0 - \frac{\Delta I_{L0}}{2} \quad (120)$$

É possível dividir ambas as equações pelos respectivos valores médios de corrente, conforme mostrado em (121) e (122).

$$i_{L1}(t)_{pu} = \frac{i_{L1}(t)}{I_{L1Med}} \quad (121)$$

$$i_{L0}(t)_{pu} = \frac{i_{L0}(t)}{I_{L0Med}} \quad (122)$$

O ponto k define um valor em comum entre ambas as curvas de corrente. Igualando as expressões.

$$\frac{i_{L1}(t)}{I_{L1Med}} = \frac{i_{L0}(t)}{I_{L0Med}} \quad (123)$$

Substituindo as equações de corrente média e instantânea e realizando algumas manipulações algébricas é obtido (123).

$$\frac{1}{I_0 D} \left[\frac{\Delta I_{L1}}{DT} k + I_0 D - \frac{\Delta I_{L1}}{2} \right] = \frac{1}{I_0} \left[\frac{\Delta I_{L0}}{DT} k + I_0 - \frac{\Delta I_{L0}}{2} \right]$$

$$\frac{\Delta I_{L0}}{I_0} \left[\frac{2k - DT}{2DT} \right] = \frac{\Delta I_{L1}}{I_0 D} \left[\frac{2k - DT}{2DT} \right]$$

$$\Delta I_{L1} = \Delta I_{L0} \cdot D \quad (124)$$

Dessa forma, a equação (124) estabelece matematicamente uma relação entre as ondulações de corrente dos indutores de entrada e saída do conversor buck quadrático.

Com esta equação (124), não é mais necessário arbitrar um valor de ondulação de corrente para o indutor de entrada, pois foi demonstrado que as ondulações dos indutores estão diretamente relacionados.

4.2. Análise da ondulação de alta frequência da tensão de entrada do capacitor C1 do conversor buck quadrático e buck quadrático híbrido

A metodologia de análise para a ondulação de tensão do capacitor de entrada, é similar a metodologia utilizada para definir o valor de ondulação de corrente do indutor de entrada.

Logo, a análise para definir matematicamente, uma relação entre as ondulações de tensão do capacitor de saída C0 e o capacitor de entrada C1 será baseada no método apresentado anteriormente. É válido ressaltar, que a análise que será desenvolvida no presente capítulo, leva em consideração um capacitor ideal. Logo, a curva de tensão do capacitor de entrada, apresentará um comportamento linear e a curva de tensão do capacitor de saída um comportamento senoidal.

Inicialmente, para estabelecer uma relação entre as ondulações no conversor buck quadrático, as tensões médias no capacitor são analisadas, a fim de identificar em que condições ambas as curvas têm maior probabilidade de se encostarem.

$$V_{C1med} \geq V_{C0med} \quad (125)$$

Desenvolvendo a inequação (125) com base nos tópicos abordados anteriormente.

$$V_i \cdot D \geq V_0 \quad (126)$$

A inequação expressa que a tensão média no capacitor de entrada sempre será maior que a do capacitor de saída, ou seja, analisando ambas as curvas em valores instantâneos, é válido dizer que nunca irão se encostar.

A curva de tensão do capacitor de entrada ideal, possui um comportamento linear, igual as curvas de corrente do indutor, logo é válido descrever seu comportamento pela equação (127).

$$v_{C1}(t) = \frac{\Delta V_{C1}}{DT} t + V_i D - \frac{\Delta V_{C1}}{2} \quad (127)$$

Porém, a curva de tensão no capacitor de saída possui um comportamento senoidal. A equação da tensão instantânea no capacitor de saída é dado por (128).

$$v_{C0}(t) = \frac{1}{C_0} \int_0^t [i_{L0}(t) - I_0] dt$$

$$v_{C0}(t) = \frac{1}{C_0} \int_0^t \left[\frac{\Delta I_{L0}}{DT} t - \frac{\Delta I_{L0}}{2} \right] dt \quad (128)$$

Como no tópico anterior, é estabelecido um ponto k , onde ambas as curvas possuirão um valor em comum, quando transformadas em P.U. Assim, para um ponto em comum k é possível expressar o comportamento da curva através da função (129).

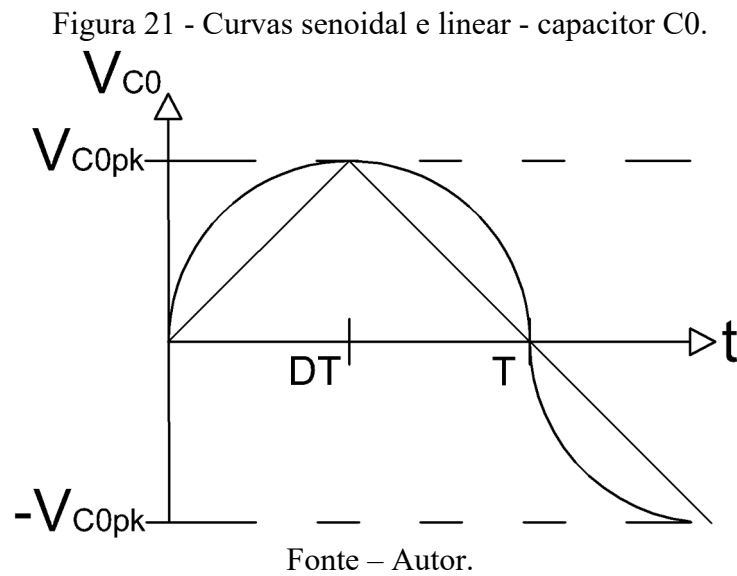
$$v_{C1}(k) = \frac{\Delta V_{C1}}{DT} k + V_i D - \frac{\Delta V_{C1}}{2} \quad (129)$$

Analogamente para o capacitor de saída obtém-se a equação(130).

$$v_{C0}(k) = \frac{\Delta I_{L0}}{2C_0} \left(\frac{K^2}{DT} - k \right) \quad (130)$$

Porém, ambas as equações — tanto a do capacitor de entrada quanto a do capacitor de saída — possuem naturezas distintas. A equação que descreve a variação de tensão no capacitor de entrada ideal é linear (de primeiro grau), enquanto a tensão no capacitor de saída segue um comportamento senoidal.

Para estabelecer uma relação entre as ondulações, é aproximado a equação senoidal do capacitor de saída por uma equação linear. Isso porque, independentemente de sua forma (senoidal ou linear), ambas possuem a mesma amplitude, ou seja, a mesma ondulação de tensão, conforme ilustrado na Fig. 21.

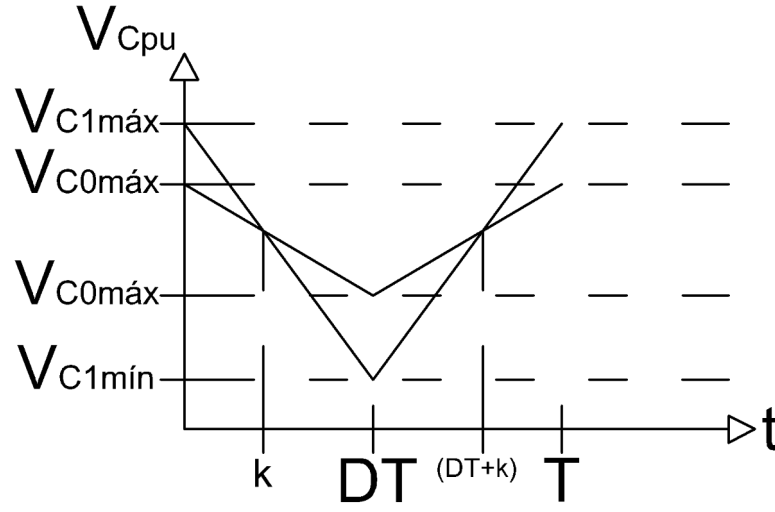


Logo,

$$v_{C_0}(k) = \frac{\Delta I_{L0}}{2C_0} \left(\frac{K^2}{DT} - k \right) \simeq \frac{\Delta V_{C_0}}{DT} k + V_0 - \frac{\Delta V_{C_0}}{2} \quad (131)$$

Transformando ambas equações em P.U., é possível representa ambas na mesma escala, como apresentado na Fig. 22.

Figura 22 - Curva de correntes indutores C1 e C0 BQ – PU.



Fonte – Autor.

Logo, para transformar seus valores em P.U, foi utilizado a equação (132).

$$v_{C0}(t)_{pu} = \frac{v_{C0}(t)}{V_{C0Med}} \quad (132)$$

$$v_{C1}(t)_{pu} = \frac{v_{C1}(t)}{V_{C1Med}} \quad (133)$$

Igualando, substituindo e desenvolvendo as equações.

$$\frac{v_{C0}(k)}{V_{C0Med}} = \frac{v_{C1}(k)}{V_{C1Med}}$$

$$\frac{\Delta V_{C0}}{V_0} \left[\frac{2k-DT}{2DT} \right] = \frac{\Delta V_{C1}}{V_i D} \left[\frac{2k-DT}{2DT} \right]$$

$$\Delta V_{C1} = \frac{\Delta V_{C0}}{D^3} \quad (134)$$

Logo, a equação (134), estabelece uma equação matemática que relaciona as ondulações de tensão dos capacitores de entrada e saída do conversor buck quadrático.

Para o conversor buck quadrático híbrido, a metodologia é a mesmo, resultando na equação (135).

$$\Delta V_{C1} = \Delta V_{C0} \cdot \frac{V_{C1med}}{V_{C0med}}$$

$$\Delta V_{C1} = \Delta V_{C0} \cdot \frac{2-D}{D} \quad (135)$$

Foi estabelecido uma relação entre as ondulações de tensão dos capacitores de entrada e saída do conversor buck quadrático híbrido.

5. Projeto Dos Conversores buck's quadráticos

Neste capítulo, é apresentado um exemplo de projeto para os conversores buck quadrático e buck quadrático híbrido. O dimensionamento de cada componente é realizado com base nas equações apresentadas nos capítulos 3 e 4. O objetivo deste projeto é fornecer uma tensão de saída de 5 V e uma potência de 12 W, a partir de uma fonte de 24 V. Em seguida, são detalhados os procedimentos relativos ao estágio de potência.

5.1. Parâmetros de projeto - CBQ

As especificações do conversor proposto são apresentadas na Tabela 1.

Tabela 1 - Especificações do projeto.

Parâmetros do Conversor		Valores
Tensão de entrada	V_i	24 [V]
Tensão de saída	V_o	5 [V]
Potência de saída	P_o	12 [W]
Frequência do interruptor	f_s	51 [kHz]

Fonte: Elaborada pelo autor

As especificações do conversor proposto, conforme a tabela 2.

Tabela 2 -Especificações das ondulações de alta frequência.

Parâmetros do Conversor		Valores
Ondulação de tensão sobre C_o	ΔV_{C_o}	2,5% V_o
Ondulação de tensão sobre L_o	ΔI_{L_o}	10% I_o

Fonte: Elaborada pelo autor

Cálculo da razão cíclica D , para o conversor buck quadrático.

$$D = \sqrt{\frac{5}{24}} = 0,4564$$

A resistência de carga é dada.

$$R = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{5^2}{12} = 2,08 [\Omega]$$

Foi escolhido um resistor de 4 $[\Omega]$, devido à disponibilidade em laboratório. Assim, as correntes médias dos indutores, semicondutores foram calculadas a parte para obter resultados próximos da simulação e experimental.

Por fim, para o cálculo dos valores dos indutores L1 e L0 e os capacitores C1 e C0, foram utilizados as características do conversor com uma carga de 2 $[\Omega]$.

5.1.1. Dimensionamento do conversor - CBQ

O seguinte tópico propõe dimensionar todos os componentes do CQB operando em modo de condução contínua e razão cíclica $D = 0,4564$.

5.1.1.1. Dimensionamento dos indutores

5.1.1.1.1. Indutor L_0

A corrente média no indutor, considerando uma carga de 4 $[\Omega]$ é apresentada.

$$I_{L0med} = \frac{5}{4} = 1,25 [A]$$

Para a carga de 2 $[\Omega]$.

$$I_{L0med} = \frac{5}{2} = 2,5 [A]$$

A indutância média é calculada.

$$L_0 = \frac{5 \cdot (1 - 0,456)}{51000 \cdot 0,24} = 220 [\mu H]$$

A corrente eficaz, para uma carga de 2 $[\Omega]$.

$$I_{L0rms} = \sqrt{\left(\frac{0,24}{12}\right)^2 + (2,5)^2} = 2,5 [A]$$

A corrente máxima no indutor, para uma carga de 2 [Ω].

$$I_{L0máx} = 2,5 + \frac{0,24}{2} = 2,64 [A]$$

Foi adotado os resultados para a carga de 2 [Ω], para o projeto do indutor de saída.

Tabela 3 - Parâmetros.

Parâmetros		Valores
Densidade do 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: Elaborada pelo autor

O produto entre a área da perna central A_e e a área da janela do carretel A_w é dado pela equação (136).

$$A_e A_w = \frac{L \cdot I_{Lmáx}^2}{k \cdot B_{max} \cdot J_{max}} 10^4 \quad (136)$$

Calculando para o indutor de saída.

$$A_e A_w = \frac{220 \cdot 10^{-6} \cdot 2,64^2}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 450} 10^4 = 0,1622 [cm^2]$$

Considerando a disponibilidade de componentes em bancada, para satisfazer tal produto de áreas foi escolhido o núcleo de ferrite NEE-42/21/20 da MAGMATTEC, cujas características são apresentadas na Tabela 4.

Tabela 4 - Dados do núcleo MMT140EE4220.

Parâmetros		Valores
Área da perna central	A_e	2,4 cm ²
Área da janela do carretel	A_w	2,560 cm ²
Produto de áreas	$A_e A_w$	6,14 cm ²
Comprimento médio de uma espira	l_{me}	9,7 cm

Fonte: Elaborada pelo autor

O cálculo do número de espiras de uma bobina é apresentado na equação (137).

$$N_L = \frac{L \cdot I_{Lmáx}}{B_{máx} \cdot A_e} \cdot 10^4 \quad (137)$$

Portanto,

$$N_L = \frac{220 \cdot 10^{-6} \cdot 2,64}{0,3 \cdot 2,4} \cdot 10^4 = 8,06$$

Para o cálculo da profundidade de penetração, a equação (138) é dada.

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{F_s}} \quad (138)$$

Portanto,

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{51000}} = 0,0332 \text{ cm}$$

Para o diâmetro do fio, a equação (139) é dada.

$$D_{\text{fio}} = 2 \cdot \Delta = 2 \cdot 0,0335 = 0,066 \text{ cm} \quad (139)$$

Para o projeto em execução não é recomendado que se utilize um diâmetro maior que 0,067 cm.

Para o projeto foi considerado a disponibilidade de componentes em laboratório, foi adotado um fio AWG30, cujas características estão contidas na Tabela 5.

Tabela 5 - Dados do fio de cobre AWG30.

Parâmetros		Valores
Diâmetro da secção de cobre	d_{fio}	0,02546 cm
Área de cobre	A_{iso}	0,00051 cm ²
Resistência	R	333,3 (ohms/km)

Fonte: Elaborada pelo autor.

A área de secção de cobre necessária é apresentado pela equação (140).

$$S_L = \frac{I_{Lrms}}{J_{máx}} \quad (140)$$

Portanto,

$$S_L = \frac{2,4}{450} = 0,0053 \text{ cm}^2$$

O número de fios em paralelo é definido pela equação (141).

$$N_{p,L} = \frac{S_L}{S_{\text{fio}}} \quad (141)$$

Portanto,

$$N_{p,L} = \frac{0,0053}{0,00051} = 10,4$$

O comprimento total das espiras é dado.

$$l_L = l_{me} \cdot N_L \quad (142)$$

Portanto,

$$l_L = 9,7 \cdot 8,06 = 78 \text{ cm}$$

O comprimento total do entreferro é definido.

$$l_{g,L} = \frac{N_L^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-2} \quad (143)$$

Portanto,

$$l_{g,L} = \frac{8^2 \cdot (4\pi \cdot 10^{-7}) \cdot 2,4}{220 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-2} = 0,0087 \text{ cm}$$

O resumo do projeto do indutor de saída do conversor buck quadrático é apresentado na Tabela 6.

Tabela 6 - Resumo do projeto do indutor - BQH.

Parâmetros	Valores
Núcleo escolhido	NEE - 42/21/20
Fio utilizado	AWG 30
Indutância	220 μH

Números de espiras	8
Número de fios em paralelo	10
Comprimento total das espiras	78 cm
Entreferro	0,0087 cm

Fonte: Elaborada pelo autor

5.1.1.1.2. Indutor L_1

A corrente média no indutor, considerando uma carga de 4 $[\Omega]$ é apresentado.

$$I_{L1med} = \frac{5}{4} \cdot 0,4564 = 0,57 [A]$$

Já para a carga de 2 $[\Omega]$.

$$I_{L1med} = \frac{5}{2} \cdot 0,4564 = 1,141 [A]$$

Para o cálculo da indutância do indutor de entrada, a ondulação de corrente é definido pela metodologia apresentada no capítulo 4, onde será utilizado a carga de 2 $[\Omega]$.

$$\Delta I_{L1} = 0,1 \cdot 2,5 \cdot 0,4564 = 0,114 [A]$$

O cálculo do valor do indutor de entrada é apresentado.

$$L_1 = \frac{24 \cdot 0,456 \cdot (1 - 0,456)}{0,114 \cdot 51 \cdot 10^3} = 1 [mH]$$

Para a corrente eficaz, referente a carga de 2 $[\Omega]$.

$$I_{L1rms} = \sqrt{\left(\frac{0,114}{12}\right)^2 + 1,141^2} = 1,14 [A]$$

A corrente máxima no indutor, considerando uma carga de 4 $[\Omega]$ é apresentado.

$$I_{L1máx} = 1,141 + \frac{0,114}{2} = 1,2 [A]$$

Foi adotado os parâmetros de projeto da Tabela 3 novamente. Assim, como anteriormente, para o dimensionamento do projeto do indutor, será considerado as correntes referente a carga de 2 $[\Omega]$.

O produto entre a área da perna central A_e e a área da janela do carretel A_w é apresentado.

$$A_e A_w = \frac{1 \cdot 10^{-3} \cdot 1,2^2}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 450} 10^4 = 0,155 [cm^2]$$

Considerando a disponibilidade de componentes em bancada, para satisfazer tal produto de áreas foi escolhido o núcleo de ferrite NEE-55/28/25 da MAGMATTEC, cujas características são apresentadas na Tabela 7.

Tabela 7 - Dados do núcleo NEE-55/28/25.

Parâmetros		Valores
Área da perna central	A_e	4,22 cm ²
Área da janela do carretel	A_w	3,756 cm ²
Produto de áreas	$A_e A_w$	15,85 cm ²
Comprimento médio de uma espira	l_{me}	12 cm

Fonte: Elaborada pelo autor

O cálculo do número de espiras de uma bobina é apresentado.

$$N_L = \frac{1 \cdot 10^{-3} \cdot 1,2}{0,3 \cdot 1,141} \cdot 10^4 = 35$$

A área de secção de cobre necessária é apresentado.

$$S_L = \frac{1,14}{450} = 0,0025 \text{ cm}^2$$

Para o projeto foi considerado um fio AWG30, cujas características estão contidas na Tabela 5.

O número de fios em paralelo é definido.

$$N_{p,L} = \frac{0,0025}{0,00051} = 4,9$$

O comprimento total das espiras é dado.

$$l_L = 12 \cdot 35 = 420 \text{ cm}$$

O comprimento total do entreferro é definido.

$$l_{g,L} = \frac{35^2 \cdot (4\pi \cdot 10^{-7}) \cdot 1,14}{1 \cdot 10^{-3}} \cdot 10^{-2} = 0,017 \text{ cm}$$

O resumo do projeto do indutor de entrada do conversor buck quadrático é apresentado na Tabela 8.

Tabela 8 - Resumo do projeto do indutor - BQH.

Parâmetros	Valores
Núcleo escolhido	NEE - 55/28/25
Fio utilizado	AWG 30
Indutância	1 mH
Números de espiras	35
Número de fios em paralelo	5
Comprimento total das espiras	420 cm
Entreferro	0,017 cm

Fonte: Elaborada pelo autor.

5.1.1.2. Dimensionamento dos capacitores

5.1.1.2.1. Capacitor C_0

Para o cálculo do capacitor de saída, a equação (46) é válida. Com os parâmetros do sistema estabelecidos na tabela 1 e 2, o valor do capacitor de saída é apresentado.

$$C_0 = \frac{5 \cdot (1 - 0,4564)}{8.0,025 \cdot 5.220 \cdot 10^{-6} \cdot 51000^2} = 4,75 [\mu F]$$

A corrente eficaz no capacitor de saída é calculada através da equação (53).

$$I_{C0rms} = \frac{0,24}{2} \sqrt{\frac{0,4564 \cdot (1 - 19,6 \cdot 10^{-6}) + 19,60 \cdot 10^{-6}}{3}} = 0,05 [A]$$

As especificações do capacitor escolhido são apresentadas na tabela 9.

Tabela 9 - Dados do capacitor de saída – CBQ.

Parâmetros		Valores
Tipo de capacitor		Eletrolítico
Valor da capacitância	C_0	$4,7 \mu F$
Corrente eficaz suportada	I_{efC}	0,053 A
Resistência série equivalente	R_{SE}	35 Ω
Máxima tensão	V_C	100 V
Referência (EPCOS)		B41851

Fonte: Elaborada pelo autor.

5.1.1.2.2. Capacitor C_1

Antes de calcular o capacitor de entrada, é necessário estabelecer o valor de ondulação de tensão do capacitor de entrada, para isto será utilizado a equação apresentada no capítulo 4.

$$\Delta V_{C_1} = \frac{0,025 \cdot 5}{0,4564^3} = 1,3 [V]$$

Utilizando a equação (43), é possível obter o valor do capacitor de entrada, utilizando a carga de 2 [Ω].

$$C_1 = \frac{1,141 \cdot (1 - 0,4564)}{1,3 \cdot 51 \cdot 10^3} = 9,35 [\mu F]$$

Foi utilizado um capacitor de 10 μF .

5.1.1.3. Dimensionamento dos semicondutores

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

5.1.1.3.1. Interruptor S

Assim, como nos tópicos anteriores, foi utilizado a carga de 2 [Ω], para definir os componentes e calcular seus parâmetros.

A tensão reversa sobre o interruptor é definida pela equação (53).

$$V_{Smax} = 5 + 24 \cdot 0,4564 + 24 = 40 [V]$$

A corrente média, que atravessa o interruptor é descrita pela equação (50).

$$I_{Smed} = 2,4 \cdot 0,4564 = 1,1 [A]$$

A corrente eficaz é apresentada pela equação (50).

$$I_{Srms} = \frac{\sqrt{3}}{6} \sqrt{0,4564 \cdot (12 \cdot 2,4^2 + 0,24^2)} = 1,62 [A]$$

A corrente máxima que atravessa o interruptor, é a soma de ambas as correntes máximas dos indutores L_1 e L_2 , Assim, a equação (144) define o valor máximo de corrente do interruptor.

$$I_{Smáx} = I_{L1máx} + I_{L2máx} \quad (144)$$

Substituindo os respectivos valores, para os dados de projeto, é obtido o resultado o resultado que se segue.

$$I_{Smáx} = 2,64 + 1,2 = 3,84 [A]$$

As especificações do interruptor escolhida são apresentadas pela tabela 10.

Tabela 10 – Dados do interruptor.

Parâmetros	Valores
Interruptor	MOSFET Power Transistor
Corrente máxima de dreno	I_D 5,6 A
Tensão máxima dreno-fonte	V_{DS} 100 V
Resistência dreno-fonte	$R_{DS(on)}$ 0,54 Ω
Resistência térmica junção cápsula	R_{thJC} 3,5 $^{\circ}C/W$
Tempo de subida	16 ns
Tempo de descida	9,4 ns
Carga total do gate	8,3 nC
Referência (VISHAY)	SiHF510

Fonte - VISHAY

Para o cálculo da resistência de gate, inicialmente é necessário calcular a corrente de gate apresentado pela equação (145).

$$I_G = \frac{Q_c}{t_{rise}} \quad (145)$$

Em que,

I_G = Corrente de gate;

Q_c = Carga total do gate;

t_{rise} = tempo de subida.

Para o projeto, ambos os tempos, tanto de subida como o de descida será adotado como o mesmo valor. Logo, o resultado da corrente de gate para o projeto é apresentado.

$$I_G = \frac{8,3 \cdot 10^{-9}}{16 \cdot 10^{-9}} = 0,518 [A]$$

A tensão máxima de pulso PWM, que o circuito irá gerar será de 24 [V]. Logo, a equação (146) determina o valor do resistor de gate.

$$R_{gate} = \frac{V_{pwm}}{I_G} = \frac{24}{0,518} = 46 [\Omega] \quad (146)$$

5.1.1.3.2. Diodo D1

A tensão reversa sobre o diodo é descrito, pela equação (65).

$$V_{D1max} = 24 [V]$$

A corrente média no diodo com a carga de 4 [Ω].

$$I_{D1med} = 1,25 \cdot 0,456 \cdot (1 - 0,456) = 0,31 [A]$$

Para a carga de 2 [Ω].

$$I_{D1med} = 2,4 \cdot 0,456 \cdot (1 - 0,456) = 0,59 [A]$$

Para a corrente eficaz, com a carga de 2 [Ω].

$$I_{D1rms} = \sqrt{\frac{0,114^2 (1 - 0,4564)}{12} + (1,141)^2 \cdot (1 - 0,4564)} = 0,81 [A]$$

A corrente de pico do diodo D1 é igual a corrente de pico do indutor L1. Para carga de 2 [Ω].

$$I_{FRM,D1} = 1,141 + \frac{0,141}{2} = 1,21 [A]$$

5.1.1.3.3. **Diodo D2**

Através da equação (67), a corrente média no diodo para uma carga de 4 [Ω], é obtida.

$$I_{D2med} = 0,456 (1,25 - 0,57) = 0,31 [A]$$

Para carga de 2 [Ω].

$$I_{D2med} = 0,456 (2,4 - 1,141) = 0,57 [A]$$

Para a corrente eficaz, é utilizado a equação (57). Para carga de 2 [Ω].

$$I_{D2rms} = \sqrt{\frac{0,4564}{12} \cdot [(0,141 - 0,24)^2 + 12 \cdot (1,141 - 2,4)^2]} = 0,85 [A]$$

A corrente de pico no diodo D2 é igual à diferença entre as correntes máxima e mínima de ambos indutores L1 e L0.

$$I_{FRM,D2} = 2,4 + \frac{0,24}{2} - \left(1,141 + \frac{0,141}{2}\right) = 1,3 [A]$$

5.1.1.3.4. Diodo D0

Através da equação (76), a corrente média no diodo para uma carga de 4 [Ω].

$$I_{D0med} = 1,25 \cdot (1 - 0,4564) = 0,68 [A]$$

Para a carga de 2 [Ω].

$$I_{D0med} = 2,4 \cdot (1 - 0,4564) = 1,3 [A]$$

Para a corrente eficaz, é utilizado a equação (68). Para a carga de 2 [Ω].

$$I_{D0rms} = \sqrt{\frac{0,24^2 \cdot (1 - 0,4564)}{12} + 2,4^2 \cdot (1 - 0,4564)} = 1,77 [A]$$

A corrente de pico no diodo D0 é igual a corrente máxima que atravessa o indutor de saída L0.

$$I_{FRM,D0} = 2,4 + \frac{0,24}{2} = 2,52 [A]$$

A Tabela 11 apresenta os detalhes técnicos dos diodos escolhidos para o CBQ.

Tabela 11 – Dados do diodo.

Parâmetros		Valores
Tipo de diodo		Ultra rápido
Corrente média máxima	I_F	10 A
Tensão reversa máxima	V_R	30 V
Pico máximo da corrente repetitiva	I_{FRM}	25 A
Resistência térmica junção cápsula	R_{thJC}	50 C°/W
Modelo		1N5818

Fonte – DIODES.

5.1.1.4. Drive para PWM e acionamento.

Para o projeto foi utilizado o IC TL494, como circuito para gerar um pulso PWM. As características do IC são apresentadas na tabela 12.

Tabela 12 – Dados do TL494.

Parâmetros		Valores
Tensão de alimentação	V_{CC}	7 : 41 [V]
Tensão de entrada do amplificador	V_i	-0,3 : $V_{CC}-2$
Tensão de saída do coletor	V_o	40 V
Frequência máxima de trabalho	f	300 kHz
Resistência térmica junção cápsula	R_{thJC}	67 C°/W

Fonte – Texas Instruments.

De acordo com o manual de aplicação do TL494, os componentes para definir a frequência de operação do circuito, pode ser encontrados através da equação (147).

$$f = \frac{1}{R_T \cdot C_T} \quad (147)$$

Em que,

R_T = Resistor de tempo;

C_T = Capacitor de tempo.

Para o sistema, foi selecionado um capacitor de cerâmica C_t de 0,001 [μF] para uma frequência de 51 [kHz]. Logo, o valor de R_t é dado.

$$R_T = \frac{1}{51000 \cdot 0,001 \cdot 10^{-6}} = 20 \text{ k}\Omega$$

Para o controle do ciclo de trabalho do conversor, é usado um potenciômetro para variar a tensão na faixa de 0 – 4,5 [V].

Considerando a posição do Mosfet do CBQ, é preciso definir um sistema de acionamento para o funcionamento do circuito, logo optou-se por se utilizar o IR2117. Assim, é necessário calcular os componentes de bootstrap.

Para o cálculo dos parâmetros, é necessário a Tabela 13.

Tabela 13 – Dados para o bootstrap.

Parâmetros		Valores
Tensão de gate (IRF510)	V_G	24 [V]
Tensão de gate mín (IRF510)	$V_{G,min}$	10 [V]
Corrente de gate (IR2117)	I_{QBS}	240 [μA]
Ciclo de trabalho máximo (TL494)	$D_{máx}$	0,9
Ciclo de trabalho mínimo (TL494)	$D_{Mín}$	0,1
Tensão do díodo	V_f	1 [V]

Fonte – Datasheet IRF510, IR2117 e TL494.

As equações (150) e (151) calculam os tempos mínimos e máximos de operação do sistema.

$$t_{mín} = \frac{1 - D_{max}}{f_s} = \frac{1 - 0,9}{51000} = 2 [\mu s]$$

$$t_{máx} = \frac{D_{max}}{f_s} = \frac{0,9}{51000} = 18 [\mu s]$$

As equações anteriores, definem os tempos necessários para o cálculo do valor máximo e mínimo do capacitor de bootstrap. A carga elétrica é apresentada em (148).

$$Q_{CB} = Q_g + (t_{m\acute{a}x} \cdot I_{QBS}) = 8,3 \cdot 10^{-9} + (18 \cdot 10^{-6} \cdot 240 \cdot 10^{-6}) = 8,732 [nC] \quad (148)$$

Variação de tensão máxima, é apresentada por (149).

$$\Delta V_{m\acute{a}x} = V_G - V_{G,min} - V_f = 24 - 10 - 1 = 13 [V] \quad (149)$$

O valor mínimo para o capacitor de bootstrap é apresentado em (150).

$$C_{B,min} = \frac{Q_{CB}}{\Delta V_{m\acute{a}x}} = \frac{8,732 \cdot 10^{-9}}{13} = 0,67 [\mu F] \quad (150)$$

Para o valor máximo, (151) é apresentado.

$$C_{B,m\acute{a}x} = \frac{Q_{CB}}{1\% \cdot V_G} = \frac{8,732 \cdot 10^{-9}}{0,01 \cdot 24} = 36,38 [\mu F] \quad (151)$$

Para o projeto foi adotado um capacitor de cerâmica no valor de 33 $[\mu F]$.

O resistor de bootstrap, é calculado através de (152).

$$R_B = \frac{t_{min}}{3 \cdot C_B} = \frac{2 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 33 \cdot 10^{-9}} = 20 [\Omega] \quad (152)$$

5.1.1.5. **Considerações finais**

Com as equações estabelecidas no capítulo 3 e 4, foi possível realizar o dimensionamento do conversor, sem a necessidade de arbitrar valores para as ondulações de alta frequência dos componentes magnéticos de entrada do conversor buck quadrático, e dadas as especificações, escolheu-se os componentes. O circuito não apresentou a necessidade de snubber, por se tratar de um sistema de baixa potência.

5.2. Parâmetros de projeto – CBQH

As especificações do conversor proposto são apresentadas na Tabela 1. As especificações das ondulações de alta frequência do conversor proposto está na Tabela 2.

A razão cíclica D , para o conversor buck quadrático híbrido.

$$D_{1,2} = \frac{-5 \pm \sqrt{5^2 + 5 \cdot 24}}{2 \cdot 24} = 0,549$$

A resistência de carga será a mesma do conversor buck quadrático, ou seja, 4 [Ω] devido à disponibilidade em laboratório. Portanto, as correntes médias dos indutores, semicondutores foram calculadas a parte para obter resultados próximos da simulação e experimental.

Por fim, para o cálculo dos valores dos indutores $L1$ e $L0$ e os capacitores $C1$ e $C0$, foram utilizados as características do conversor com uma carga de 2 [Ω].

5.2.1. Dimensionamento do conversor – CBQH

O tópico atual propõe dimensionar todos os componentes do CBQH operando em modo de condução contínua e razão cíclica $D = 0,549$.

5.2.2.1. Dimensionamento dos indutores

5.2.2.1.1. Indutor L_0

A corrente média no indutor, considerando uma carga de 4 [Ω] é dada.

$$I_{L0med} = \frac{2,4}{4} \cdot (1 + 0,549) \approx 0,93 [A]$$

Já para a carga de 2 [Ω].

$$I_{L0med} = \frac{2,4}{2} (1 + 0,549) \approx 1,8 [A]$$

A indutância é calculada.

$$L_0 = \frac{5 \cdot (1 - 0,549)}{51000 \cdot 0,24} = 184 [\mu H]$$

A corrente eficaz considerando uma carga de 2 [Ω] é obtida.

$$I_{L0rms} = \sqrt{\left(\frac{0,24}{12}\right)^2 + 1,8^2} \approx 1,8 [A]$$

A corrente máxima no indutor considerando uma carga de 2 [Ω] é calculada.

$$I_{L0máx} = 1,8 + \frac{0,24}{2} = 1,92 [A]$$

As características eletromagnéticas utilizadas no conversor buck quadrático, serão reutilizadas para o conversor buck quadrático híbrido.

Logo utilizando a Tabela 3, é calculado o A_e e A_w para o indutor de saída.

$$A_e A_w = \frac{184 \cdot 10^{-6} \cdot 1,92^2}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 450} 10^4 = 0,0717 [cm^2]$$

Considerando a disponibilidade de componentes em bancada, para satisfazer tal produto de áreas, foi escolhido o núcleo de ferrite NEE-42/21/20 da MAGMATTEC, cujas características foram apresentadas na Tabela 4.

O cálculo para o número de espiras é apresentado.

$$N_L = \frac{184 \cdot 10^{-6} \cdot 1,92}{0,3 \cdot 1,8} \cdot 10^4 = 6,5 \quad (153)$$

Logo, para o projeto em execução não é recomendado que se utilize um diâmetro maior que 0,067 cm, como explicado em tópicos anteriores.

Foi considerado um fio AWG30 igual ao projeto do conversor buck quadrático.

A área de secção de cobre necessária é calculado.

$$S_L = \frac{1,8}{450} = 0,004 \text{ cm}^2$$

O número de fios em paralelo é definido.

$$N_{p,L} = \frac{0,004}{0,00051} = 7,84$$

O comprimento total das espiras é calculado.

$$l_L = 9,7 \cdot 6,5 = 63 \text{ cm}$$

O comprimento total do entreferro é definido.

$$l_{g,L} = \frac{5^2 \cdot (4\pi \cdot 10^{-7}) \cdot 1,8}{184 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-2} = 0,0031 \text{ cm}$$

O resumo do projeto do indutor de saída do conversor buck quadrático é apresentado na Tabela 14.

Tabela 14 – Resumo do projeto do indutor – BQH.

Parâmetros	Valores
Núcleo escolhido	NEE - 42/21/20
Fio utilizado	AWG 30
Indutância	184 μ H
Números de espiras	5
Número de fios em paralelo	8
Comprimento total das espiras	47 cm
Entreferro	0,0051 cm

Fonte: Elaborada pelo autor.

5.2.2.1.2. Indutor L_1

A corrente média no indutor L_1 considerando uma carga de 4 $[\Omega]$ é calculado.

$$I_{L1med} = 0,93 \cdot 0,549 = 0,51 [A]$$

Para uma carga de 2 $[\Omega]$.

$$I_{L1med} = 1,8 \cdot 0,549 = 0,98 [A]$$

Para o cálculo da indutância do indutor de entrada, a ondulação de corrente de alta frequência é dada.

$$\Delta I_{L1} = 0,1 \cdot 2,4 \cdot 0,549 = 0,132 [A]$$

O cálculo do valor do indutor de entrada é apresentado.

$$L_1 = \frac{24 \cdot 0,549 \cdot (1 - 0,549)}{0,132 \cdot 51 \cdot 10^3} = 883 [mH]$$

A corrente eficaz para uma carga de 2 $[\Omega]$ é calculada.

$$I_{L1rms} = \sqrt{\left(\frac{0,132}{12}\right)^2 + 0,988^2} = 0,988 [A]$$

A corrente máxima no indutor L1 para uma carga de 2 $[\Omega]$ é apresentada.

$$I_{L1máx} = 0,988 + \frac{0,132}{2} = 1,05 [A]$$

Os parâmetros de projeto da Tabela 3, foram adotados novamente.

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

$$A_e A_w = \frac{883 \cdot 10^{-6} \cdot 1,05^2}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 450} 10^4 = 0,103 [cm^2]$$

Considerando a disponibilidade de componentes em bancada, para satisfazer tal produto de áreas foi escolhido o núcleo de ferrite NEE-42/21/20 da MAGMATTEC, cujas características foram mostradas na Tabela 4.

O cálculo do número de espiras é apresentado.

$$N_L = \frac{883 \cdot 10^{-6} \cdot 1,05}{0,3 \cdot 0,98} \cdot 10^4 = 32,8$$

A área de secção de cobre necessária é calculada.

$$S_L = \frac{0,98}{450} = 0,0022 cm^2$$

Foi considerado um fio AWG30, cujas características estão contidas na Tabela 5.

O número de fios em paralelo é definido.

$$N_{p,L} = \frac{0,0022}{0,00051} = 4,3$$

O comprimento total das espiras é dado.

$$l_L = 9,7 \cdot 32,8 = 318,16 \text{ cm}$$

O comprimento total do entreferro é definido.

$$l_{g,L} = \frac{33^2 \cdot (4\pi \cdot 10^{-7}) \cdot 0,98}{883 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-2} = 0,015 \text{ cm}$$

O resumo do projeto do indutor de entrada do conversor buck quadrático híbrido é apresentado na Tabela 15.

Tabela 15 – Resumo do projeto do indutor – CBQH.

Parâmetros	Valores
Núcleo escolhido	NEE - 42/21/20
Fio utilizado	AWG 30
Indutância	851 μH
Números de espiras	33
Número de fios em paralelo	5
Comprimento total das espiras	318 cm
Entreferro	0,015 cm

Fonte: Elaborada pelo autor

5.2.2.2. Dimensionamento dos capacitores

5.2.2.2.1. Capacitor C_o

Para o cálculo do capacitor de saída, foi utilizado o mesmo capacitor do conversor buck quadrático.

5.2.2.2. Capacitor C_1

O valor de ondulação de tensão do capacitor de entrada é determinado.

$$\Delta V_{C1} = \Delta V_{C0} \cdot \frac{2-D}{D} = 0,025 \cdot 5 \cdot \frac{2-0,549}{0,549} = 0,33 [V]$$

Utilizando a equação (43), é possível obter o valor do capacitor de entrada.

$$C_1 = \frac{0,98 \cdot (1-0,549)}{0,33 \cdot 51000} = 26 [\mu F]$$

Foi utilizado um capacitor de $22 \mu F$.

5.2.2.3. Dimensionamento dos semicondutores

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

5.2.2.3.1. Interruptor S

Foi selecionado o IRF510 para o interruptor do conversor buck quadrático híbrido, pois ambos circuitos apresentam o mesmo arranjo de entrada. A tensão máxima é dada.

$$V_{Smax} = 5 + 24 \cdot 0,549 + 24 = 42 [V]$$

O valor da corrente média.

$$I_{Smed} = 1,8 \cdot 0,549 = 0,98 [A]$$

O valor da corrente eficaz.

$$I_{srms} = \frac{\sqrt{3}}{6} \sqrt{0,549 \cdot (12 \cdot 1,8^2 + 0,24^2)} = 1,33 [A]$$

A corrente máxima é dada.

$$I_{smáx} = 1,05 + 1,92 = 2,97 [A]$$

5.2.2.3.2. Diodo D1

A tensão reversa sobre o diodo é descrita, pela equação (65).

$$V_{D1max} = 24 [V]$$

Através da equação (55), a corrente média no diodo para uma carga de 4 [Ω] é obtida.

$$I_{D1med} = 0,93 \cdot 0,549 \cdot (1 - 0,549) = 0,23 [A]$$

Para uma carga de 2 [Ω].

$$I_{D1med} = 1,8 \cdot 0,549 \cdot (1 - 0,549) = 0,45 [A]$$

Para a corrente eficaz, com uma carga de 2 [Ω].

$$I_{D1rms} = \sqrt{\frac{0,132^2 (1 - 0,549)}{12} + (0,98)^2 \cdot (1 - 0,549)} = 0,65 [A]$$

A corrente de pico do diodo D1 é igual a corrente de pico do indutor L1.

$$I_{FRM,D1} = 0,98 + \frac{0,132}{2} = 1,05 [A]$$

5.2.2.3.3. Diodo D2

Através da equação (67), a corrente média no diodo para uma carga de 4 [Ω] é obtida.

$$I_{D2med} = 0,549(0,93 - 0,51) = 0,23 [A]$$

Para uma carga de 2 [Ω].

$$I_{D2med} = 0,549(1,8 - 0,98) = 0,45 [A]$$

Para a corrente eficaz é utilizada a equação (56).

$$I_{D2rms} = \sqrt{\frac{0,549}{12} \cdot [(0,132 - 0,24)^2 + 12 \cdot (0,98 - 1,8)^2]} = 0,61 [A]$$

A corrente de pico do diodo D2 é igual à diferença entre as correntes máxima e mínima de ambos indutores L1 e L0.

$$I_{FRM,D2} = 2,4 + \frac{0,24}{2} - (1,141 + \frac{0,141}{2}) = 1,3 [A]$$

5.2.2.3.4. Diodo D0

A corrente média no diodo para uma carga de 4 [Ω] é obtida.

$$I_{D0med} = 0,93 \cdot (1 - 0,549) = 0,42 [A]$$

Para uma carga de 2 [Ω].

$$I_{D0med} = 1,80 \cdot (1 - 0,549) = 0,81 [A]$$

Para a corrente eficaz é utilizada a equação (67).

$$I_{D0rms} = \sqrt{\frac{0,24^2 \cdot (1 - 0,4564)}{12} + 2,4^2 \cdot (1 - 0,4564)} = 1,77 [A]$$

A corrente de pico do diodo D0 é igual a corrente máxima que atravessa o indutor de saída L0.

$$I_{FRM,D0} = 1,8 + \frac{0,24}{2} = 1,92 [A]$$

A tensão reversa sobre o diodo é descrita, pela equação (73).

$$V_{D0max} = 184 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{0,24 \cdot 51000}{0,549} + 5 = 4,1 [V]$$

A Tabela 11 apresenta os detalhes técnicos dos diodos escolhidos para o CBQH.

5.2.2.4. Considerações finais

O circuito PWM utilizado para o acionamento do conversor buck quadrático híbrido é o mesmo que para o conversor buck quadrático.

Com as equações estabelecidas no capítulo 3 e 4, foi possível realizar o dimensionamento do conversor, sem a necessidade de arbitrar valores para as ondulações de alta frequência dos componentes magnéticos de entrada do conversor buck quadrático híbrido, e dadas as especificações, escolheu-se os componentes. O circuito não apresentou a necessidade de snubber, por se tratar de um sistema de baixa potência.

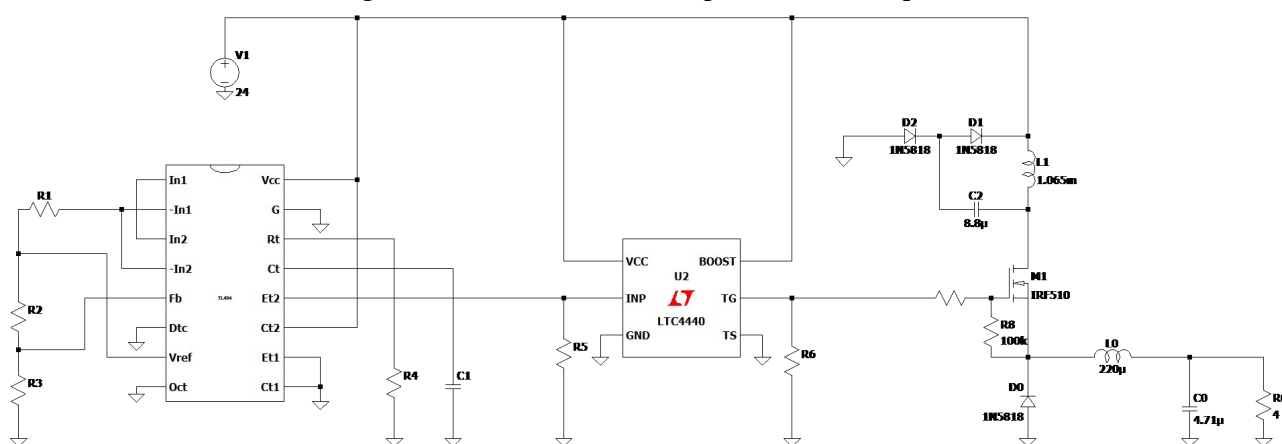
6. Resultados de simulações/experimentais

Neste capítulo, são apresentados os principais resultados de simulação e experimentais do conversor buck quadrático operando em CCM, onde são mostradas as formas de onda do conversor.

6.1. Circuito de simulação – CBQ

Na Fig. 23 é apresentado o circuito utilizado na simulação do conversor buck quadrático. Foi utilizado o software gratuito da Analog Devices, Ltpice. Os valores utilizados foram obtidos em tópicos anteriores.

Figura 23 - Conversor buck quadrático – Ltpice.



Fonte – Autor.

É válido ressaltar, que o Ltpice não possui o modelo para o acionamento do gate (IR2117), logo foi utilizado o LTC4440 pra acionar adequadamente o mosfet na simulação via software.

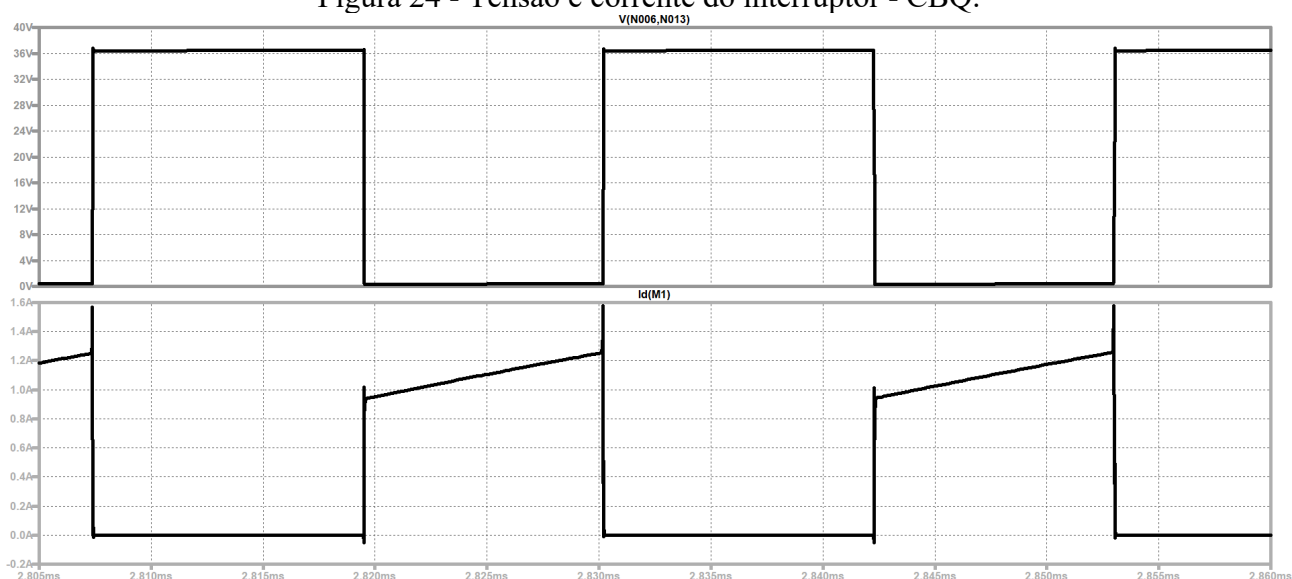
6.1.1. Resultados de simulação – CBQ

Nós próximos tópicos serão apresentados, os principais resultados de simulação do conversor buck quadrático para uma carga resistiva de 4 [Ω].

6.1.1.1. Interruptor S – simulação – CBQ

A Fig. 24 apresenta as formas de onda características de tensão e corrente sobre o interruptor, sendo que a tensão reversa é de 36 [V] e a corrente durante a condução é a soma de ambas as correntes dos indutores L1 e L0, assim como descrito em tópicos anteriores.

Figura 24 - Tensão e corrente do interruptor - CBQ.

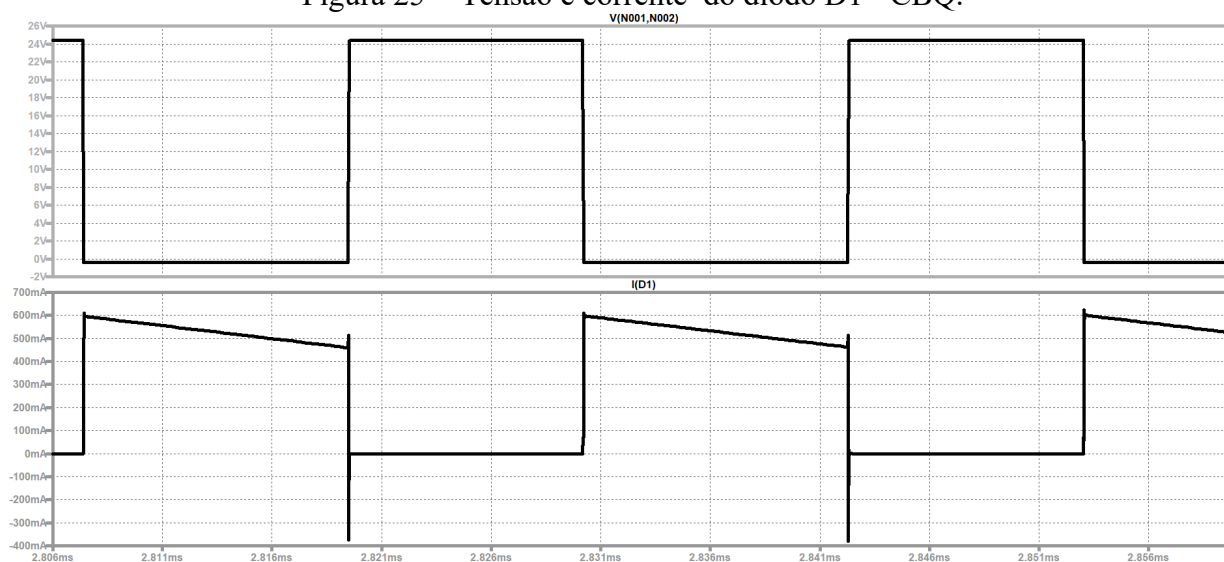


Fonte – Autor.

6.1.1.2. Diodo D1 – simulação – CBQ

A Fig. 25 apresenta as formas de onda características de tensão e corrente sobre o diodo D1, sendo que a tensão reversa é de 24 [V] e a corrente durante a condução é igual a corrente do indutor L1 no segundo estágio, com uma corrente média de 0,319 [A].

Figura 25 - Tensão e corrente do diodo D1 - CBQ.

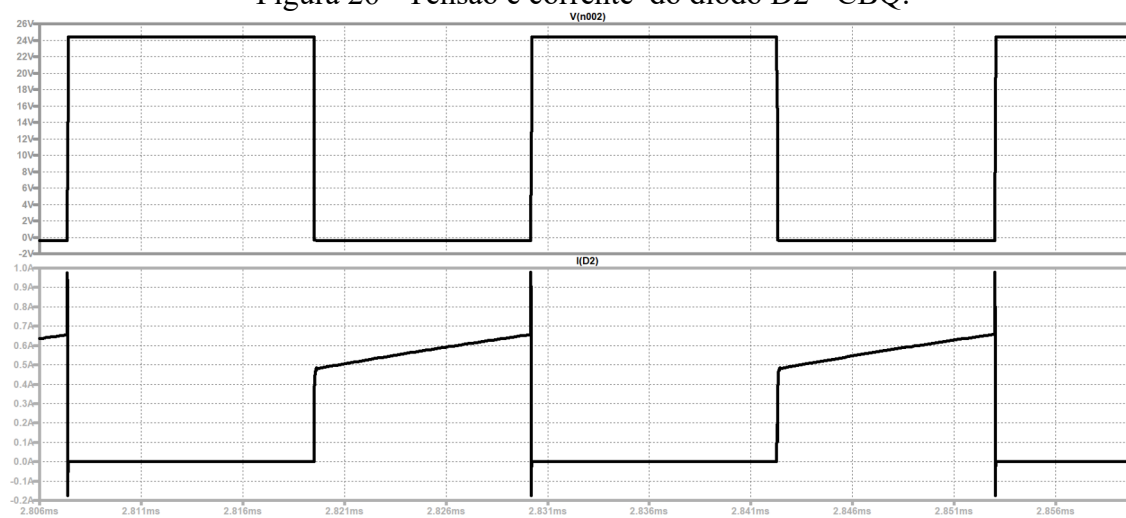


Fonte – Autor.

6.1.1.3. Diodo D2 – simulação – CBQ

A Fig. 26 apresenta as formas de onda características de tensão e corrente sobre o diodo D1, sendo que a tensão reversa é de 24 [V] e a corrente durante a condução é igual a corrente do indutor L0 menos a corrente do indutor L1 no primeiro estágio, com uma corrente média de 0,242 [A].

Figura 26 - Tensão e corrente do diodo D2 - CBQ.

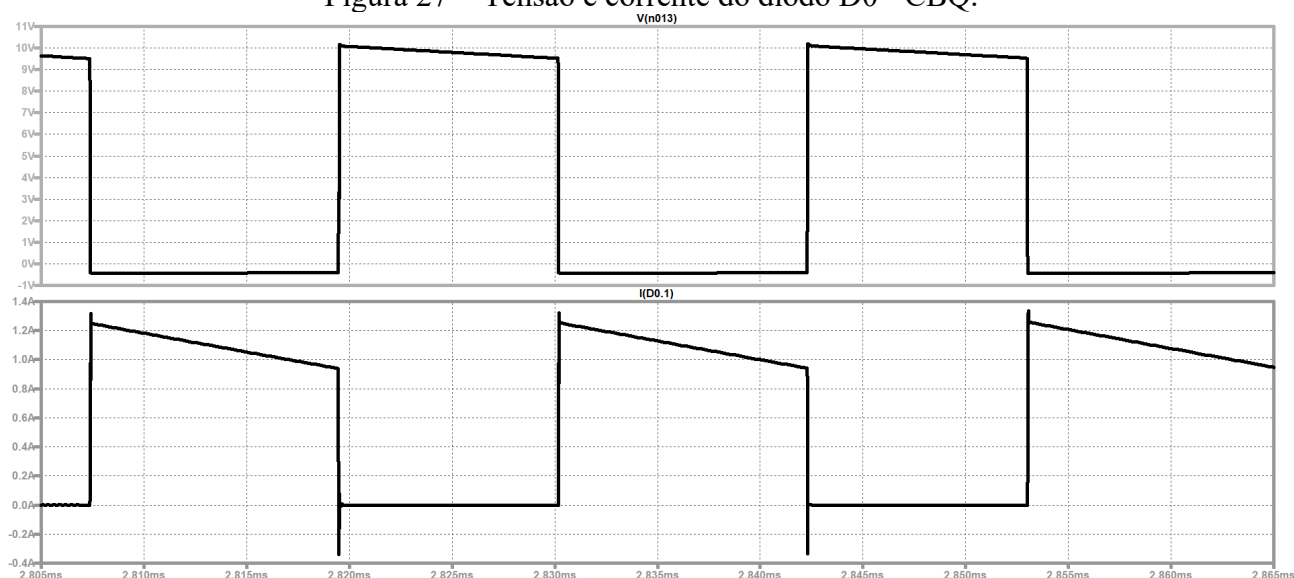


Fonte – Autor

6.1.1.4. Diodo D0 – simulação – CBQ

A Fig. 27 apresenta as formas de onda características de tensão e corrente sobre o diodo D0, sendo que a tensão reversa é de 10 [V] e a corrente durante a condução é igual a corrente do indutor L0 no segundo estágio, com uma corrente média de 0,61 [A].

Figura 27 - Tensão e corrente do diodo D0 - CBQ.



Fonte – Autor.

6.1.1.5. Indutor L1 – simulação – CBQ

A Fig. 28 apresenta a forma de onda característica da corrente no indutor de entrada L1 em mA ao longo do tempo em ms, sendo uma corrente média de 0,545 [A], e uma variação de ondulação de 0,165 [A].

Figura 28 - Corrente do indutor L1 - CBQ.



Fonte – Autor.

6.1.1.6. Indutor L0 – simulação – CBQ

A Fig. 30 apresenta a forma de onda característica da corrente do indutor de saída L0 em mA ao longo do tempo em ms, sendo uma corrente média de 1,18 [A], e uma variação de ondulação de 0,26 [A].

Figura 29 - Corrente simulada do indutor L0 - CBQ.

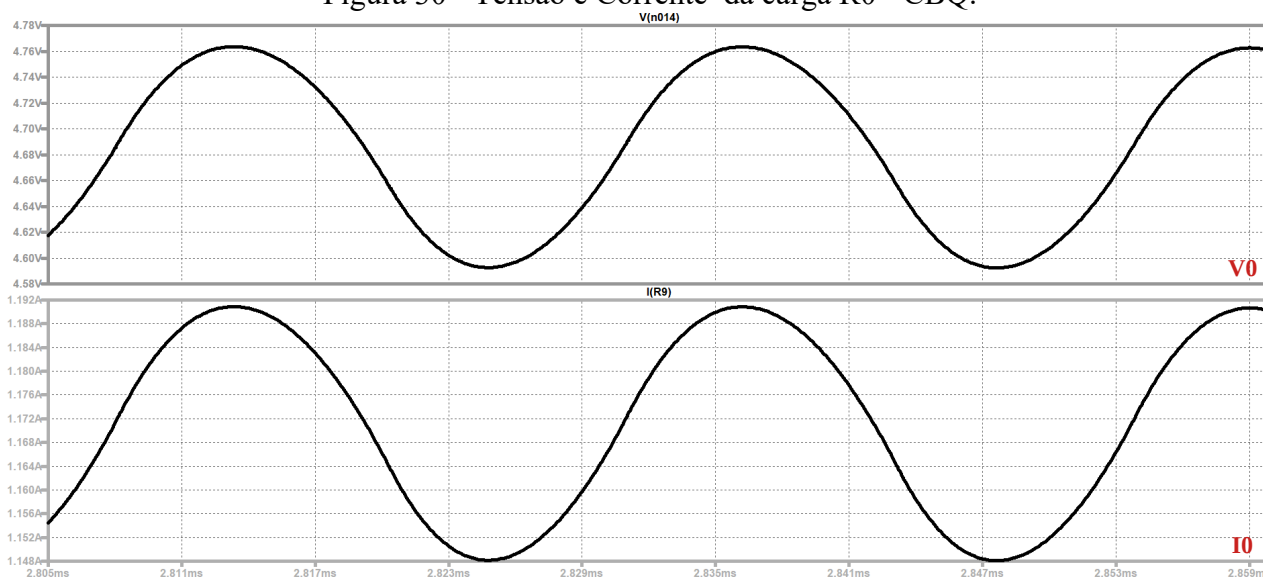


Fonte – Autor.

6.1.1.7. Carga R0 – simulação – CBQ

A Fig. 29 apresenta as formas de ondas características da tensão e corrente na carga de saída R0, sendo uma corrente média de 1,27 [A] representado com uma tensão média de 4,68 [V] e uma variação de ondulação de 0,17 [V] para tensão.

Figura 30 - Tensão e Corrente da carga R0 - CBQ.



Fonte – Autor.

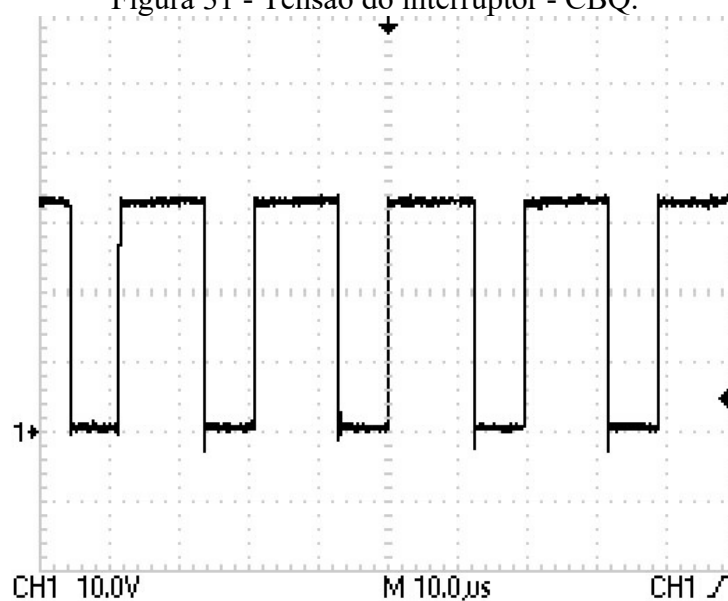
6.1.2. Resultados de experimentais – CBQ

Neste tópico é apresentado as principais formas de onda dos componentes do conversor buck quadrático feito em laboratório, conforme no apêndice A.

6.1.2.1. Interruptor Sw – experimental – CBQ

A Fig. 30 apresenta a tensão experimental sobre o interruptor. Observa-se uma tensão de pico de 33 [V].

Figura 31 - Tensão do interruptor - CBQ.

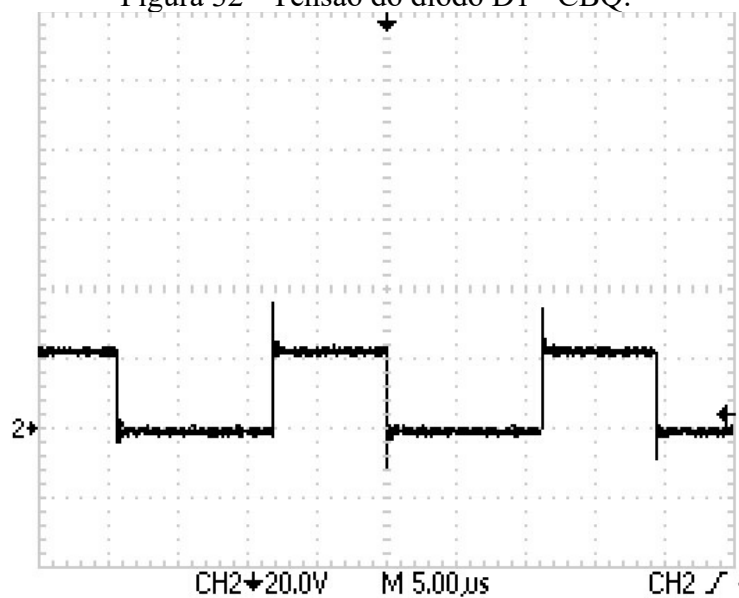


Fonte – Autor.

6.1.2.2. *Diodo D1 – experimental – CBQ*

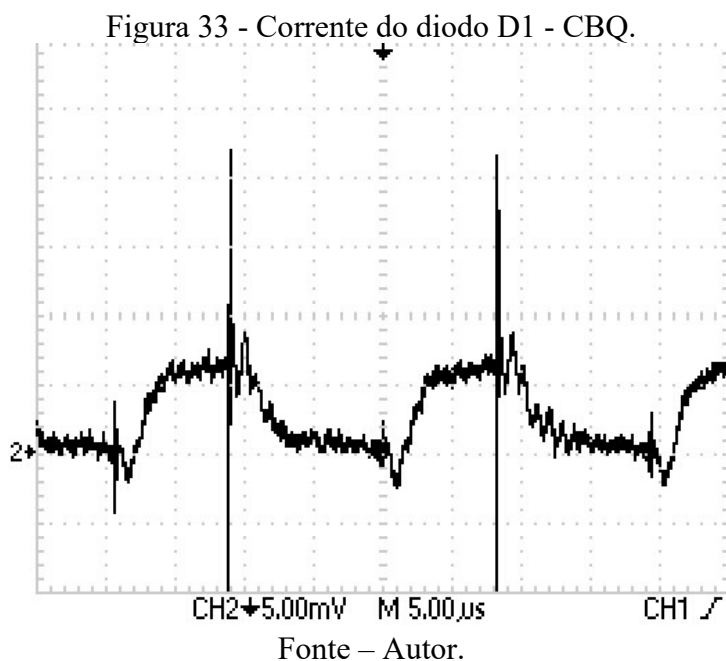
A Fig. 31 apresenta a tensão experimental sobre o diodo D1. Observa-se uma tensão de pico de 24 [V].

Figura 32 - Tensão do diodo D1 - CBQ.



Fonte – Autor.

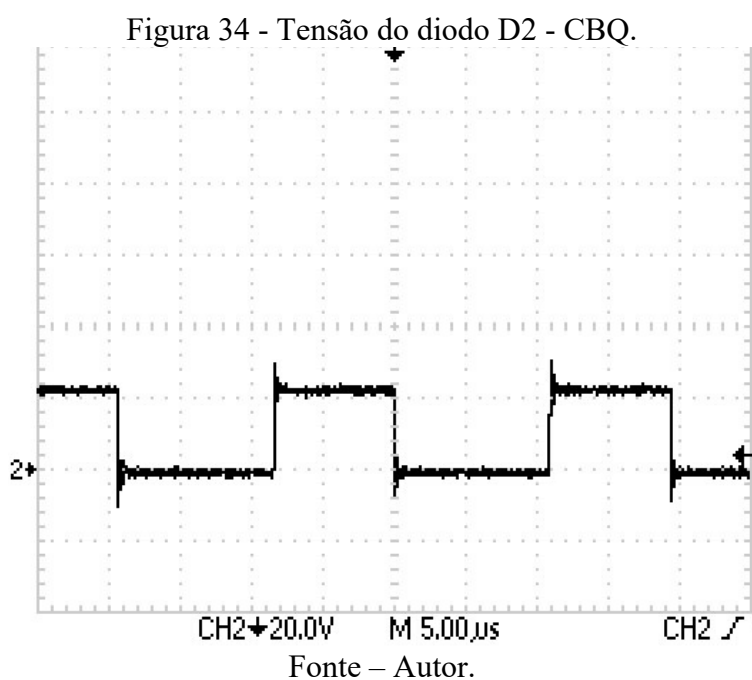
A Fig. 33 apresenta a corrente experimental do diodo D1. Observa-se uma corrente média de 0,295 [A].



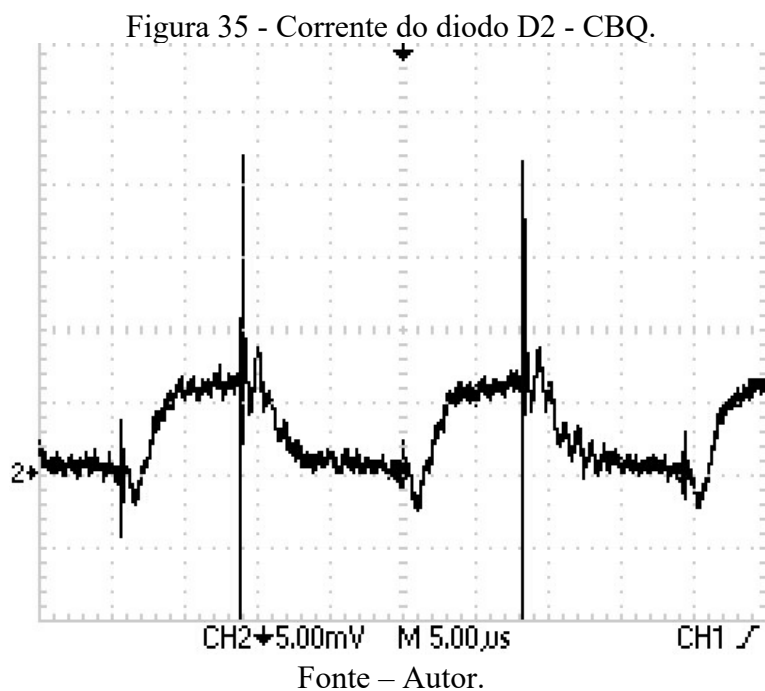
A Fig. 33 apresenta a curva de corrente, analisada por uma ponta de prova da Tektronix A622 CA/CC current, onde foi estabelecido uma escala de equivalência em que 10mV é referente a 1A. Na figura, a escala está de 5mV por divisão.

6.1.2.3. Diodo D2 – experimental – CBQ

A Fig. 34 apresenta a tensão experimental sobre o diodo D2. Observa-se uma tensão de 24 [V].

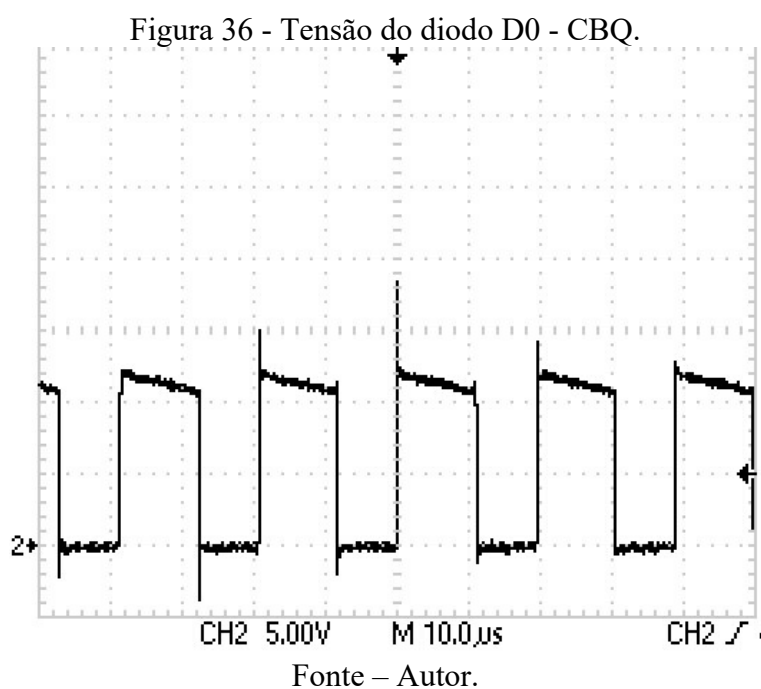


A Fig. 35 apresenta a corrente experimental do diodo D2. Observa-se uma corrente média de 0,257 [A].

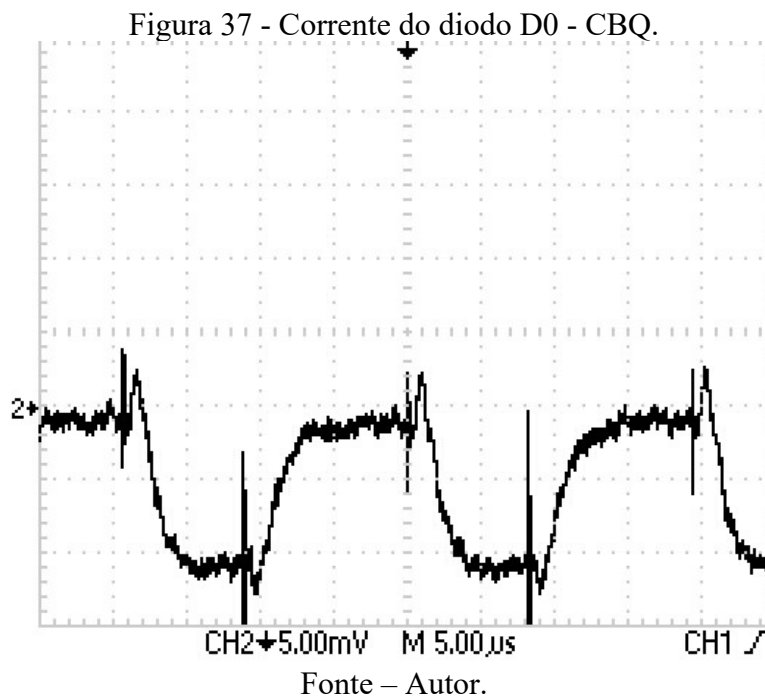


6.1.2.4. Diodo D0 – experimental – CBQ

A Fig. 36 apresenta a tensão experimental sobre o diodo D0, observa-se uma tensão de reversa de aproximadamente 10 [V].

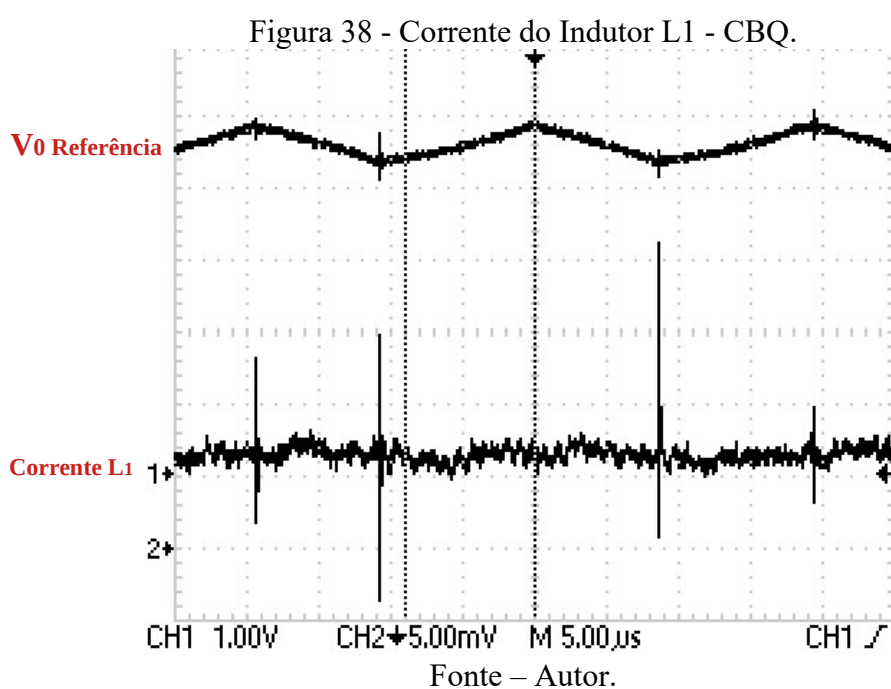


A Fig. 37 apresenta a corrente experimental do diodo D0. Observa-se uma corrente média de 0,477 [A].



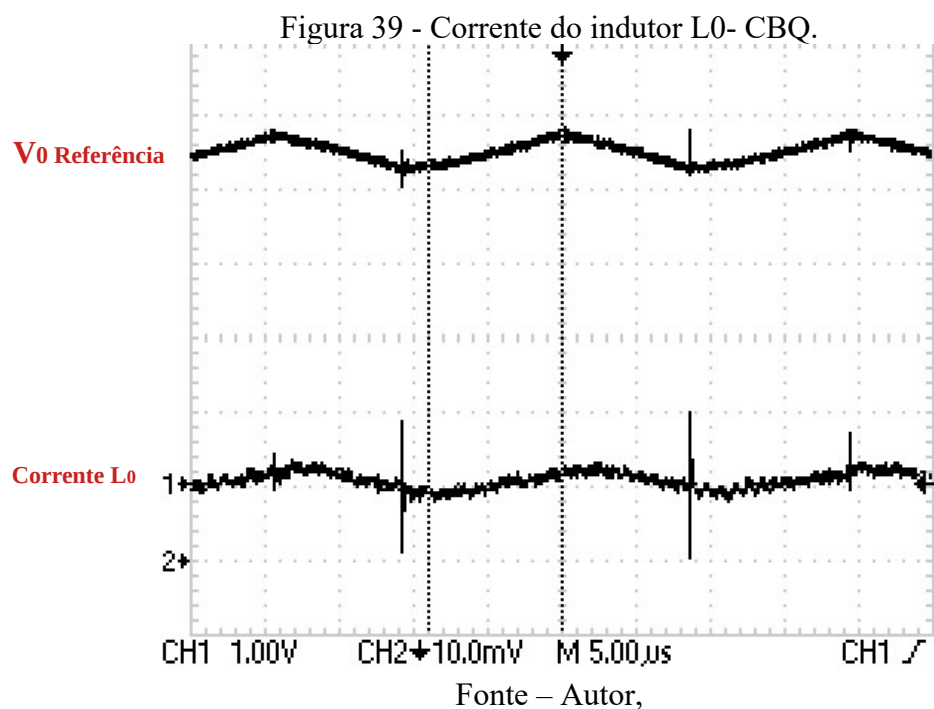
6.1.2.5. Indutor L1 – experimental – CBQ

A Fig. 38 apresenta a corrente experimental sobre do indutor L1 (CH2) e a tensão de saída V0 (CH1). Observa-se uma corrente média no indutor de entrada L1 de 0,551 [A] e uma ondulação de 0,10 [A].



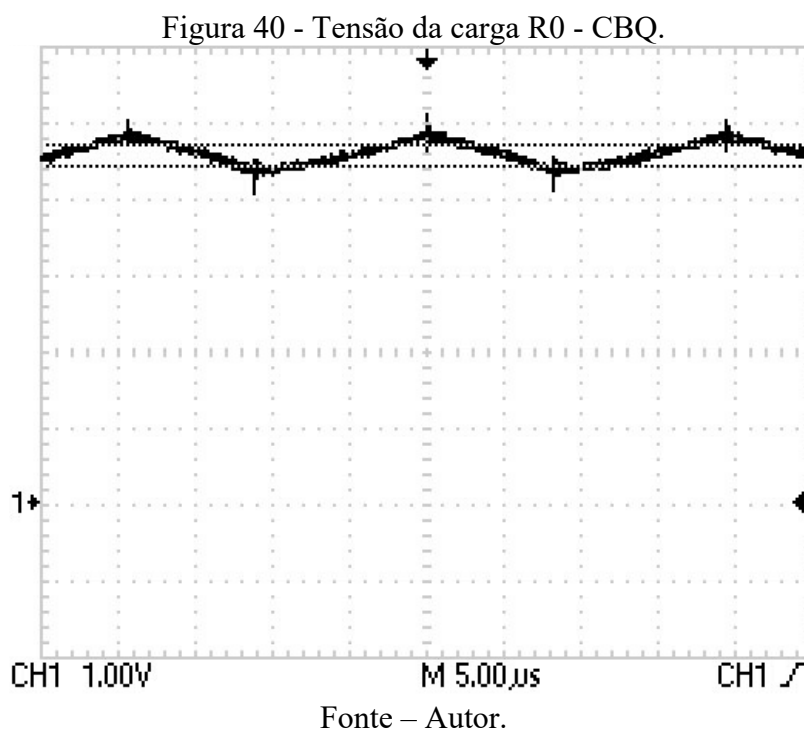
6.1.2.6. Indutor L0 – experimental – CBQ

A Fig. 39 apresenta a corrente experimental do indutor L0. Observa-se uma corrente média de 1,09 [A], para referência foi utilizado o sinal da tensão de saída V0 (CH1) com uma ondulação de corrente de 0,20 [A].



6.1.2.7. Carga R0 – experimental – CBQ

A Fig. 40 apresenta a forma de onda característica da tensão de carga R0, com uma tensão média de 4,58 [V] e uma variação de ondulação de 0,28[V].



6.1.3. Conclusões experimentais – CBQ

Resumindo os resultados obtidos em Tabela 16.

Tabela 16 - Resumo dos resultados – CBQ.

Parâmetros	Calculado	Simulado	Experimental
Tensão S_w	39 [V]	36 [V]	33 [V]
Tensão V_0	5 [V]	4,68 [V]	4,58 [V]
Corrente D_1	0,31 [A]	0,312 [A]	0,295 [A]
Corrente D_2	0,31 [A]	0,276 [A]	0,257 [A]
Corrente D_0	0,68 [A]	0,618 [A]	0,577 [A]
Corrente I_{L1}	0,57 [A]	0,55 [A]	0,575 [A]
Corrente I_{L0}	1,25 [A]	1,17[A]	1,09 [A]
Ondulação ΔI_{L1}	0,114[A]	0,165 [A]	0,10 [A]
Ondulação ΔI_{L0}	0,24 [A]	0,28 [A]	0,20 [A]
Ondulação ΔV_{C1}	1.3 [V]	900 [mV]	1.12 [V]
Ondulação ΔV_{C0}	125 [mV]	162 [mV]	143 [mV]

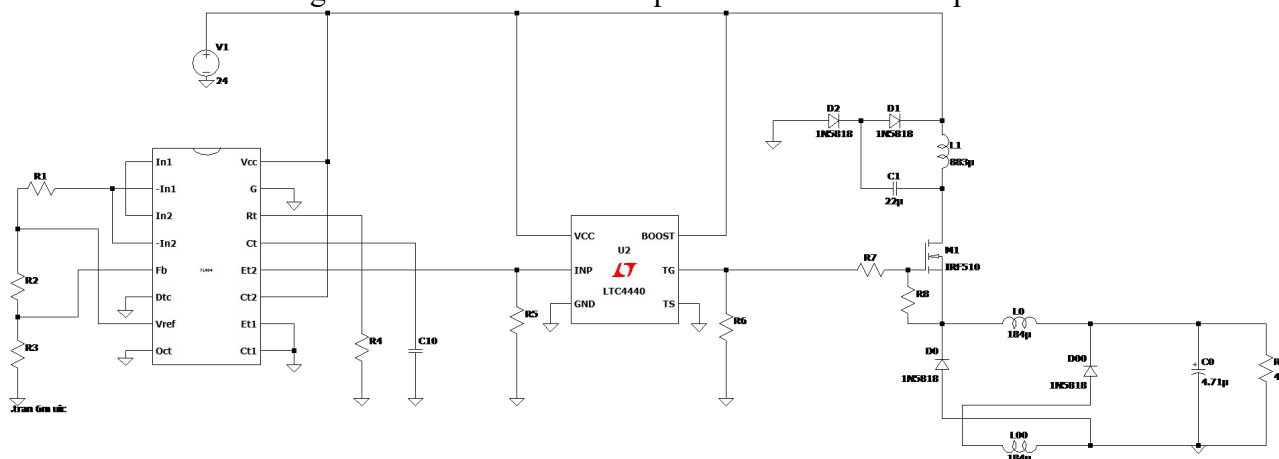
Como mostrado na tabela, os valores calculados, simulados e experimentais apresentam uma proximidade, validando a metodologia empregada para o dimensionamento do conversor quadrático.

Alguns valores apresentam diferenças em relação aos resultados experimentais, uma vez que, na confecção dos indutores, as indutâncias medidas em laboratório não correspondem exatamente aos valores calculados. Além disso, o experimento foi realizado em protoboard e as perdas e os ruídos presentes no circuito podem ter influenciado os resultados obtidos. O valor de resistência do mosfet pode ter influenciado nos resultados de tensão.

6.2. Circuito de simulação – CBQH

Na Fig. 41, é apresentado o circuito utilizado na simulação do conversor buck quadrático híbrido. Para a simulação foi o utilizado o Ltspice. Os valores utilizados foram obtidos em tópicos anteriores.

Figura 41 - Conversor buck quadrático híbrido – Ltspice.



Fonte – Autor.

Foi utilizado o LTC4440 para acionar o Mosfet, como no buck quadrático.

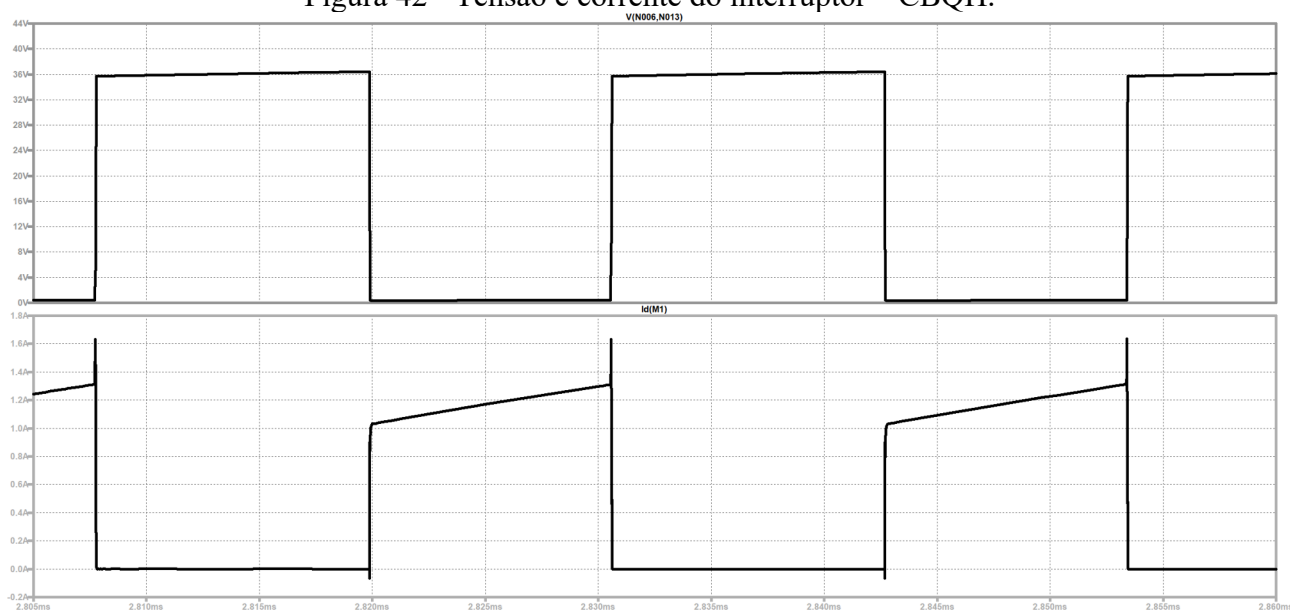
6.2.1. Resultados de simulação – CBQH

Nós próximos tópicos serão apresentados, os principais resultados de simulação do conversor buck quadrático híbrido.

6.2.1.1. Interruptor S – simulação – CBQH

A Fig. 42 apresenta as formas de onda característica de tensão e corrente sobre ao interruptor, sendo que a tensão reversa é de 36 [V] e a corrente durante a condução é a soma de ambas as correntes dos indutores L1 e L0.

Figura 42 - Tensão e corrente do interruptor – CBQH.

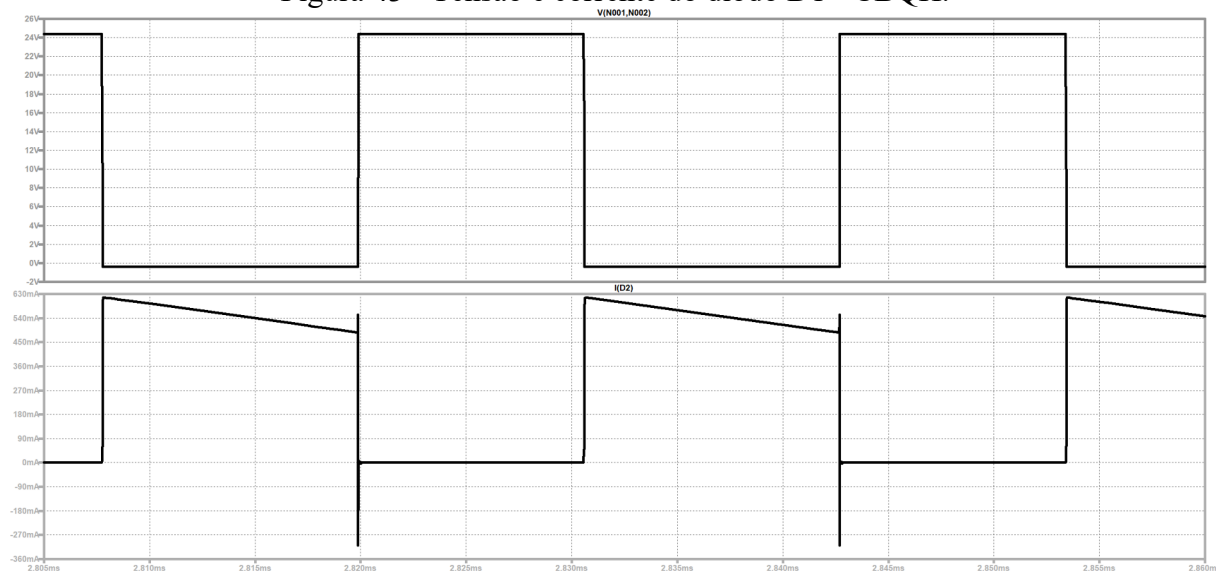


Fonte – Autor.

6.2.1.2. Diodo D1 – simulação – CBQH

A Fig. 43 apresenta as formas de onda características de tensão e corrente sobre o diodo D1, sendo que a tensão reversa é de 24 [V] e a corrente durante a condução é igual a corrente do indutor L1 no segundo estágio, com um valor médio de 0,283 [A].

Figura 43 - Tensão e corrente do diodo D1 - CBQH.

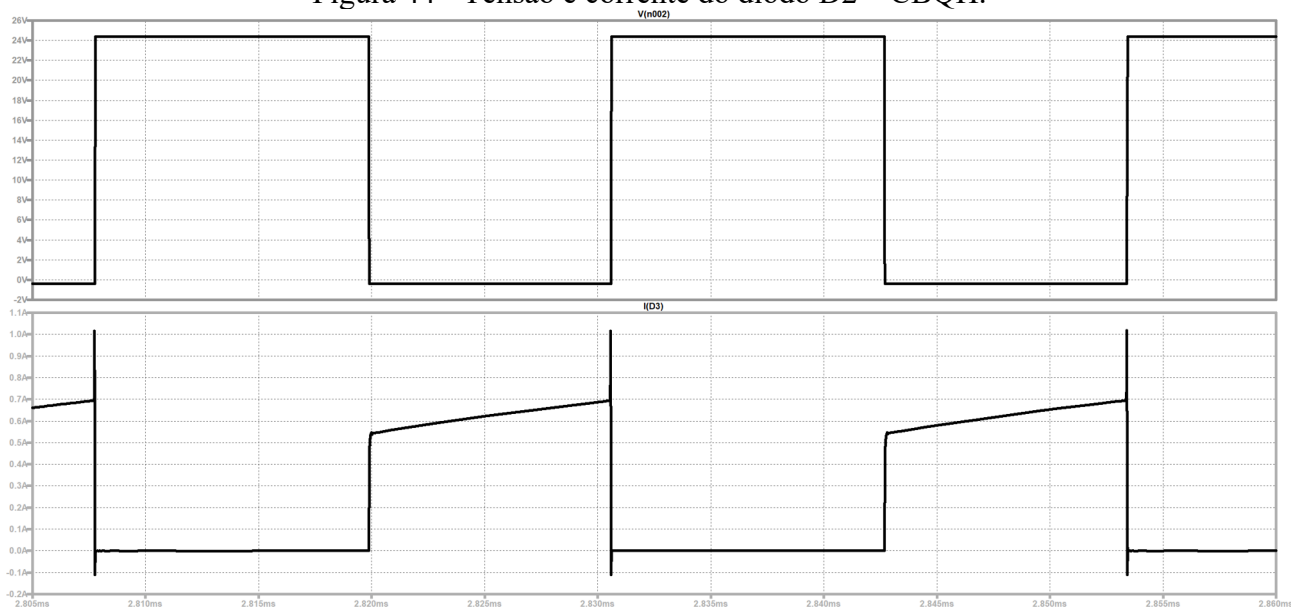


Fonte – Autor.

6.2.1.3. Diodo D2 – simulação – CBQH

A Fig. 44 apresenta as formas de onda características de tensão e corrente sobre o diodo D2, sendo que a tensão reversa é de 24 [V] e a corrente durante a condução é igual a corrente do indutor L0 menos a corrente do indutor L1 no primeiro estágio, com uma corrente média de 0,276 [A].

Figura 44 - Tensão e corrente do diodo D2 – CBQH.

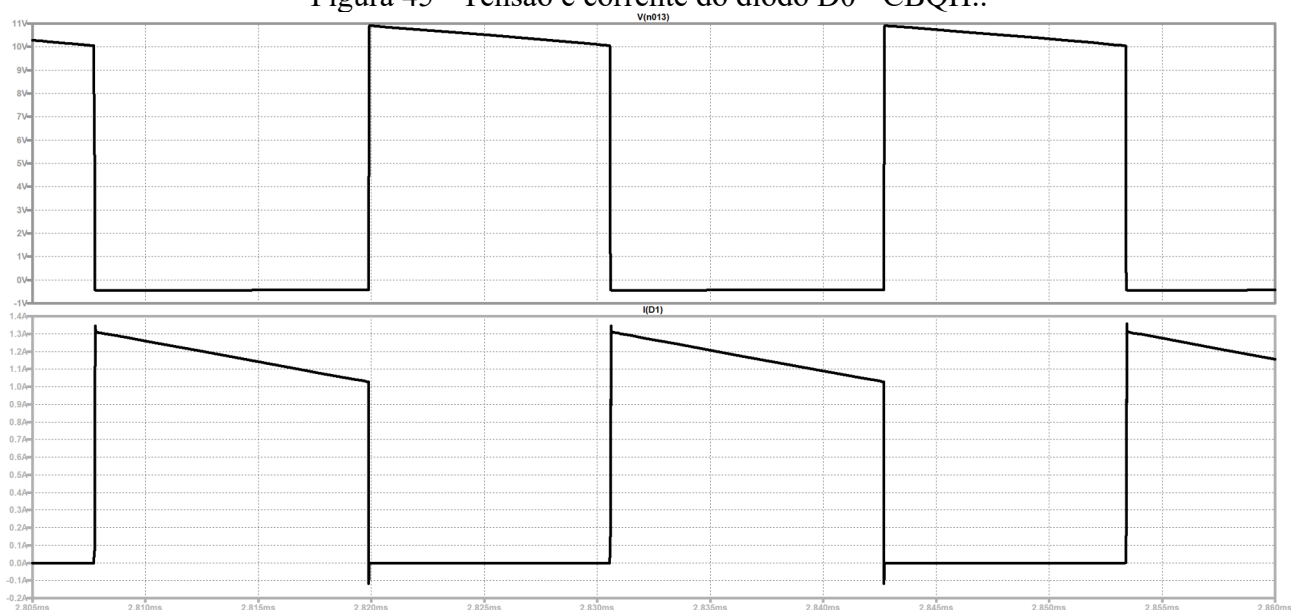


Fonte – Autor.

6.2.1.4. Diodo D0 – simulação – CBQH

A Fig. 45 apresenta as formas de onda características de tensão e corrente sobre o diodo D0, sendo que a tensão reversa é de 12 [V] e a corrente durante a condução é igual a corrente do indutor L0 no segundo estágio, com uma corrente média de 0,47 [A].

Figura 45 - Tensão e corrente do diodo D0 - CBQH..

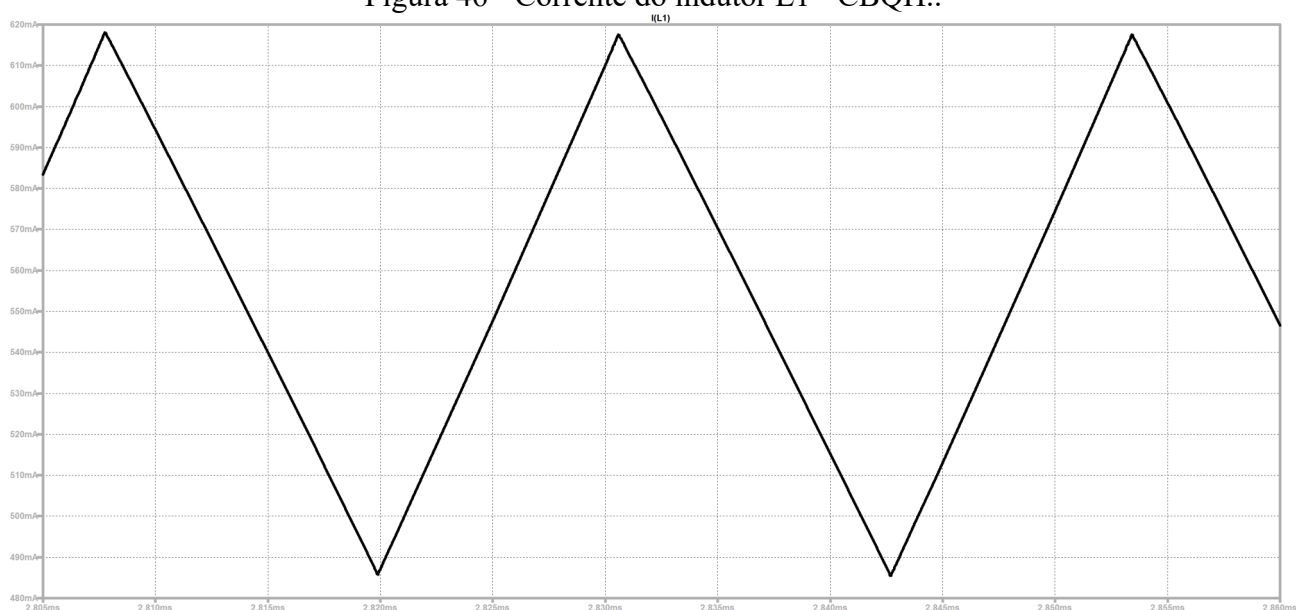


Fonte – Autor.

6.2.1.5. Indutor L1 – simulação – CBQH

A Fig. 46 apresenta a forma de onda característica da corrente do indutor L1, sendo uma corrente média de 0,55 [A], e uma variação de ondulação de 0,133 [A].

Figura 46 - Corrente do indutor L1 - CBQH..

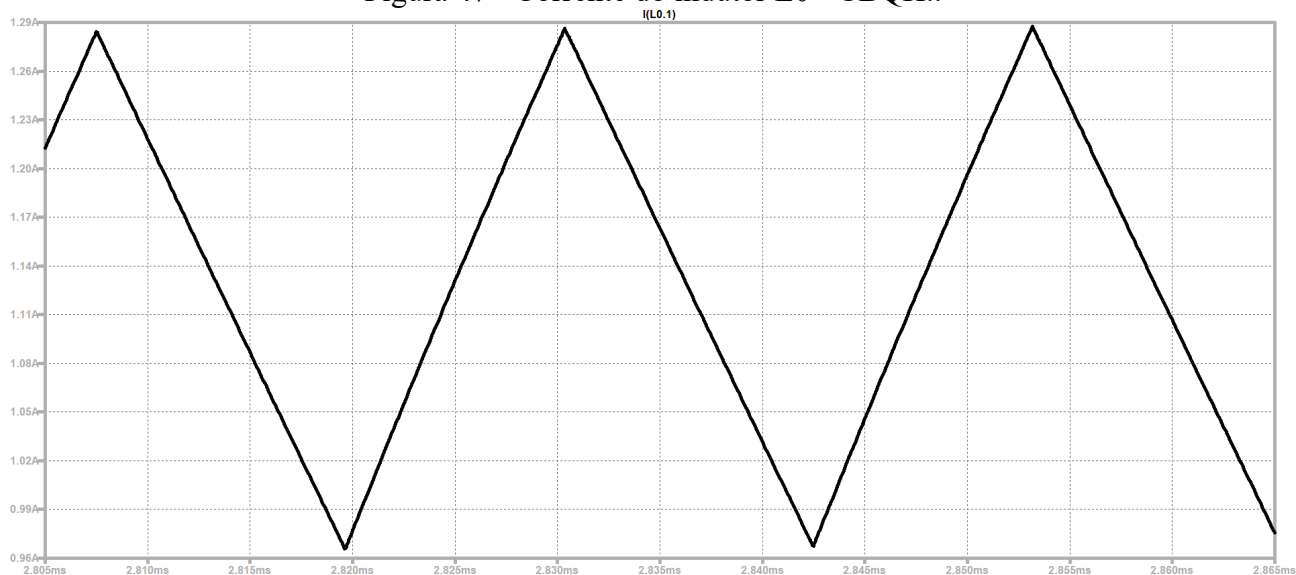


Fonte – Autor.

6.2.1.6. Indutor L_0 – simulação – CBQH

A Fig. 47 apresenta a forma de onda característica da corrente do indutor L_1 , sendo uma corrente média de 1,133 [A], e uma variação de ondulação de 0,317 [A].

Figura 47 - Corrente do indutor L_0 - CBQH..

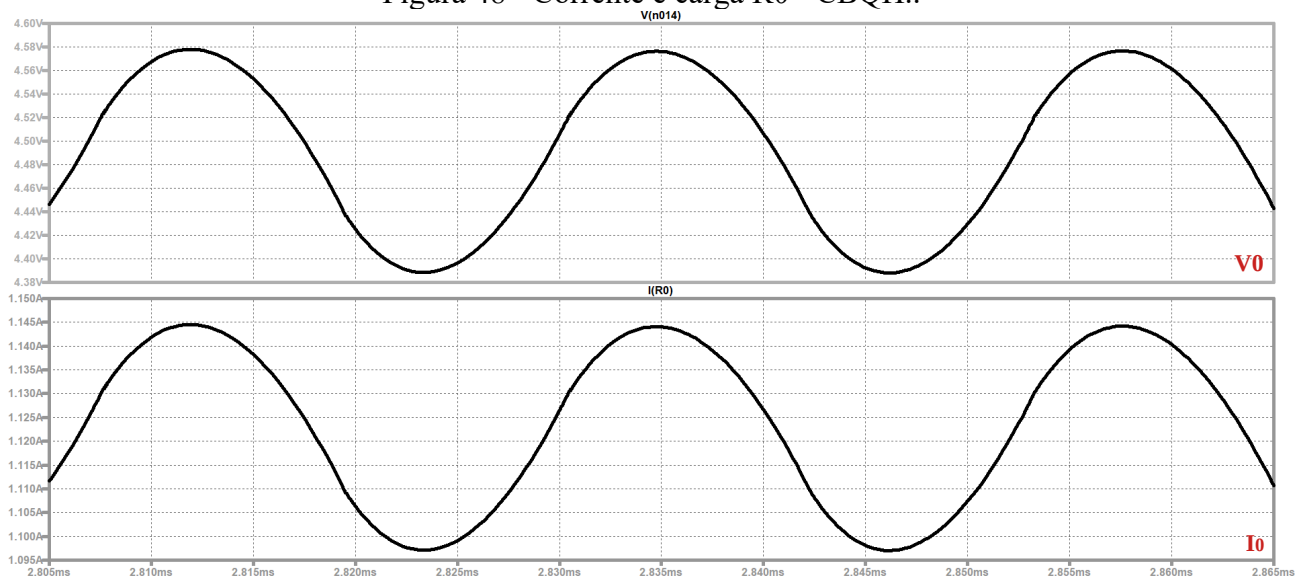


Fonte – Autor.

6.2.1.7. Carga R – simulação – CBQH

A Fig. 48 apresenta as formas de onda características da tensão e corrente de carga R_0 , sendo uma corrente média de 4,49 [A].

Figura 48 - Corrente e carga R_0 - CBQH..



Fonte – Autor.

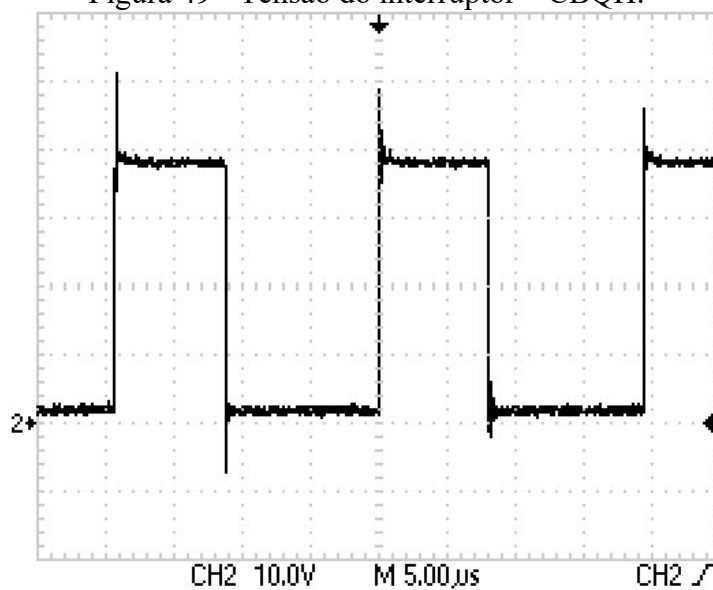
6.2.2. Resultados de experimentais – CBQH

Neste tópico é apresentado as principais formas de onda dos componentes do conversor buck quadrático feito em laboratório, conforme no apêndice A.

6.2.2.1. Interruptor S – experimental – CBQH

A Fig. 49 apresenta a tensão experimental sobre o interruptor. Observa-se uma tensão de 36 [V].

Figura 49 - Tensão do interruptor – CBQH.



Fonte – Autor.

6.2.2.2. Diodo D1 – experimental – CBQH

A Fig. 50 apresenta a tensão experimental sobre o diodo D1, observa-se uma tensão de 24 [V].

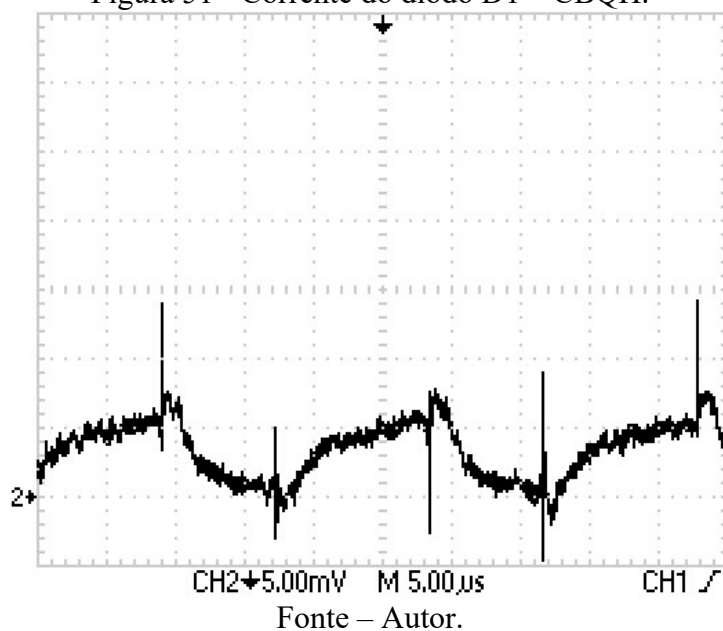
Figura 50 - Tensão do diodo D1 – CBQH.



Fonte – Autor.

A Fig. 51 apresenta a corrente experimental do diodo D1. Observa-se uma corrente média de 0,275 [A].

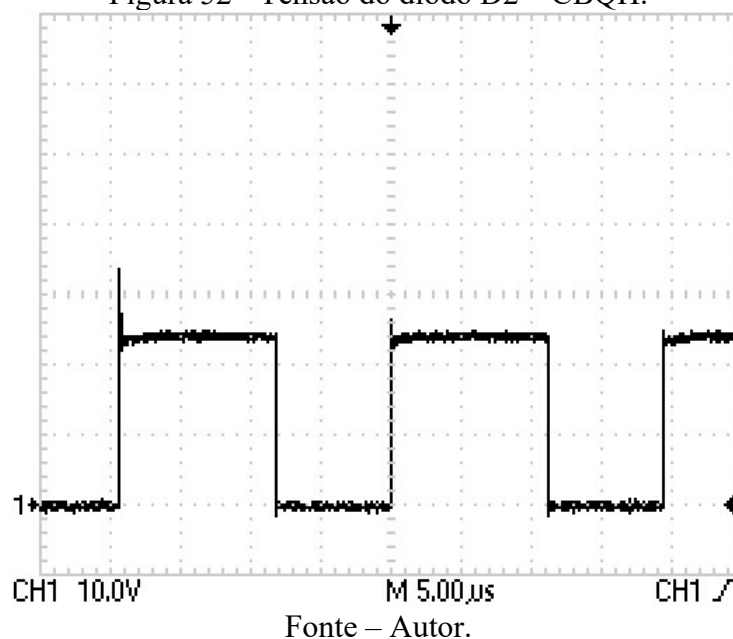
Figura 51 - Corrente do diodo D1 – CBQH.



6.2.2.3. Diodo D2 – experimental – CBQH

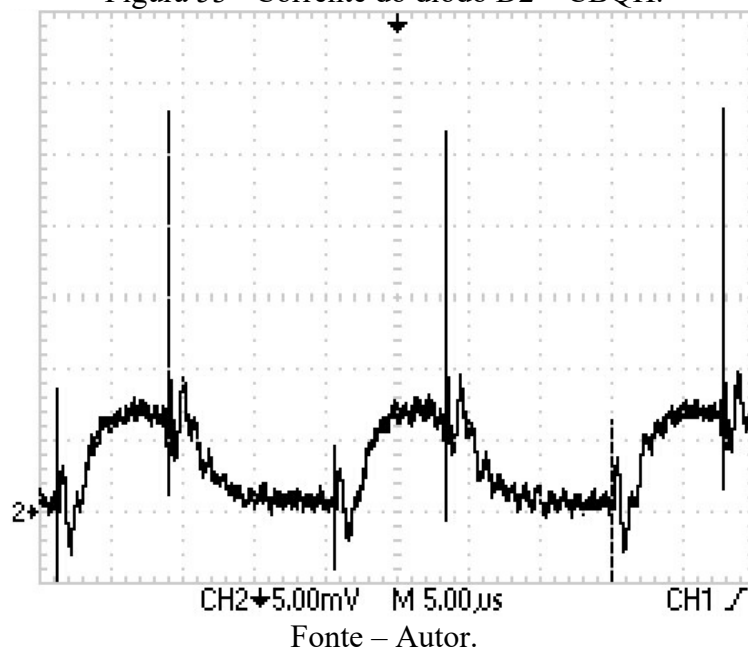
A Fig. 52 apresenta a tensão experimental sobre o diodo D2. Observa-se uma tensão de 24 [V].

Figura 52 - Tensão do diodo D2 – CBQH.



A Fig. 53 apresenta a corrente experimental do diodo D2. Observa-se uma corrente média de 0,265[A].

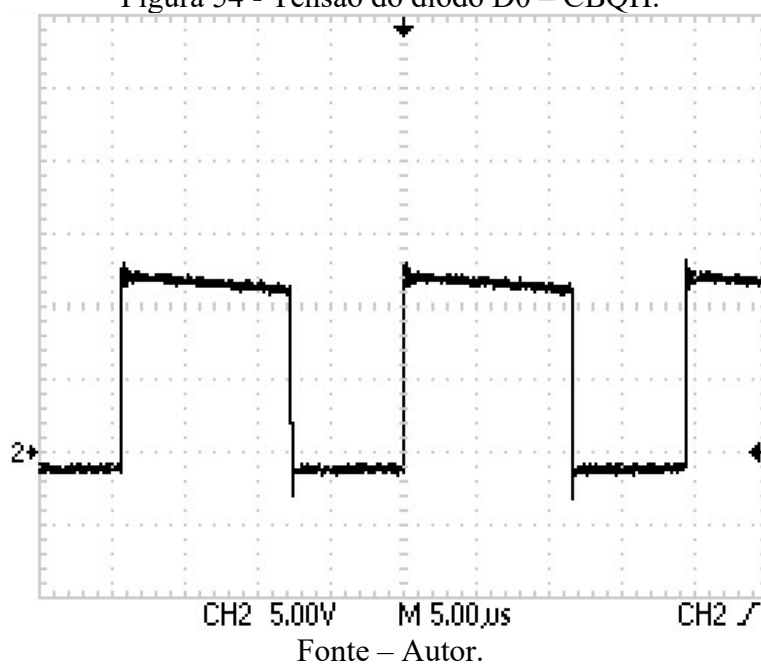
Figura 53 - Corrente do diodo D2 – CBQH.



6.2.2.4. Diodo D0 – experimental – CBQH

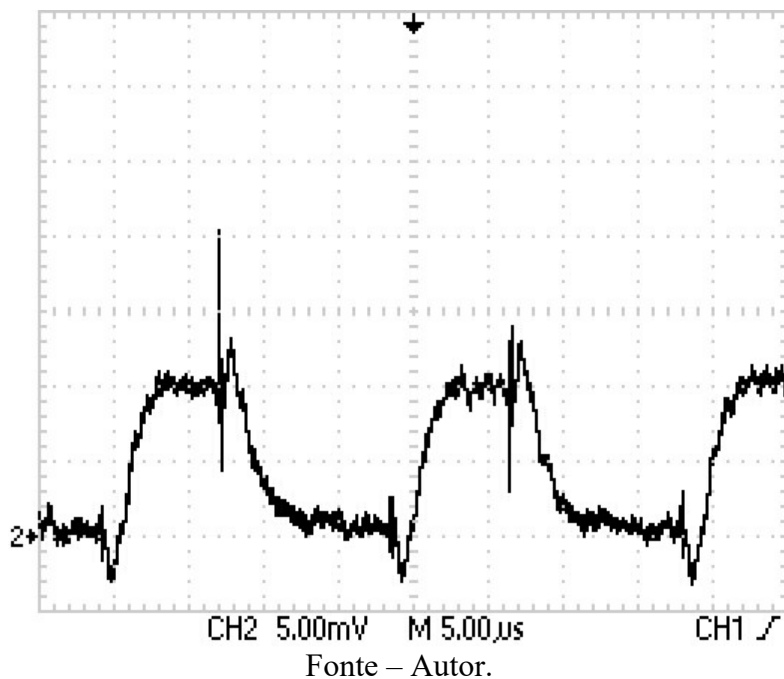
A Fig. 54 apresenta a tensão experimental sobre o diodo D0. Observa-se uma tensão de 12 [V].

Figura 54 - Tensão do diodo D0 – CBQH.



A Fig. 55 apresenta a corrente experimental do diodo D0. Observa-se uma corrente média de 0,451 [A].

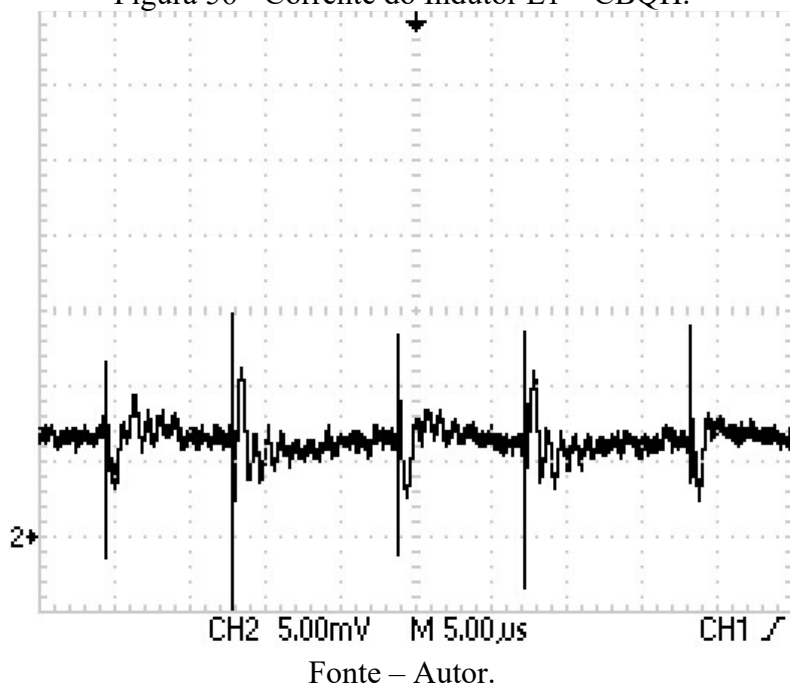
Figura 55 - Corrente do diodo D0 – CBQH.



6.2.2.5. Indutor L1 – experimental – CBQH

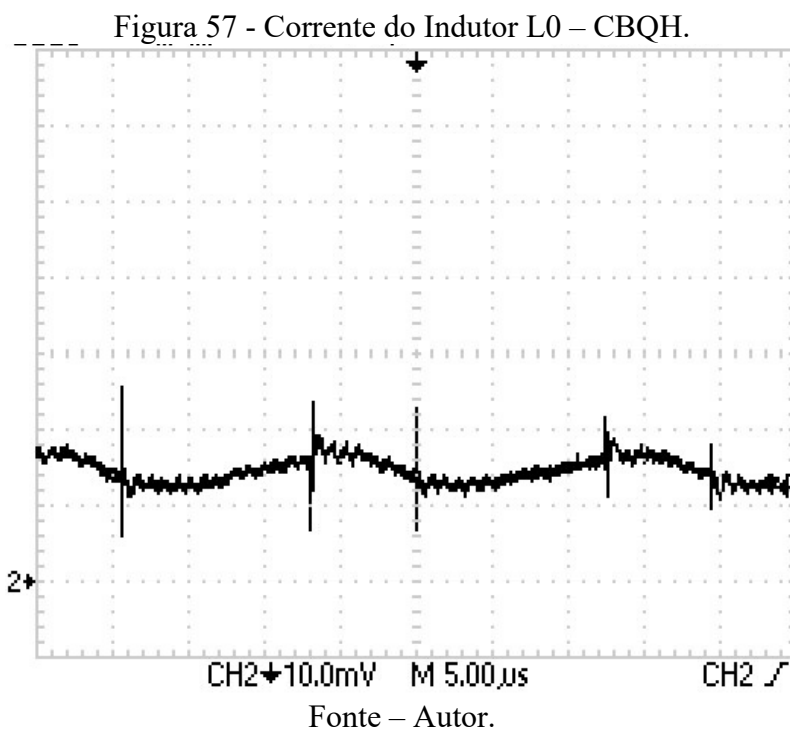
A Fig. 56 apresenta a corrente experimental sobre do indutor L1 (CH2). Observa-se uma corrente média de 0,54 [A] com uma ondulação de 0,108 [A].

Figura 56 - Corrente do Indutor L1 – CBQH.



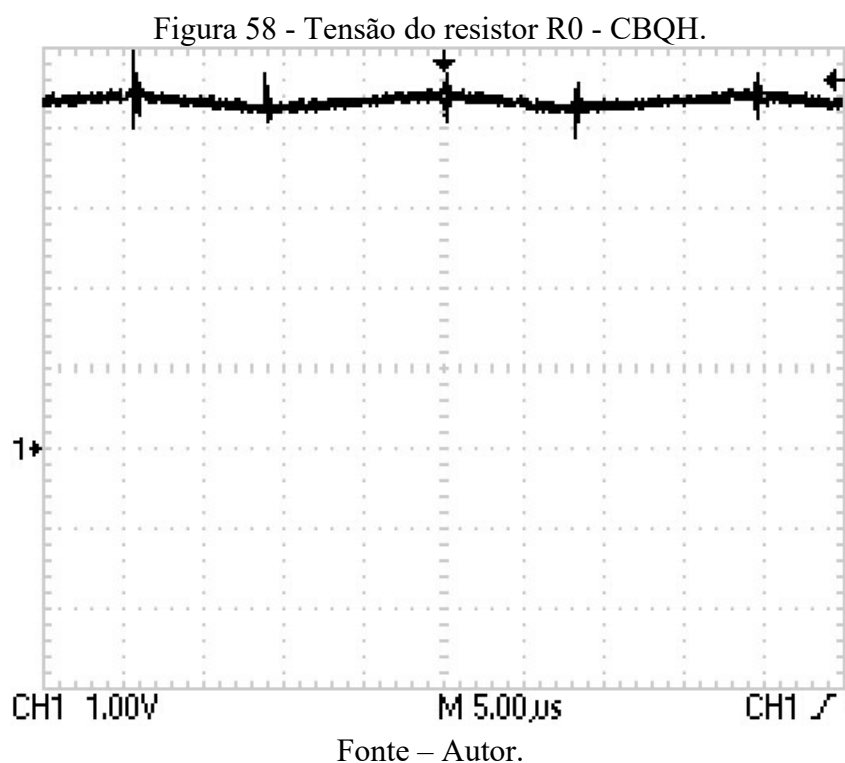
6.2.2.6. Indutor L0 – experimental – CBQH

A Fig. 57 apresenta a corrente experimental do indutor L0. Observa-se uma corrente média de 1,12 [A] com uma ondulação de 0,27 [A].



6.2.2.7. Carga R0 – experimental – CBQH

A Fig. 58 apresenta as formas de onda características da tensão e corrente de carga R0, com uma tensão média de 4,44 [V].



6.2.3. Conclusões experimentais

Os resultados experimentais obtidos são apresentados na Tabela 17.

Tabela 17 - Resumo dos resultados – CBQH.

Parâmetros	Calculado	Simulado	Experimental
Tensão S_w	42 [V]	36 [V]	36 [V]
Tensão D_1	24 [V]	24 [V]	24 [V]
Tensão V_0	5 [V]	4,49 [V]	4,44 [V]
Corrente D_1	0,23 [A]	0,27 [A]	0,276 [A]
Corrente D_2	0,23 [A]	0,276 [A]	0,265 [A]
Corrente D_0	0,42 [A]	0,47 [A]	0,451 [A]
Corrente I_{L1}	0,57 [A]	0,55 [A]	0,54 [A]
Corrente I_{L0}	0,93[A]	1,18 [A]	1,12 [A]
Ondulação ΔI_{L1}	0,132 [A]	0,133 [A]	0,108 [A]
Ondulação ΔI_{L0}	0,24 [A]	0,31 [A]	0,27 [A]
Ondulação ΔV_{C1}	330 [mV]	190 [mV]	255 [mV]
Ondulação ΔV_{C0}	125 [mV]	162 [mV]	143 [mV]

Como mostrado na tabela, os valores calculados, simulados e experimentais apresentam uma proximidade, validando a metodologia empregada para o dimensionamento do conversor quadrático híbrido.

Alguns resultados podem divergir dos valores teóricos, devido a variações nas indutâncias medidas e às perdas e ruídos presentes no protoboard durante o experimento.

7. Conclusão

Este trabalho apresentou uma rotina de cálculo para dimensionar os conversores buck quadrático e buck quadrático híbrido operando em modo de condução contínua, sem a necessidade de arbitrar valores. Sendo proposto também, uma nova metodologia para cálculo de ambos conversores quadráticos apresentados.

No capítulo 2, foram mostrados alguns conversores quadráticos implementados e analisados pela literatura de eletrônica de potência, sendo que a partir de algumas incógnitas nos equacionamento, o tema central do trabalho foi desenvolvido.

No capítulo 4, uma metodologia para determinar as ondulações de alta frequência de tensão e corrente de entrada, através dos parâmetros de saída do conversor, foi apresentada. A metodologia foi embasada em uma análise matemática das curvas características de tensão no capacitor e corrente no indutor, mostrando bons resultados para a análise de ambos conversores.

Como visto no capítulo 6, os resultados de simulação e experimental corroboram o estudo desenvolvido. Desta forma, sem precisar arbitrar valores para as ondulações de alta frequência dos componentes magnéticos do circuito, foi possível realizar a análise e confecção dos conversores buck quadrático e buck quadrático híbrido.

Por fim, a relação estabelecida entre as ondulações apresentou um resultado esperado, uma vez que o protótipo produziu e confirmou os resultados esperados. Logo, diante ao que foi exposto acima e durante todo o trabalho, pode-se concluir que o objetivo foi alcançado, ou seja, efetivamente foi estabelecido uma relação entre as ondulações de alta frequência para os conversores buck quadrático e buck quadrático híbrido.

Para continuação de trabalhos futuros propõe-se:

- Realizar uma análise da eficiência com potências maiores;
- Fazer o estudo teórico e implementação para o modo de condução descontínua e para o modo de condução crítica;
- Avaliar outras possíveis topologias de conversores, utilizando a metodologia de avaliação desenvolvida neste trabalho.

REFERÊNCIAS

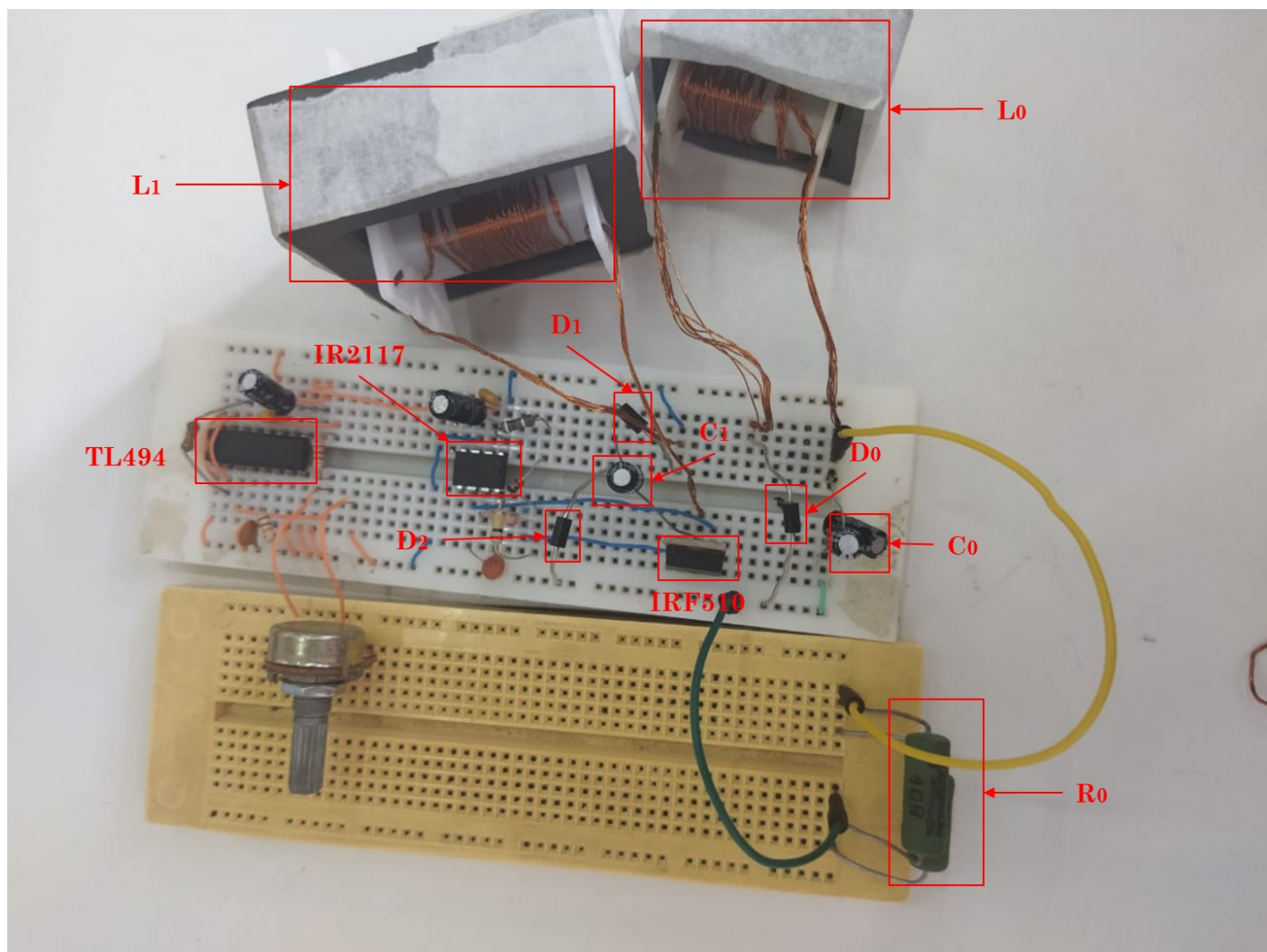
- [1] Wu, T.-F. and Yu, T.-H. and Chang, Y.-H., “Generation of power converter with graft technique” , Symposium on Electrical Power Engineering 1995, pp. 370-376.
- [2] A. Ayachit and M. K. Kazimierczuk, “Steady-state analysis of pwm quadratic buck converter in ccm,” in 2013 IEEE 56th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS), 2013, pp. 49–52.
- [3] E. Ismail, “Large step-down dc–dc converters with reduced current stress,” *Energy Conversion and Management*, vol. 50, pp. 232–239, 02 2009.
- [4] B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, “Switched-capacitor (sc)/switched inductor (sl) structures for getting hybrid step-down cuk/sepic/zeta converters,” in 2006 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2006.
- [5] D. Maksimovic and S. Cuk, "Switching converters with wide DC conversion range," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, no. 1, pp. 151-157, Jan. 1991, doi: 10.1109/63.65013.
- [6] Tofoli, F. L., Carlos, T. M. J., & Morais, A. S. (2024). Review, Properties, and Synthesis of Single-Switch Non-Isolated DC-DC Converters with a Wide Conversion Range. *Sensors*, 24(7), 2264.
- [7] LTSPICE User’s Guide, Version 2024^a, Release 24.012, Jul 2024.
- [8] B. Axelrod, Y. Berkovich and A. Ioinovici, "Switched-capacitor (SC)/switched inductor (SL) structures for getting hybrid step-down Cuk/Sepic/Zeta converters," 2006 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Kos, Greece, 2006, pp. 4 pp.-, doi: 10.1109/ISCAS.2006.1693770.
- [9] L. R. Barbosa, J. B. Vieira, L. C. de Freitas, M. S. Vilela and V. J. Farias, "A buck quadratic PWM soft-switching converter using a single active switch," *PESC Record*. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Baveno, Italy, 1996, pp. 69-75 vol.1, doi: 10.1109/PESC.1996.548561.

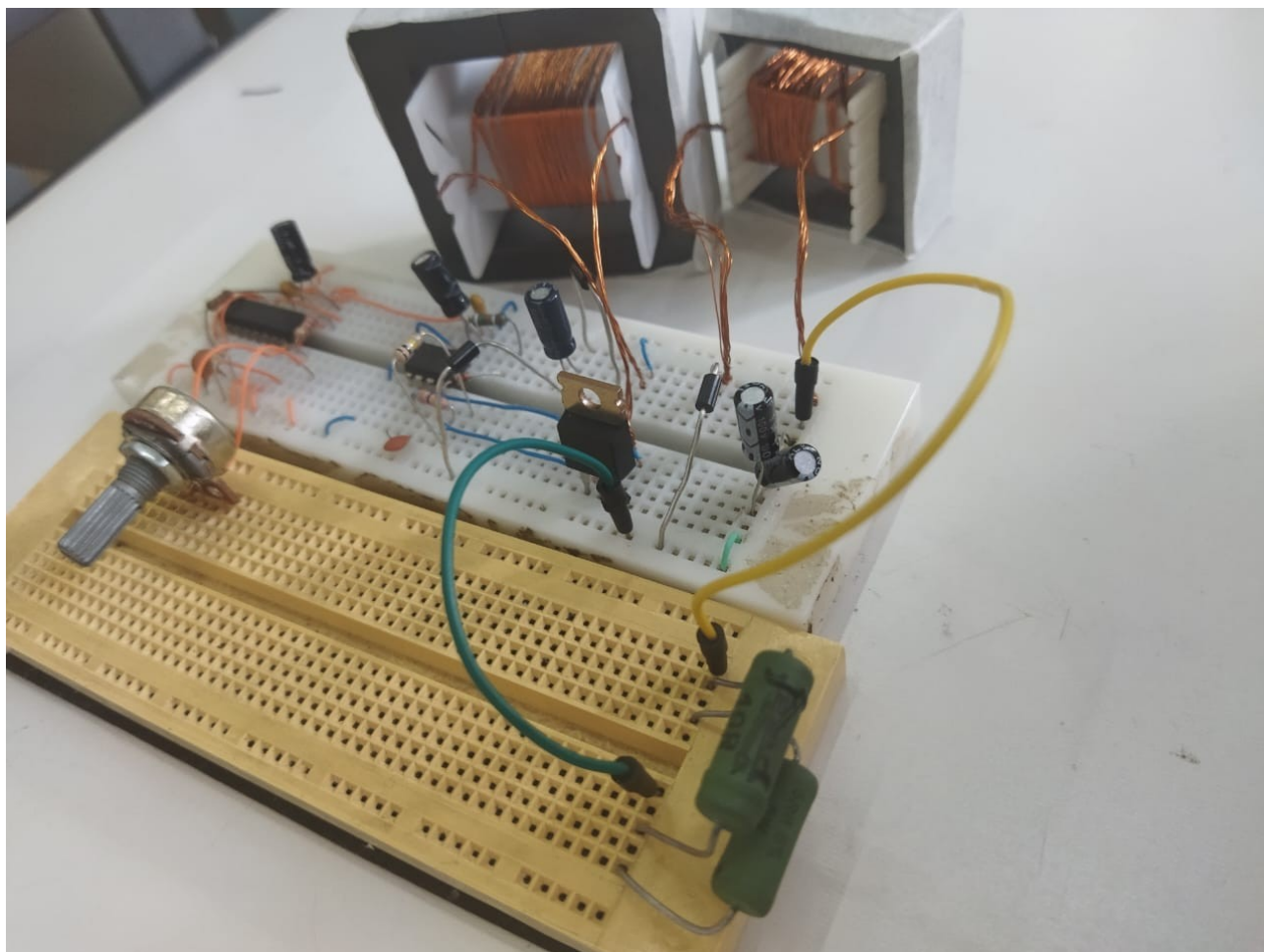
- [10] K. Karaket and C. Bunlaksananusorn, "Modeling of a quadratic buck converter," The 8th Electrical Engineering/ Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) Association of Thailand - Conference 2011, Khon Kaen, Thailand, 2011, pp. 764-767, doi: 10.1109/ECTICON.2011.5947952.
- [11] "Design and Development of High Frequency Inverter for Wireless Power Transfer Application", B. Phaneendra Babu, V. Karthik, Mohammed Musharraf, Ahmed Hussein Alkhayyat, Deepika Dua, E3S Web Conf. 391 01187 (2023), DOI: 10.1051/e3sconf/20233910118
- [12] D. Maksimović and S. Cuk, "General properties and synthesis of PWM dc-to-dc converters," in IEEE Power Electronics Specialists Conf Rec., 1989, pp. 515-525.
- [13] B. J. Baliga, "Modern Power Devices", New York: Wiley, 1987.
- [14] SWITCHMODE Power Supplies, Reference Manual and Design Guide, ON Semiconductor. Available at: <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/SMPSRM-D.PDF>
- [15] POMILIO, J. A. "Topologias Básicas de Conversores CC-CC". [online]. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/it744/cap3.pdf>>.
- [16] Caio Moraes, "Análise do conversor buck em condução descontínua", Eletrônica de potência, 2018. Disponível em: <<https://eletronicadepotencia.com/analise-do-conversor-buck-em-conducao-descontinua/>>.
- [17] Frank De Stasi & Mathem Jacob, "Magnetic Buck Converters for Portable Applications", National Semiconductor.

Apêndice A

Nesse apêndice, são apresentados os conversores buck quadrático e buck quadrático híbrido.

Conversor buck quadrático.





Conversor buck cuadrático híbrido.