



Universidade Federal
de Campina Grande

Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

Alyne Kelly Gregório de Araújo

Estudo e Dimensionamento de Conversores CC-CC Síncronos

Campina Grande, Paraíba
Setembro de 2017

Alyne Kelly Gregório de Araújo

Estudo e Dimensionamento de Conversores CC-CC Síncronos

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à
Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica
da Universidade Federal de Campina Grande
como parte dos requisitos necessários para a
obtenção do grau de Bacharel em Ciências no
Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração : Processamento de Energia

Orientador: Prof. Dr. Montiê Alves Vitorino

Campina Grande, Paraíba

Setembro de 2017

Alyne Kelly Gregório de Araújo

Estudo e Dimensionamento de Conversores CC-CC Síncronos

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Bacharel em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração : Processamento de Energia

Aprovado em: 06 de setembro de 2017

Prof. Dr. Talvanes Meneses Oliveira
Avaliador, UFCG

Prof. Dr. Montiê Alves Vitorino
Orientador, UFCG

Campina Grande, Paraíba
Setembro de 2017

*Dedico esse trabalho a mamãe e ao papai
com muito amor e todo meu respeito.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço em primeiro lugar aos meus pais, Ana Lúcia e João Batista, por estarem comigo em todos os momentos desta minha longa jornada acadêmica, sempre tentando dá o melhor possível, mesmo nas situações mais difíceis.

As minhas irmãs, Gisele Gregório e Ana Beatriz, por todo tempo vivido juntas.

Ao meu namorado, Thorben Schobre por toda sua paciência e compreensão nesses anos em que estamos juntos.

Aos meus amigos da graduação que dividiram momentos alegres e complicados, Ailton Dultra, Laysa Lúcia, Matheus Sarmiento, Rafael Domingos, Felipe Gomes, Ruan Carlos, Luciano Alves, Gustavo Enesto, Tulio Araújo e Emanuelle Brasil. E em muito especial a Sarah Albuquerque e Elton Brasil por todo o tempo que sempre tiveram para me escutar e sempre estarem presentes.

Aos meus amigos de Esperança que todos os dias sentamos juntos a mesa para tomar café e conversar. Em especial a Dany Guedes com quem compartilhei segredos e momentos alegres.

As melhores amigas de intercâmbio na Tennessee Tech, Ana Paula e Jaqueline Botelho, por todos os momentos que passamos juntas na nossa aventura nos EUA.

Aos professores Montiê Vitorino, por ter aceitado ser meu orientador nesse trabalho, José Gutembergue, por ser um exemplo de profissional a ser seguindo e que foi minha inspiração na escolha da ênfase de eletrônica, Bruno Albert, por toda sua atenção quando cursava suas disciplinas, Luciana Veloso, por todos os seus ensinamentos e a Saulo Dornelas, por todo tempo dedicado como professor, orientador e amigo.

Agradeço também aos coordenadores do curso, Damásio Fernandes e Mario Araújo, e aos funcionários do departamento, Adail Ferreira e Tchaikowsky Oliveira, que auxiliaram imensamente em todas as questões burocráticas da faculdade e sempre tiveram tempo para escutar.

*“Não vim até aqui pra desistir agora,
entendo você se quiser ir embora.
(...) falando assim, parece exagero,
mas se depender de mim eu vou até o fim.”
(Até o fim - Humberto Gessinger).*

RESUMO

Existe um crescente interesse em conversores CC-CC bidirecionais para sistemas de armazenamento de energia. Onde esses conversores são potencialmente usados em diversas aplicações de carga e descarga em sistemas. Tytelmaier, K. e Husev et al, 2016, que foi a principal referencia utilizada para esse trabalho, apresenta uma revisão sobre os conversores CC-CC bidirecionais não isolados para sistemas de armazenamento de energia. Este trabalho teve como principal objetivo o estudo e projeto de algumas topologias de conversores CC-CC bidirecionais apresentadas na literatura escolhida e verificar o funcionamento dos conversores experimentalmente. Entre as topologias apresentadas no artigo base, foram escolhidas quatro topologias para realização deste trabalho, sendo, as topologias escolhidas aqui, os conversores *buck/boost*, *buck-boost/buck-boost*, *cuk/cuk* e *SEPIC/Zeta*.

Palavras-chave: conversor CC-CC, conversor bidirecional, conversor não isolado.

ABSTRACT

There is increasing interest in bidirectional dc-dc converter to interface batteries with energy sources and loads. These converters are potentially used in charging and discharging applications. Tytelmaier, K. e Husev et al, 2016, that was the main reference used in this work, which presents a review of non-isolated bidirectional dc-dc converters for energy storage systems. This work has as principal aim the study and design of bidirectional dc-dc converter topologies which are presented in literature choose and verify the functionality of the converters experimentally. From the topologies presented in the article four topologies are choose to be realized in this study, this topologies are buck/boost, buck-boost/buck-boost, *çuk/çuk* e SEPIC/Zeta.

Keywords: DC-DC converter, bidirectional converter, non-isolated.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Sistema de energia de célula de combustível híbrido.	18
Figura 2 – Fluxograma do fluxo de energia para sistema de célula de combustível híbrido.	19
Figura 3 – Conversor bidirecional em um sistema de energia renovável.	20
Figura 4 – Conversor CC-CC <i>buck</i>	23
Figura 5 – Forma de onda do conversor <i>buck</i>	24
Figura 6 – Conversor CC-CC <i>boost</i>	24
Figura 7 – Forma de onda do conversor <i>boost</i>	25
Figura 8 – Conversor CC-CC <i>buck-boost</i>	25
Figura 9 – Forma de onda do conversor <i>buck-boost</i>	26
Figura 10 – Conversor CC-CC $\hat{C}uk$	26
Figura 11 – Forma de onda do conversor $\hat{c}uk$	27
Figura 12 – Conversor CC-CC <i>SEPIC</i>	27
Figura 13 – Forma de onda do conversor <i>SEPIC</i>	28
Figura 14 – Conversor CC-CC <i>ZETA</i>	29
Figura 15 – Conversor CC-CC <i>Buck/Boost</i> Bidirecional.	30
Figura 16 – Conversor CC-CC <i>Buck-Boost/Buck-Boost</i> Bidirecional.	30
Figura 17 – Conversor CC-CC $\hat{C}uk/\hat{C}uk$ Bidirecional.	31
Figura 18 – Conversor CC-CC <i>SEPIC/Zeta</i> Bidirecional.	31
Figura 19 – Conversor CC-CC <i>Buck/Boost</i> : (a) T_1 fechado e T_2 aberto; (b) T_2 fechado e T_1 aberto.	40
Figura 20 – Conversor CC-CC <i>buck-boost/buck-boost</i> : (a) T_1 fechado e T_2 aberto; (b) T_2 fechado e T_1 aberto.	42
Figura 21 – Conversor CC-CC $\hat{C}uk/\hat{C}uk$: (a) T_1 fechado e T_2 aberto; (b) T_2 fechado e T_1 aberto.	44
Figura 22 – Conversor CC-CC <i>SEPIC/Zeta</i> : (a) T_1 fechado e T_2 aberto; (b) T_2 fechado e T_1 aberto.	46
Figura 23 – Diagrama de bloco e forma de onda para PWM.	50
Figura 24 – (a) Diagrama de bloco e (b) forma de onda para PWM no PSIM.	51
Figura 25 – Simulação conversor <i>buck/boost</i> e formas de onda para o modo <i>buck</i> e <i>boost</i>	51
Figura 26 – Simulação conversor <i>buck-boost/buck-boost</i> e formas de onda para o modo <i>buck</i> e <i>boost</i>	52
Figura 27 – Simulação conversor <i>cuk/cuk</i> e formas de onda para o modo <i>buck</i> e <i>boost</i>	52

Figura 28 – Simulação conversor <i>SEPIC/Zeta</i> e formas de onda para o modo <i>buck</i> e <i>boost</i>	53
Figura 29 – Placa base.	53
Figura 30 – Placa e resultado experimental para conversor <i>buck/boost</i> (a) $V_{in} = 48V$ e $V_{out} = 12V$ (b) $V_{in} = 12V$ e $V_{out} = 48$	54
Figura 31 – Placa e resultado experimental para conversor <i>buck-boost/buck-boost</i> (a) $V_{in} = 48V$ e $V_{out} = -12V$ (b) $V_{in} = -12V$ e $V_{out} = 48V$	55
Figura 32 – Placas dos conversores (a) conversor <i>çuk/çuk</i> e (b) conversor <i>SEPIC/Zeta</i>	55
Figura 33 – Esquemático da placa base.	61
Figura 34 – Esquemático das placas para os conversores (a) conversor <i>buck/boost</i> , (b) conversor <i>buck-boost/buck-boost</i> , (c) conversor <i>çuk/çuk</i> e (d) conversor <i>SEPIC/Zeta</i>	62
Figura 35 – Visualização 3D (a) placa base, (b) conversor <i>buck/boost</i> , (c) conversor <i>buck-boost/buck-boost</i> , (d) conversor <i>çuk/çuk</i> e (e) conversor <i>SEPIC/Zeta</i>	63

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Especificações de gerais do projeto	33
Tabela 2 – Parâmetros do MOSFET	34
Tabela 3 – Parâmetros dimensionados para conversor <i>buck/boost</i>	35
Tabela 4 – Parâmetros dimensionados para conversor <i>buck-boost/buck-boost</i>	35
Tabela 5 – Parâmetros dimensionados para conversor <i>Cuk/Cuk</i>	36
Tabela 6 – Parâmetros dimensionados para conversor <i>SEPIC/Zeta</i>	37
Tabela 7 – Análise dos valores teóricos	48
Tabela 8 – Componentes utilizados no projeto	60

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

BDC	Conversor Bidirecional
C	Capacitor
CC-CC	Corrente Contínua - Corrente Contínua
E_t	Energia total
ESR	<i>Equivalent Serie Resistance</i> - Resistência Equivalente em Série
f_{ch}	Frequência de chaveamento
IGBT	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i> - Transistor Bipolar de Porta Isolada
i_C	Corrente no capacitor
i_L	Corrente no indutor
i_{out}	Corrente na saída
i_{DSrms}	Corrente RMS dreno-fonte
i_{Lrms}	Corrente RMS no indutor
i_{Crms}	Corrente RMS no capacitor
L	Indutor
LEIAM	Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas
MCC	Modo de Condução Contínua
MDC	Modo de Condução Descontínua
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> - Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor
PCI	<i>Printed Circuit Board</i> - Placa de Circuito Impresso
P_C	Perdas no capacitor
P_L	Perdas no indutor
P_{mosfet}	Perdas no MOSFET
P_{cond}	Perdas por condução

P_{ch}	Perdas por chaveamento
P_{totais}	Perdas totais
P_{in}	Potência de entrada
P_{out}	Potência de saída
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> - Modulação por Largura de Pulso
R	Resistor de carga
$R_{DS(on)}$	Resistência dreno-fonte do MOSFET
T_1	MOSFET 1
T_2	MOSFET 2
T_{ch}	Período de chaveamento
t_{on}	Período de tempo desligado - chave aberta
t_{off}	Período de tempo ligado - chave fechada
t_r	Tempo de subida
t_f	Tempo de descida
UDC	Conversor Unidirecional
V_{DS}	Tensão dreno-fonte
V_{in}	Tensão de entrada
V_{out}	Tensão de saída
v_L	Tensão no indutor

LISTA DE SÍMBOLOS

A	Ampère
F	Faraday
H	Henry
Hz	Hertz
μ	Micro
m	Mili
Ω	Omega
V	Volt
W	Watt

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	Motivação	17
1.2	Objetivos	20
1.3	Organização do Trabalho	21
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	22
2.1	Conversores CC-CC Básicos	22
2.1.1	Conversor <i>Buck</i>	23
2.1.2	Conversor <i>Boost</i>	23
2.1.3	Conversor <i>Buck-Boost</i>	24
2.1.4	Conversor <i>Çuk</i>	25
2.1.5	Conversor <i>SEPIC</i>	26
2.1.6	Conversor <i>ZETA</i>	28
2.2	Conversores Bidirecionais	29
2.2.1	Conversor <i>Buck/Boost</i>	29
2.2.2	Conversor <i>Buck-Boost/Buck-Boost</i>	30
2.2.3	Conversor <i>Çuk/Çuk</i>	30
2.2.4	Conversor <i>SEPIC/Zeta</i>	31
3	PROJETO DOS CONVERSORES	32
3.1	Escolha do MOSFET	33
3.2	Projeto do Conversor <i>Buck/Boost</i>	34
3.3	Projeto do Conversor <i>Buck-Boost/Buck-Boost</i>	35
3.4	Projeto do Conversor <i>Çuk/Çuk</i>	36
3.5	Projeto do Conversor <i>SEPIC/Zeta</i>	36
4	MODELO DE ESPAÇO DE ESTADOS	38
4.1	Conversor <i>Buck/Boost</i>	39
4.2	Conversor <i>Buck-Boost/Buck-Boost</i>	41
4.3	Conversor <i>Çuk/Çuk</i>	43
4.4	Conversor <i>SEPIC/Zeta</i>	45
5	ANÁLISE DOS RESULTADOS	48
5.1	Resultados por Análise dos Cálculos	48
5.2	Resultados por Análise de Simulação	50
5.3	Resultados por Análise de Medição	53

6	CONCLUSÃO	56
	REFERÊNCIAS	57
	ANEXOS	59
	ANEXO A – ESPECIFICAÇÃO DOS COMPONENTES	60
	ANEXO B – CONSTRUÇÃO DA PCI	61

1 INTRODUÇÃO

Fontes de energia elétrica para indústria, agricultura ou uso civil diferem em seus propósitos, aparelhos e tipos de sistemas fornecidos. Sistemas de geração independentes, fontes baseadas em energia solar e eólica, são comumente usados para fornecer energia elétrica para fins em quase todas as aplicações. Quase todos os sistemas fazem uso de ultracapacitores ou baterias para operação estável em todas as condições e requisitos possíveis (TYTELMAIER K. E HUSEV, 2016).

Pelas razões citadas, vem crescendo a necessidade do uso de sistemas com a habilidade de transmissão de energia bidirecional, onde os conversores CC-CC bidirecionais vem sendo utilizados para tal finalidade. Os mesmos são opções para muitas aplicações, tais como dispositivos portáteis, fontes de alimentação interrupta, sistemas de energia de espaçonaves, veículos elétricos, células de combustível e sistemas de energias renováveis. Além disso, esses conversores podem ser usados em equipamentos industriais (TYTELMAIER K. E HUSEV, 2016).

Os conversores CC-CC bidirecionais são conversores que possuem a capacidade de transmissão de energia bidirecional, ou seja, a corrente poderá fluir em ambas as direções. As topologias para os conversores CC-CC bidirecionais derivam das topologias dos conversores CC-CC básicos (ou conversores unidirecionais). A diferença entre as topologias encontra-se na troca do diodo dos conversores básicos por um semicondutor de potência, como MOSFET ou IGBT (RASHID, 1999).

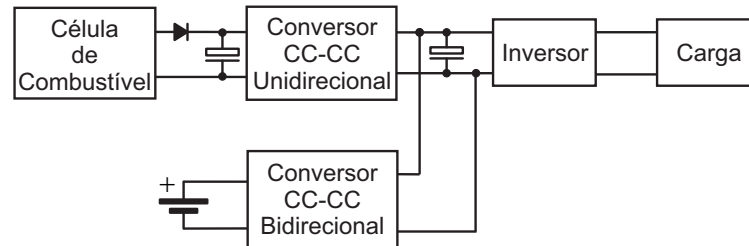
Podendo ser também do tipo isolado e não isolado. A isolamento é requerida quando se necessita de uma taxa de trabalho. Mas, para aprimorar a eficiência, o tamanho, o peso e os custos, os conversores não isolados tornaram-se uma alternativa mais atrativa. Por exemplo, em aplicação em sistemas de energia de alta potência ou espaciais, onde o peso e o tamanho são fatores importantes a serem considerados, conversores sem transformadores são preferíveis (TYTELMAIER K. E HUSEV, 2016).

1.1 Motivação

Conversores CC-CC bidirecionais são potencialmente usados em diversas aplicações de carga e descarga como em sistemas de potência fotovoltaicos, automotivos e aeroespacial (CAI et al., 2010). Um exemplo de aplicação onde os conversores bidirecionais vem sendo vastamente utilizados é em sistemas de energia de célula de combustível híbrido. Jin et al. (2009) apresentaram um artigo propondo uma estratégia de controle de gerenciamento de energia para sistemas de células de combustível de partida a frio.

Células de combustíveis são fontes de energia atrativa por serem fontes limpas, de alta eficiência e confiáveis. Elas vem sendo empregadas em várias aplicações com distribuição e geração de sistemas de energia e de veículos elétricos. Na Fig. 1 é ilustrado um esquema de um sistema de energia de célula de combustível híbrido (JIN et al., 2009).

Figura 1 – Sistema de energia de célula de combustível híbrido.



Fonte: Jin et al. (2009), alterado pela autora.

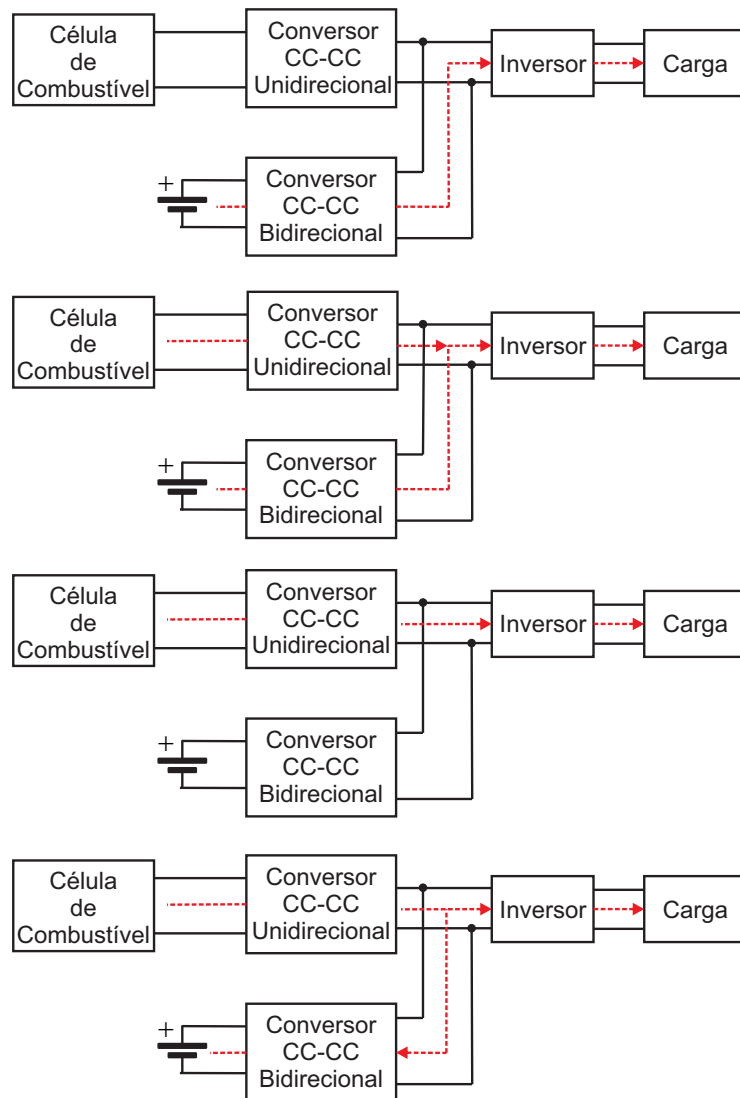
Se a bateria ou o ultracapacitor for conectado diretamente em paralelo com o barramento CC, a carga e descarga da corrente da fonte de energia secundária não podem ser controladas. Quando a carga muda significativamente, essa corrente pode destruir a bateria ou o ultracapacitor que está conectado ao barramento. Assim, é utilizado um conversor bidirecional (BDC) entre o barramento CC e a bateria ou o ultracapacitor para o controle da corrente de carga e descarga (JIN et al., 2009).

O sistema de energia de célula combustível híbrido consiste em uma célula de combustível, um conversor unidirecional isolado (UDC), um BDC, um inversor e uma bateria. A célula de combustível e bateria são conectadas ao mesmo barramento através de um UDC e BDC, respectivamente. O BDC é empregado para limitar a corrente de carga e descarga na bateria. Quando a mesma está no modo de carregamento, a corrente flui do barramento CC para a bateria e o conversor bidirecional opera no modo *buck*. Já quando a bateria está descarregando, a corrente irá fluir dela para o barramento CC, e assim o BDC opera no modo *boost*. Nesse sistema existe duas fontes de energia, a célula de combustível que é a fonte de energia principal e uma bateria como fonte auxiliar. O fluxo de energia do sistema deve assegurar que todo o conjunto opere com alta eficiência e confiabilidade (JIN et al., 2009).

O conversor buck/boost é um exemplo de conversor amplamente utilizado em sistemas de células de combustíveis por apresentarem estrutura simplificada e de fácil controle (JIN et al., 2009). Na Fig. 2 é ilustrado um fluxograma do fluxo de energia durante o funcionamento do sistema.

1. Estágio 0: Inicialmente, a temperatura da célula de combustível é baixa, de modo que a mesma não pode alimentar a carga durante este período inicial. O conversor

Figura 2 – Fluxograma do fluxo de energia para sistema de célula de combustível híbrido.



Fonte: Jin et al. (2009), alterado pela autora.

unidirecional não funciona e a bateria alimenta a carga de forma independente. O conversor bidirecional opera no modo *boost*.

- Estágio 1: A tensão CC do barramento alcança a tensão constante do conversor bidirecional que está funcionando no modo *boost*. A célula de combustível ainda opera no estágio inicial, não podendo alimentar a carga.
- Estágio 2: A célula de combustível completa seu estágio inicial e está pronta para prover energia para a carga. A energia de saída da célula de combustível cresce durante esse estágio, sendo controlado pelo conversor unidirecional. A célula e a bateria alimentam a carga simultaneamente.
- Estágio 3: Quando a temperatura alcança seu valor desejado, a célula de combustível

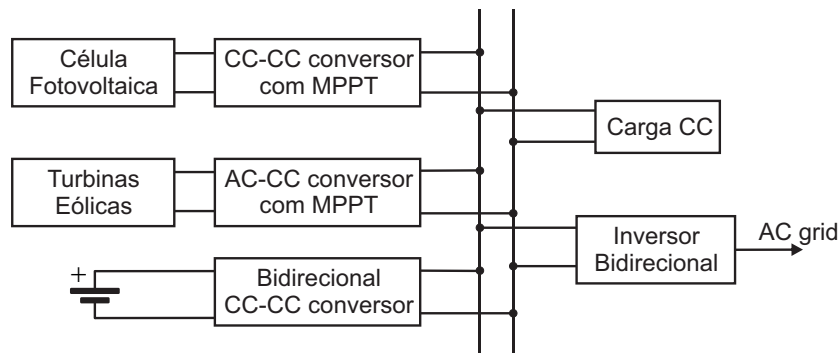
pode alimentar a carga normalmente. A bateria deixa de alimentar a carga e sair do sistema. Nesse estágio apenas a célula de combustível alimenta a carga.

- Estágio 4: O conversor unidirecional atinge o ponto de tensão constante. O conversor bidirecional funciona no modo *buck* com uma tensão constante e carrega a bateria.

Recentemente, fontes de energias renováveis, tal como solar e eólica, vem sendo amplamente exploradas no desenvolvimento de sistemas de energias renováveis. Porém, as flutuações da geração de energia devido a mudanças nas condições climáticas e necessidades maciças ocasionais da energia de saída torna as fontes de energia renováveis incapazes para operação autônoma como a única fonte de energia (TYTELMAIER K. E HUSEV, 2016).

Uma solução para este problema é o uso de dispositivos para armazenamento de energia em conjunto com uma fonte renovável a fim de compensar essa variação e obter um fluxo de energia estável e suave para a carga. Os dispositivos de armazenamento de energia mais aplicáveis e econômicos na faixa de potência média são íons de lítio ou outros tipos de baterias e super-capacitores. Um sistema de energia renovável com BDC é apresentado na Fig.3. Os BDCs mantêm uma tensão de barramento de carga estável e fazem uso completo da matriz solar, turbina de vento, célula de combustível e bateria de armazenamento em todos os modos de operação (TYTELMAIER K. E HUSEV, 2016).

Figura 3 – Conversor bidirecional em um sistema de energia renovável.



Fonte: Tytelmaier K. e Husev (2016), alterado pela autora.

1.2 Objetivos

O objetivo geral deste trabalho é estudar os conversores CC-CC bidirecionais nas topologias *buck/boost*, *buck-boost/buck-boost*, *cuk/cuk* e *SEPIC/Zeta*. Após a realização das simulações utilizando o PSIM, realizar a montagem e verificar experimentalmente o funcionamento dos conversores propostos em estudo. Portanto, têm-se os seguintes objetivos específicos:

- Apresentar os conversores;
- Realizar o dimensionamento dos componentes para as topologias escolhidas;
- Simular por uso do programa PSIM para verificar o funcionamento dos conversores;
- Realizar montagens experimentais para verificação real dos conversores;
- Realizar uma análise comparativa entre os conversores.

1.3 Organização do Trabalho

Este trabalho está dividido em 6 capítulos e estão organizados da seguinte forma:

- Capítulo 1 - Introdução ao tema escolhido e motivação para que se justifique a escolha do tema;
- Capítulo 2 - Fundamentação teórica que embasaram a construção do trabalho;
- Capítulo 3 - Descrição do projeto realizado;
- Capítulo 4 - Uma breve apresentação do estudo de variáveis de estado para pequenos sinais para os conversores projetados no capítulo anterior;
- Capítulo 5 - A análise dos resultados é apresentada;
- Capítulo 6 - Para finalizar o trabalho, é realizada as conclusões finais do projeto;
- Nos anexos, podem ser encontrado informações sobre a especificação dos componentes e da confecção da placa de circuito impresso realizadas nesse trabalho.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Será apresentado nesse capítulo uma breve descrição dos conversores CC-CC unidirecionais que servirão de base para o estudo dos conversores bidirecionais. Posteriormente, serão apresentados os conversores bidirecionais, explicando o funcionamento dos mesmos. Os conversores básicos aqui comentados são: *buck*, *boost*, *buck-boost*, *cuk*, SEPIC e Zeta. Já os conversores bidirecionais citados serão: *buck/boost*, *buck-boost/buck-boost*, *cuk/cuk* e *SEPIC/Zeta*.

Uma importante observação a ser feita é que toda análise apresentada nesse trabalho irá considerar o modo de condução contínua (MCC). Nesse modo, a corrente no indutor permanece positiva ($i_L > 0$) durante todo o período de chaveamento (HART, 2012).

2.1 Conversores CC-CC Básicos

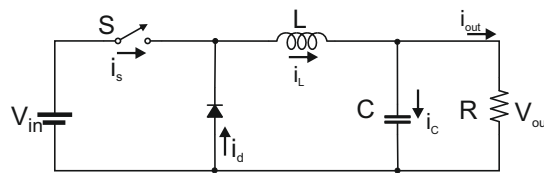
Os conversores CC-CC básicos ou unidirecionais são circuitos eletrônicos que convertem uma tensão ou corrente CC, para diferentes níveis de tensão ou corrente CC fornecendo sempre uma saída regulada (HART, 2012). Esses conversores são compostos por dispositivos semicondutores de potência, operando como interruptores, e por elementos passivos ligados de tal forma que possibilite o controle do fluxo de potência entre a fonte de entrada e a carga. Os conversores CC-CC são amplamente usados em fontes de alimentação CC com modo de chaveamento regulados, e também usados com isolamento elétrica por meio de um transformador em diversas aplicações (MOHAN, 1995). As funções de um conversor CC-CC são (RASHID, 1999):

- converter uma tensão de entrada CC em uma tensão de saída CC;
- regular a tensão de saída CC contra as variações de carga e rede;
- reduzir a ondulação da tensão de saída CC abaixo dos níveis requeridos;
- promover isolamento entre a entrada e a carga, sendo que essa isolamento nem sempre é requerida;
- proteger a fonte de entrada de interferência eletromagnética (EMI);
- satisfazer vários padrões internacionais e nacionais para conversão de energia.

2.1.1 Conversor *Buck*

O conversor *buck* também chamado de conversor abaixador, e como o nome surge, esse conversor produz uma tensão na saída menor que a tensão na entrada. O conversor *buck* pode ser aplicado, por exemplo, em reguladores de fontes de tensão e controladores de velocidade de motores CC (MOHAN, 1995). A Fig. 4 ilustra a topologia do conversor *buck*.

Figura 4 – Conversor CC-CC *buck*.



Fonte: Rashid (1999), alterado pela autora.

Para analisar o funcionamento do conversor *buck* deve se examinar a tensão no capacitor e a corrente do indutor para o caso de chave aberta e fechada. A chave estará fechada em um período de tempo determinando t_{on} . Nesse período de tempo, o diodo é polarizado reversamente e a chave conduz a corrente no indutor. Quando a chave é aberta, no tempo t_{off} , o diodo é polarizado diretamente e passa a conduzir a corrente no indutor. Durante o período de condução t_{on} a corrente no indutor aumenta linearmente e a sua derivada é uma constante positiva. Já para o período t_{off} , a derivada da corrente no indutor é negativa e a corrente diminui linearmente (HART, 2012).

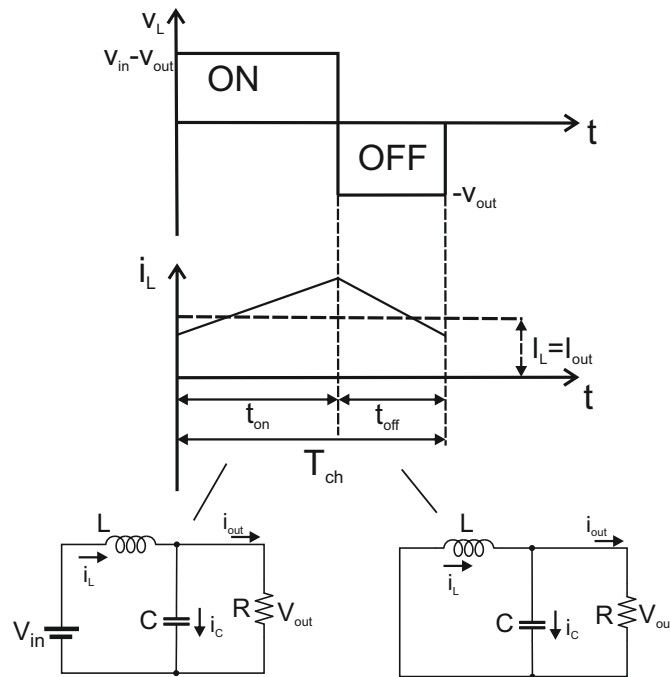
A Fig 5 ilustra a forma de onda para o modo de condução contínua do conversor *buck*, e os circuitos equivalentes para quando a chave está fechada e aberta. Onde T_{ch} é o período de chaveamento, sendo $T_{ch} = t_{on} + t_{off}$.

2.1.2 Conversor *Boost*

O conversor *boost* é um circuito que produz uma tensão na saída maior que na entrada. Por esse motivo, esse conversor também é chamado de conversor elevador. O conversor *boost* pode ser aplicado, por exemplo, em reguladores de fontes de tensão e correção do fator de potência (MOHAN, 1995). A Fig. 6 ilustra a topologia do conversor *boost*.

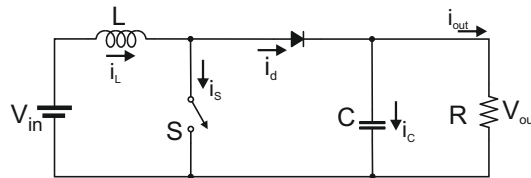
O diodo encontra-se reversamente polarizado quando a chave está fechada, t_{on} . Nessa situação pode se observar que a saída do conversor está isolada e fonte de entrada provem a energia ao indutor. Quando a chave está aberta, t_{off} , o diodo passa a esta diretamente polarizado e a saída recebe energia tanto do indutor como da fonte de entrada (MOHAN,

Figura 5 – Forma de onda do conversor *buck*.



Fonte: Mohan (1995), alterado peao autora.

Figura 6 – Conversor CC-CC *boost*.



Fonte: Rashid (1999), alterado pela autora.

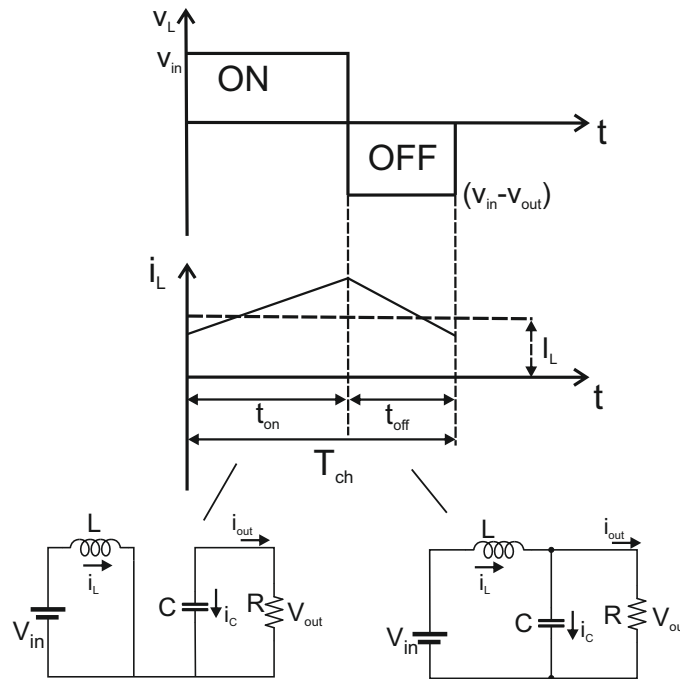
1995). A Fig 7 ilustra a forma de onda para o modo de condução contínua do conversor *boost*.

2.1.3 Conversor *Buck-Boost*

Outro conversor CC-CC básico é o conversor *buck-boost*. Esse conversor pode ser obtido conectando em cascata dois conversores básicos: o *buck* e *boost*. A tensão na saída tem polaridade invertida em relação a entrada. Já a magnitude da tensão de saída pode ser maior ou menor que a tensão de entrada, dependendo do taxa de trabalho da chave. Esse circuito tem como característica a combinação das possibilidades dos conversores *buck* e *boost*, mais com a inversão da polaridade na tensão de saída (HART, 2012).

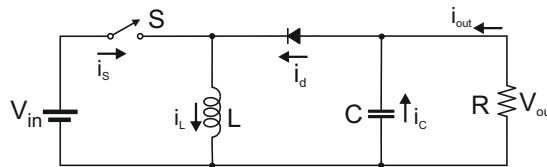
A Fig. 8 ilustra a configuração geral para o conversor *buck-boost*. Quando a chave está fechada, o indutor armazena a energia proveniente da entrada. Quando a chave se encontra na posição aberta, a energia armazenada no indutor é transferida para a

Figura 7 – Forma de onda do conversor *boost*.



Fontes: Mohan (1995), alterado pela autora.

Figura 8 – Conversor CC-CC *buck-boost*.



Fonte: Rashid (1999), alterado pela autora.

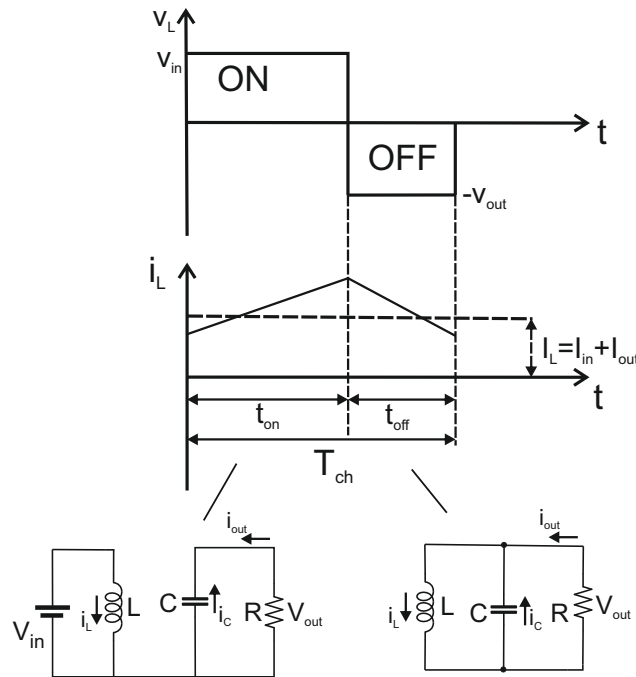
carga. O conversor *buck-boost* pode ser também chamado de conversor indireto. Entre as suas aplicações pode-se citar fontes CC reguladas, quando a inversão na polaridade é desejada (HART, 2012) (MOHAN, 1995). A Fig. 9 ilustra as formas de onda para o conversor.

2.1.4 Conversor *Ćuk*

Semelhante ao conversor *buck-boost*, o conversor *ćuk* apresenta inversão de polaridade na tensão de saída em relação a tensão de entrada. Apresenta, também, o princípio da dualidade do circuito *buck-boost*, podendo oferecer na saída do conversor, tanto uma tensão maior quanto menor que a tensão de entrada. Esse conversor recebeu esse nome devido ao seu criador Slobodan *Ćuk* (MOHAN, 1995). A Fig. 10 ilustra a topologia para o conversor *ćuk*.

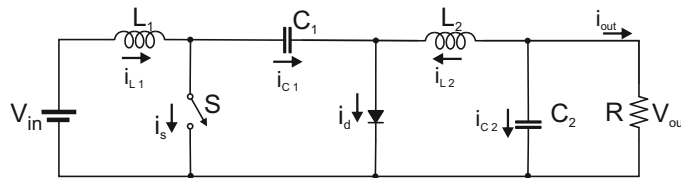
O capacitor C_1 está associado com o armazenamento e a transferência de energia

Figura 9 – Forma de onda do conversor *buck-boost*.



Fonte: Mohan (1995), alterado pela autora.

Figura 10 – Conversor CC-CC *Ćuk*.



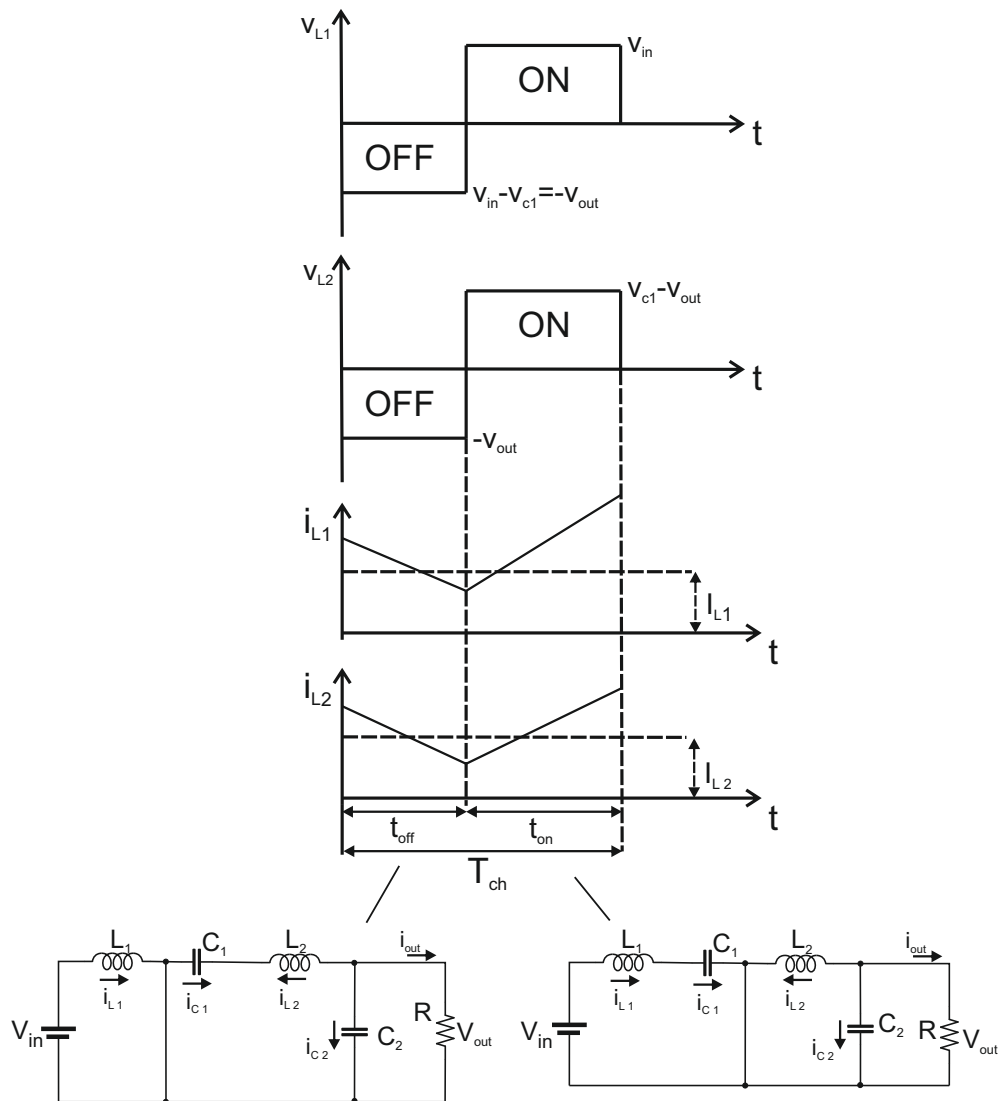
Fonte: Rashid (1999), alterado pela autora.

no conversor. Quando a chave está aberta, a corrente de ambos os indutores, L_1 e L_2 , percorrem pelo diodo. O capacitor C_1 irá carregar pela entrada e pelo indutor L_1 e o indutor L_2 alimentará a saída do conversor. Quando a chave é fechada, o diodo fica reversamente polarizado. Agora, as correntes de ambos os indutores percorrem pela chave. A entrada irá alimentar o indutor L_1 e o capacitor C_1 irá descarregar, transferindo energia para a saída e o indutor L_2 (MOHAN, 1995). A Fig. 11 ilustra as formas de onda para o conversor *ćuk*.

2.1.5 Conversor *SEPIC*

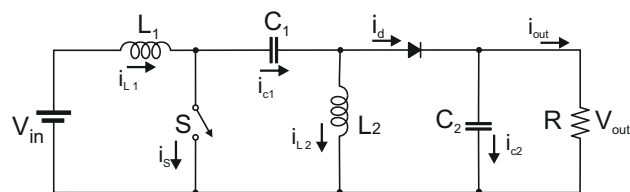
O conversor *SEPIC* (conversor com indutância simples no primário) é um conversor com características idênticas a dos conversores *buck-boost* e *ćuk*. Ele é capaz de produzir uma tensão de saída maior ou menor que a tensão de entrada, mas sem ocorrer a inversão de polaridade (HART, 2012). A Fig. 12 ilustra o conversor *SEPIC*.

Figura 11 – Forma de onda do conversor *çuk*.



Fonte: Mohan (1995), alterado pela autora.

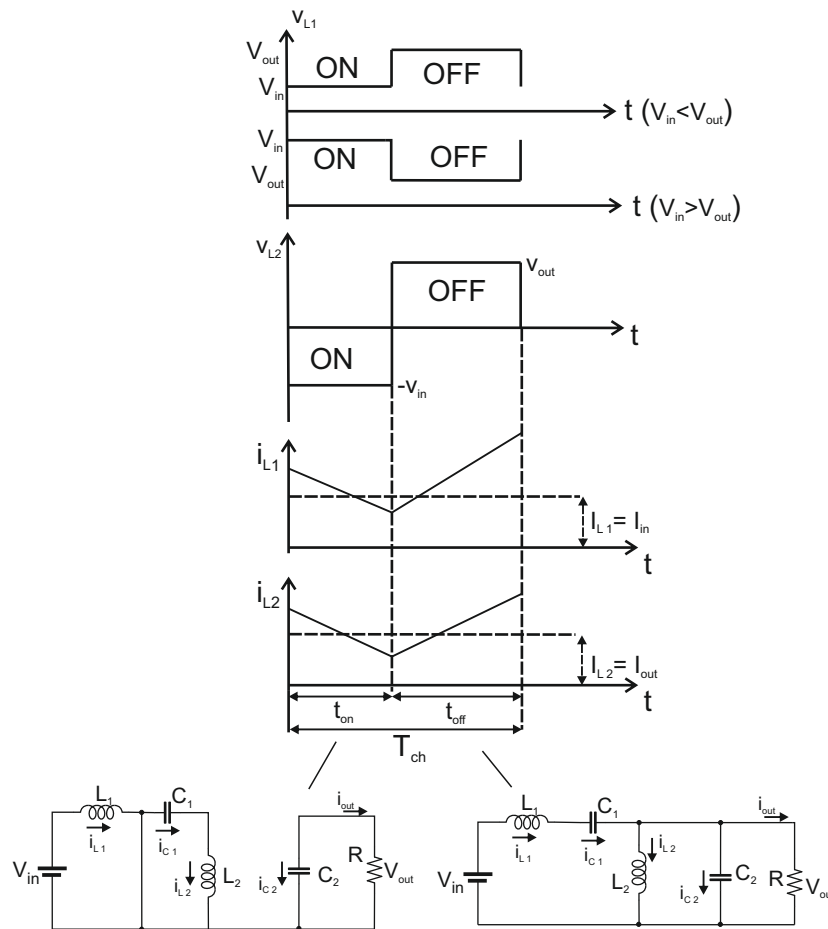
Figura 12 – Conversor CC-CC *SEPIC*.



Fonte: Rashid (1999), alterado pela autora.

Quando a chave está fechada, a tensão de entrada alimenta o indutor L_1 e tensão de saída alimenta o indutor L_2 . Quando a chave é aberta, as correntes i_{L1} e i_{L2} são iguais. A potência entregue a carga será proveniente de ambos os indutores, L_1 e L_2 . O capacitor C_1 é carregado por L_1 durante o período de chaveamento *on* e irá descarregar em L_2 no período de chaveamento *off*. Um capacitor de entrada pode ser requerido para reduzir os efeitos parasitas do indutor e da resistência da fonte de entrada (TI, 2008a). A Fig. 13 ilustra as formas de onda para o conversor *SEPIC*.

Figura 13 – Forma de onda do conversor *SEPIC*.



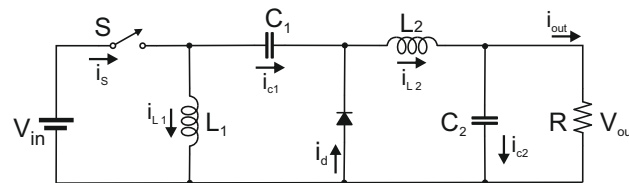
Fonte: TI (2008a), alterado pela autora.

2.1.6 Conversor *ZETA*

Similar ao conversor *SEPIC*, a topologia do conversor *ZETA* provem uma tensão de saída positiva que pode ser abaixadora ou elevadora em relação a tensão de entrada. O conversor *ZETA* também apresenta dois indutores e dois capacitores. O conversor *ZETA* é um opção para regulação de fontes de tensão não reguladas (TI, 2008b). A Fig. 14 apresenta o topologia para esse conversor. A tensão de saída é reduzida pela quantidade da tensão *drop*. Esse é uma consideração se o conversor CC-CC é projetado para aplicação em

sistemas de baixa tensão, como em sistemas de telefones celulares (TRZYNADLOWSKI, 2015). As formas de onda para os conversores *SEPIC* e *ZETA* são bastantes similares e são apresentadas na Fig. 13.

Figura 14 – Conversor CC-CC *ZETA*.



Fonte: TI (2008b), alterado pela autora.

2.2 Conversores Bidirecionais

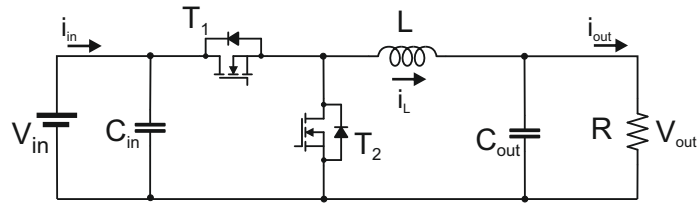
É possível observar que a tensão através do diodo nos conversores básicos reduz a eficiência do conversor. Essa contribuição é significativa em aplicações para baixas tensões, como microprocessadores ou fontes de energia para equipamentos de telecomunicações portáteis. Mesmo com o uso de diodos Schottky, que o nível de tensão V_D é na faixa de $0,4V$, as perdas no diodo podem facilmente exceder 10% da potência entregue a carga (RASHID, 1999).

A combinação de uma chave controlada e um diodo em paralelo é uma maneira de permitir que a corrente percorra nas duas direções: da fonte de entrada para a carga e vice versa. Esses conversores são chamados de fluxo de potência bidirecional ou simplesmente conversores bidirecionais (RASHID, 1999).

2.2.1 Conversor *Buck/Boost*

O conversor bidirecional *buck/boost* é basicamente a combinação do conversor *buck* e *boost*. Esse conversor pode operar em sincronismo, operando no modo *buck* ou modo *boost* para transferir energia em ambos os sentidos. A operação bidirecional do circuito pode ser explicada considerando os modos de conduções. Inicialmente, para o modo *buck* de operação considera-se que T_1 está operando com o ciclo de trabalho requerido e T_2 estará sempre desligado, e o conversor irá funcionar como o conversor *buck*. Já para o modo de operação *boost* tem-se a situação oposta, T_2 estará conduzindo e T_1 desligado, o conversor funcionando como *boost* (TYTELMAIER K. E HUSEV, 2016).

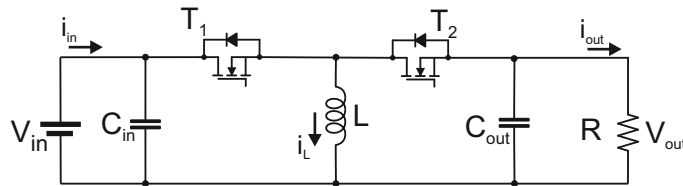
A Fig. 15 ilustra a topologia para conversor bidirecional *buck/boost*. O conversor *boost/buck* apresenta o mesmo funcionamento. Pois em uma direção fonte-carga irá funcionar como conversor *boost* e na direção carga-fonte como conversor *buck*.

Figura 15 – Conversor CC-CC *Buck/Boost* Bidirecional.

Fonte: Tytelmaier K. e Husev (2016), alterado pela autora.

2.2.2 Conversor *Buck-Boost/Buck-Boost*

O conversor bidirecional buck-boost apresenta um funcionamento similar ao do conversor *flyback* porém com o uso de um indutor simples no local do transformador. Durante o modo de operação fonte-carga, T_1 opera com a taxa de trabalho requerida e T_2 permanece desligado. O inverso ocorre durante o modo de operação carga-fonte, T_2 opera com a taxa de trabalho requerida e T_1 ficará desligado. A tensão de saída terá a polaridade invertida em relação a tensão de entrada, como no caso do *buck-boost* unidirecional (TYTELMAIER K. E HUSEV, 2016). Fig. 16

Figura 16 – Conversor CC-CC *Buck-Boost/Buck-Boost* Bidirecional.

Fonte: Tytelmaier K. e Husev (2016), alterado pela autora.

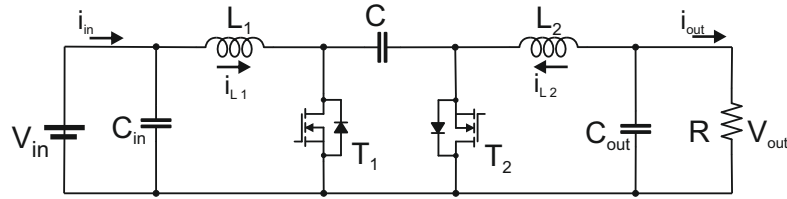
2.2.3 Conversor *Çuk/Çuk*

A topologia do conversor *çuk* bidirecional é apresentada na Fig. 17. Ela é obtida a partir da topologia unidirecional ou básica do conversor *Çuk* substituindo o diodo por um MOSFET. Esse conversor apresenta as vantagens de ter uma pequena ondulação nas correntes de entrada e saída, pode ser aplicado em equalizadores de bateria, bateria de ultracapacitores e em conversores bidirecionais para gerenciar o fluxo de energia e manter a saúde do dispositivo de armazenamento de energia (TYTELMAIER K. E HUSEV, 2016).

Os indutores L_1 e L_2 podem ser acoplados com a finalidade de reduzir a ondulação de corrente. O conversor *çuk* apresenta em sua topologia o conversor *boost* e *buck* conectados em série com um capacitor de armazenamento de energia. A tensão de saída pode ser maior ou menor que a tensão de entrada nas duas direções. No modo de operação fonte-carga, o MOSFET T_1 é controlado e o MOSFET T_2 está desligado e o diodo de corpo

de T_2 opera como diodo principal. Já no modo de operação carga-fonte, T_2 é que será controlado enquanto T_1 está desligado e seu diodo de corpo estará operando como diodo principal (TYTELMAIER K. E HUSEV, 2016).

Figura 17 – Conversor CC-CC $\hat{C}uk/\hat{C}uk$ Bidirecional.



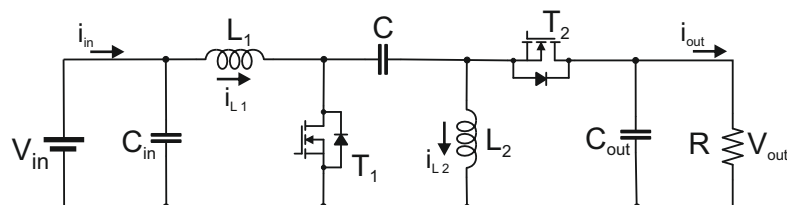
Fonte: Tytelmaier K. e Husev (2016), alterado pela autora.

2.2.4 Conversor *SEPIC/Zeta*

O conversor bidirecional *SEPIC/Zeta* opera como conversor *SEPIC* no sentido fonte-carga e como *Zeta* no sentido carga-fonte. Esse conversor é um reagrupamento do conversor $\hat{C}uk$ e é apresentado na Fig. 18. Um outro conversor que apresenta um funcionamento semelhante é o conversor bidirecional *Zeta/SEPIC*, que opera como conversor *Zeta* no sentido fonte-carga e como *SEPIC* no sentido carga-fonte. O conversor *SEPIC/Zeta* apresenta a possibilidade de obtenção uma tensão saída menor ou maior que de entrada com a mesma polaridade (TYTELMAIER K. E HUSEV, 2016).

Durante o sentido fonte-carga, o conversor *SEPIC* age como o conversor *buck*, T_1 é o MOSFET ativo e T_2 está desligado durante o período de carregamento. O sentido oposto é o sentido *Zeta*, que age como um conversor boost, nesse caso T_2 é o semiconductor ativo e T_1 está desligado durante o período de descarregamento. Assim como no conversor $\hat{C}uk$, os indutores L_1 e L_2 acoplado para reduzir a ondulação da tensão de saída e o estresse das chaves utilizadas (TYTELMAIER K. E HUSEV, 2016).

Figura 18 – Conversor CC-CC *SEPIC/Zeta* Bidirecional.



Fonte: Tytelmaier K. e Husev (2016), alterado pela autora.

3 PROJETO DOS CONVERSORES

Para realizar o projeto dos conversores inicialmente deve-se dimensionar os valores para os componentes passivos, incluindo as perdas que ocorrem no conversor. A eficiência de um sistema depende das perdas dos componentes do conversor. As perdas por chaveamento assumem um importante papel nas perdas de potência. A relação entre a frequência de chaveamento e as perdas de potências no MOSFET são proporcionais. Quando as perdas por chaveamento crescem, o tamanho dos componentes passivos diminuem, diminuindo as perdas nos componentes. Nos conversores são considerados as perdas nos MOSFETS, indutores e capacitores (MOHAN, 1995) (AZIZ, 2016).

Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (MOSFET), do português transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor, é um semicondutor bastante utilizado no chaveamento do conversores, especialmente em aplicações onde uma alta taxa de chaveamento é desejada (MOHAN, 1995). Quando o MOSFET realiza a operação de ligar ou desligar o mesmo sofre uma transição de tensão ou de corrente cujos valores nem sempre são nulos, onde leva a ocasionar perdas de chaveamento. Outro fator que pode ocasionar perdas no MOSFET é em razão da resistência $R_{DS(on)}$, chamada de resistência dreno-fonte, que ocorre quando a chave está conduzindo e é chamada de perdas por condução (INFINEON, 2006).

A redução de perdas de potência nas chaves eletrônicas é um objetivo importante dos projetos de circuitos eletrônicos de potência. As perdas de potência no estado *on* acontecem pelo fato que a tensão em uma chave em condução não é zero. Já as perdas na comutação ocorrem porque o dispositivo não faz a transição instantaneamente de um estado para outro. Em muitos conversores, as perdas por condução são maiores que as perdas na transição entre os estado (HART, 2012).

De forma geral, as perdas no MOSFET podem ser calculadas pela equação 3.1

$$P_{mosfet} = P_{ch} + P_{cond}. \quad (3.1)$$

onde, as perdas por chaveamento P_{ch} é o resultado das perdas quando o MOSFET está conduzindo $P_{ch(on)}$ e quando está bloqueado $P_{ch(off)}$. Essas perdas são proporcionais a frequência de chaveamento e podem ser calculadas usando a equação 3.2 (AZIZ, 2016)

$$P_{ch} = E_t f_{ch}. \quad (3.2)$$

onde E_t é a energia total dada para soma das energias nas transições dos estados *on* e *off*, que são dadas pelas equações 3.3

$$\begin{aligned} E_{on} &= 0,5t_r I_{on} V_{on}, \\ E_{off} &= 0,5t_f I_{off} V_{off}. \end{aligned} \quad (3.3)$$

Já as perdas por condução são calculadas com base na resistência dreno-fonte característica do MOSFET - parâmetro esse encontrado no *datasheet* do MOSFET escolhido, e na corrente que percorre os terminais da dreno-fonte, dadas pela equação 3.4 (INFINEON, 2006)

$$P_{cond} = R_{DS(on)} I_{DSrms}^2. \quad (3.4)$$

As perdas no indutor podem ser calculadas pela equação 3.5

$$P_L = r_L I_{Lrms}^2. \quad (3.5)$$

Já as perdas no capacitor acontecem devido a resistência equivalente em série. Esse parâmetro é obtido no *datasheet* do capacitor, e podem ser calculadas pela equação 3.6

$$P_C = r_C I_{Crms}^2. \quad (3.6)$$

As perdas totais no conversor é resultado de todas as perdas 3.7

$$P_{totalis} = P_{ch} + P_{con} + P_L + P_C. \quad (3.7)$$

A potência de entrada é calculada pela equação 3.8:

$$P_{in} = P_{out} + P_{totalis}. \quad (3.8)$$

Para o projeto dos conversores bidirecionais aqui estudados, considerando os parâmetros não-ideais e operando no modo de condução contínua, tem-se as seguintes especificações de projeto na Tabela 1.

Tabela 1 – Especificações de gerais do projeto

Tensão de entrada	V_{in}	48V
Tensão de saída	V_{out}	12V
Potência de saída	P_{out}	100W
Frequência de chaveamento	f_{ch}	50kHz
Ondulação da tensão de saída	Δv_{out}	5% * V_{out}
Ondulação da corrente do indutor	Δi_L	30% * I_{ml}

Fonte: Elaborado pela autora.

3.1 Escolha do MOSFET

Os conversores bidirecionais, em relação aos conversores básicos, apresentam um MOSFET no local do diodo. A escolha desses MOSFETs deve ser realizada com intenção de reduzir as perdas no conversor. As perdas dependem da corrente através do semiconductor,

da taxa de trabalho, da frequência de chaveamento e tempo de subida e descida do chaveamento. O MOSFET escolhido deve ter capacidade de operar dentro das condições do sistema. Para os conversores, são consideradas características do MOSFET a máxima tensão de estresse, V_{DS} , a corrente que percorre nos terminais, I_{DS} , e a resistência dreno-fonte, $R_{DS(on)}$ (AZIZ, 2016).

Assim, o MOSFET escolhido foi o IRF540N da *Fairchild Semiconductor*. Ele apresenta as condições desejadas e é de fácil aquisição no mercado local. O MOSFET escolhido possui os parâmetros que são apresentados na Tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros do MOSFET

Tensão	V_{DS}	100V
Corrente	I_{DS}	33A
Resistência dreno-fonte	$R_{DS(on)}$	0,04 Ω
Tempo de subida	t_r	57ns (100ns - máx.)
Tempo de descida	t_f	55ns (145ns - máx.)

Fonte: Elaborado pela autora.

3.2 Projeto do Conversor *Buck/Boost*

Para determinar a taxa de trabalho, deve-se examinar a corrente no indutor nos instantes de tempo DT e $(1-D)T$. Para estado estável, a variação na corrente do indutor no período é igual zero (HART, 2012)

$$\Delta i_{L,on} + \Delta i_{L,off} = 0. \quad (3.9)$$

Para o caso em que é considerado os parâmetros ideais é possível determinar a taxa de trabalho por (SEMICONDUCTOR, 2003)

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in}}. \quad (3.10)$$

O valor do indutor deve ser selecionado de forma que o ripple de corrente, Δi_L , seja 30% da corrente de média no indutor, I_{ml} , e esse valor de indutância deve satisfazer o valor mínimo (SEMICONDUCTOR, 2003), dado por 3.11

$$\begin{aligned} \Delta i_L &= 0,3I_{ml}, \\ L &= \frac{D(V_{in} - V_{out})}{\Delta i_L f_{ch}}. \end{aligned} \quad (3.11)$$

O valor mínimo para o capacitor de saída pode ser calculado usando a equação 3.12 (SEMICONDUCTOR, 2003)

$$C_{out} = \frac{\Delta i_L}{8f_{ch}\Delta V_{out}}. \quad (3.12)$$

A Tabela 3 resume os parâmetros dimensionados teoricamente para o conversor *buck/boost*.

Tabela 3 – Parâmetros dimensionados para conversor *buck/boost*

Taxa de trabalho	D	0,25
Indutor	L	$72\mu H$
Capacitor	C	$10,5\mu F$

Fonte: Elaborado pela autora.

3.3 Projeto do Conversor *Buck-Boost/Buck-Boost*

A taxa a trabalho para o conversor *buck-boost/buck-boost* considerando a corrente no indutor nos instantes de tempo DT e $(1-D)T$, e os componentes ideais. Observa-se que para o conversor *buck-boost* a polaridade da tensão de saída é invertida em relação a tensão de entrada (HART, 2012)

$$D = \frac{-V_{out}}{V_{in} + V_{out}}. \quad (3.13)$$

O valor mínimo para o indutor será dado pela equação 3.14 (HART, 2012)

$$\begin{aligned} \Delta i_L &= 0,3I_{ml}, \\ L &= \frac{DV_{in}}{2f_{ch}\Delta i_L}. \end{aligned} \quad (3.14)$$

O valor mínimo para o capacitor de saída pode ser calculado usando a equação 3.15 (HART, 2012)

$$C_{out} = \frac{D}{Rf_{ch}\Delta V_{out}}. \quad (3.15)$$

A Tabela 4 resume os parâmetros dimensionados teoricamente para o conversor *buck-boost/buck-boost*.

Tabela 4 – Parâmetros dimensionados para conversor *buck-boost/buck-boost*

Taxa de trabalho	D	0,20
Indutor	L	$38,4\mu H$
Capacitor	C	$55,5\mu F$

Fonte: Elaborado pela autora.

3.4 Projeto do Conversor $\hat{C}uk/\hat{C}uk$

Para o conversor $\hat{C}uk/\hat{C}uk$ a taxa de trabalho será determinada pela expressão 3.16, e nesta nota-se que acontece a inversão de polaridade entre a tensão de entrada e de saída

$$D = \frac{-V_{out}}{V_{in} + V_{out}}. \quad (3.16)$$

Os valores mínimos para os indutores é dado usando a equação 3.17 (TI, 2008c)

$$\begin{aligned} \Delta i_{L1} &= 0, 3I_{m1}, \\ \Delta i_{L2} &= 0, 3I_{m2}, \\ L_{min1} &= \frac{DV_{in}}{2\Delta i_{L1}f_{ch}}, \\ L_{min2} &= \frac{DV_{in}}{2\Delta i_{L2}f_{ch}}. \end{aligned} \quad (3.17)$$

Os valores mínimos para os capacitores de entrada e saída podem ser calculados por 3.21 (TI, 2008c)

$$\begin{aligned} \Delta v_{C1} &= 0, 05, \\ C_{min1} &= \frac{V_{out}D}{Rf_{ch}\Delta v_{C1}}, \\ C_{min2} &= \frac{(1-D)}{8L_{min2}\Delta v_{out}f_{ch}^2}. \end{aligned} \quad (3.18)$$

A Tabela 5 resume os parâmetros dimensionados teoricamente para o conversor $\hat{C}uk/\hat{C}uk$.

Tabela 5 – Parâmetros dimensionados para conversor $\hat{C}uk/\hat{C}uk$

Taxa de trabalho	D	0,20
Indutor 1	L_1	$154,83\mu H$
Indutor 2	L_2	$38,4\mu H$
Capacitor 1	C_1	$22\mu F$
Capacitor 2	C_2	$20,8\mu F$

Fonte: Elaborado pela autora.

3.5 Projeto do Conversor $SEPIC/Zeta$

A taxa de trabalho para o conversor $SEPIC/Zeta$ será determinada pela expressão 3.19, e nesta nota-se que não acontece a inversão de polaridade entre a tensão de entrada e de saída

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in} + V_{out}}. \quad (3.19)$$

Os valores mínimos para os indutores é dado por 3.20 (TI, 2008a)

$$\begin{aligned}\Delta i_{L1} &= \Delta i_{L2} = \frac{0,3I_{in}}{0,9}, \\ L_{min1} &= L_{min2} = \frac{DV_{in}}{2\Delta i_L f_{ch}}.\end{aligned}\quad (3.20)$$

Os valores mínimos para os capacitores de entrada e saída podem ser calculados usando a equação 3.21 (TI, 2008a)

$$\begin{aligned}\Delta v_{C1} &= 0,05, \\ C_{min1} &= \frac{I_{out}D}{\Delta v_{C1}f_{ch}}, \\ C_{min2} &= \frac{I_{in}D}{\Delta v_{out}f_{ch}^2}.\end{aligned}\quad (3.21)$$

A Tabela 6 resume os parâmetros dimensionados teoricamente para o conversor *SEPIC/Zeta*.

Tabela 6 – Parâmetros dimensionados para conversor *SEPIC/Zeta*

Taxa de trabalho	D	0,20
Indutor 1	L_1	139,13 μH
Indutor 2	L_2	139,13 μH
Capacitor 1	C_1	6,8 μF
Capacitor 2	C_2	55,5 μF

Fonte: Elaborado pela autora.

4 MODELO DE ESPAÇO DE ESTADOS

O estado de um sistema dinâmico é o menor conjunto de variáveis, chamadas variáveis de estado, que quando conhecidas podem determinar completamente o comportamento do sistema para qualquer instante de tempo. O espaço n -dimensional cujos eixos de coordenadas são as variáveis de estados é chamado de espaço de estados (HART, 2012). As variáveis de estado normalmente são a corrente no e indutor e tensão no capacitor. A forma linear para descrição da variável-estado de um sistema será dada por 4.1

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax(t) + Bu(t), \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t).\end{aligned}\tag{4.1}$$

onde, a matriz A representa a matriz de estado, B a matriz de entrada, C a matriz de saída, D a matriz de transição direta, x o vetor das variáveis de estado e u o vetor de variáveis independentes. No espaço de estados é possível determinar a função de transferência para o sistema dado por 4.2

$$\begin{aligned}G(s) &= \frac{Y(s)}{U(s)}, \\ \frac{Y(s)}{U(s)} &= C^T(sI - A)^{-1}B + D.\end{aligned}\tag{4.2}$$

Esse modelo de variáveis de estado é um método geral que pode ser utilizado para descrever um circuito que varia sobre um período de chaveamento. A técnica requer dois conjuntos de equações de estado que descrevem o circuito: um conjunto para a chave aberta e o outro para a chave fechada. A partir dessas equações de estado é calculada a média sobre o período de chaveamento (HART, 2012). As equações do estado para o circuito chaveado são

$$\begin{array}{ll}\text{Chave fechada} & \text{Chave aberta} \\ \dot{x} = A_1x(t) + B_1u(t) & \dot{x} = A_2x(t) + B_2u(t) \\ y_1(t) = C_1^T x(t) & y_2(t) = C_2^T x(t)\end{array}$$

Middlebrook e Čuk desenvolveram uma técnica para obter o modelo de variáveis médias no espaço de estado, o que resulta em um modelo linear para os estágios de potência. A chave irá permanecer fechada pelo período de tempo dT e aberta por $(1-d)T$. O valor médio para o sistema será uma média ponderada das equações de estado que descrevem o circuito (MIDDLEBROOK; ČUK, 1976). Este pode ser descrito de uma forma geral como

descrito na equação 4.3

$$\begin{aligned} A &= A_1d + A_2(1 - d), \\ B &= B_1d + B_2(1 - d), \\ C &= C_1^T d + C_2^T(1 - d). \end{aligned} \quad (4.3)$$

A solução para pequenos sinais pode ser encontrada quando se realiza as seguintes substituições: a letra minúscula irá representar os valores de estado estável, as variáveis de estado médio são representadas pelas letras maiúsculas, e a variável de pequenos sinais, representada pelo $\tilde{}$

$$\begin{aligned} v_{in} &= V_{in} + \tilde{v}_{in}, \\ x &= X + \tilde{x}, \\ d &= D + \tilde{d}. \end{aligned} \quad (4.4)$$

A análise de pequenos sinais começa pelo reconhecimento de que a derivada da componente no estado estável é zero (HART, 2012)

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \dot{X} + \dot{\tilde{x}}, \\ \dot{x} &= 0 + \dot{\tilde{x}}, \\ \dot{x} &= \dot{\tilde{x}}. \end{aligned} \quad (4.5)$$

Após realizada as substituições dos pequenos sinais, a equação torna-se não linear e os termos resultantes das multiplicações dos pequenos sinais podem ser desprezados, que por definição são pequenos. A equação resultante para de um conversor CC-CC trabalhando no modo de condução contínuo será da forma expressa nas equações 4.6 (HART, 2012)

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}} &= [A_1D + A_2(1 - D)]\tilde{x} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V]\tilde{d}, \\ \tilde{v}_{out} &= [C_1 + C_2(1 - D)]\tilde{x} + [(C_1 - C_2)X]\tilde{d}. \end{aligned} \quad (4.6)$$

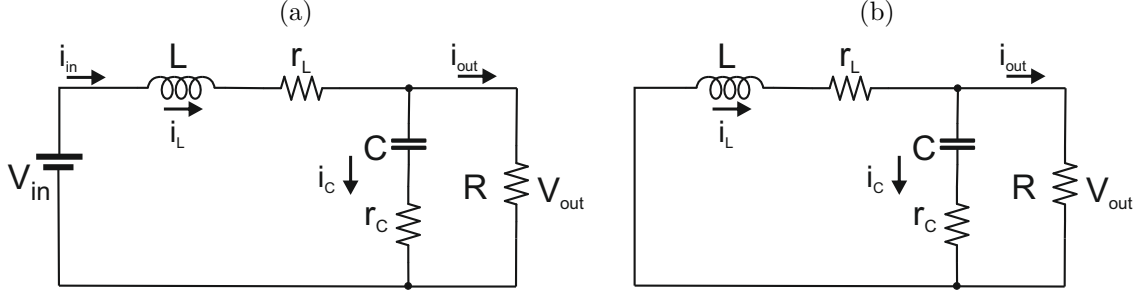
Para esta parte do trabalho, a análise foi realizada considerando as resistência do indutor, r_L , e do capacitor, r_c . Os MOSFETs são considerados ideais, pois deseja-se utilizar um semiconductor que apresente uma baixa resistência dreno-fonte, a fim de se diminuir as perdas por condução. Sendo o valor dessa resistência muito baixa em relação ao valor da resistência de carga pode ser desprezada.

4.1 Conversor *Buck/Boost*

Para o conversor operando no modo contínuo de condução há apenas duas configurações possíveis. Considerando o conversor *buck/boost* bidirecional apresentado na Fig. 15

tem-se a configuração onde T_1 está conduzindo e T_2 bloqueado e a configuração inversa. T_1 e T_2 são MOSFET de potência que não devem conduzir no mesmo instante de tempo. Tem-se duas variáveis de estado corrente no indutor, i_L , e a tensão no capacitor, v_c .

Figura 19 – Conversor CC-CC *Buck/Boost*: (a) T_1 fechado e T_2 aberto; (b) T_2 fechado e T_1 aberto.



Fontes: Elaborado pela autora.

Para a Fig. 19(a), se tem as equações que descrevem o conversor para o intervalo de tempo d

$$-V_{in} + L \frac{di_L}{dt} + r_L i_L + i_{out} R = 0 \quad (4.7)$$

$$i_{out} R - v_c - r_c C \frac{dv_c}{dt} = 0 \quad (4.8)$$

$$i_{out} = i_L - i_c \quad (4.9)$$

De forma matricial, reorganizando as equações anteriores, para o intervalo de tempo d

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(r_L R + r_L r_c + r_c R)}{L(r_c + R)} & \frac{-R}{L(r_c + R)} \\ \frac{R}{C(r_c + R)} & \frac{-1}{C(r_c + R)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (4.10)$$

Agora considerando o circuito onde T_1 está bloqueado e T_2 está conduzindo. Pode se observar pela figura 19(b) que as equações de estado serão as mesmas da situação anterior, apenas notando que $V_{in} = 0$. Assim, $A_1 = A_2$ e $B_2 = 0$.

Pode se observar, também, que em ambas configurações a tensão de saída será a mesma.

$$v_{out} = \begin{bmatrix} \frac{r_c R}{(r_c + R)} & \frac{R}{(r_c + R)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

O valor médio que foi descrito na equação 4.3 e considerando, para fins práticos, que $R \gg r_c + r_L$ (MOHAN, 1995), para o conversor *buck/boost* nessa seção descrito tem-se que

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(r_L + r_c)}{L} & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (4.12)$$

$$v_{out} = \begin{bmatrix} r_c & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

A característica de transferência em pequeno sinal é desenvolvida em 4.6 e para o caso do buck/boost resulta em

$$\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + BV_{in}\tilde{d} \quad (4.14)$$

Tomando a transformada de Laplace, agrupando e resolvendo para $s\tilde{x}$, onde I é matriz identidade,

$$s\tilde{x}(s) = A\tilde{x}(s) + BV_{in}\tilde{d}(s) \quad (4.15)$$

$$[sI - A]\tilde{x}(s) = BV_{in}\tilde{d}(s)$$

$$\tilde{x}(s) = [sI - A]^{-1}BV_{in}\tilde{d}(s)$$

Expressando a saída em termos \tilde{x}

$$v_{out}(s) = C^T[sI - A]^{-1}BV_{in}\tilde{d}(s) \quad (4.16)$$

E por fim, a função de transferência da saída para variações na taxa de trabalho é expressa por

$$\begin{aligned} \frac{v_{out}(s)}{\tilde{d}(s)} &= C^T[sI - A]^{-1}BV_{in} \\ \frac{\tilde{v}_{out}(s)}{\tilde{d}(s)} &= \frac{1.111e05s + 7.141e10}{s^2 + 6.967e04s + 1.534e09} \end{aligned} \quad (4.17)$$

4.2 Conversor *Buck-Boost/Buck-Boost*

Considerando os modos de configurações possíveis para o conversor *buck-boost/buck-boost* bidirecional apresentado na Fig. 16 tem-se a configuração onde T_1 está conduzindo e T_2 bloqueado e a configuração inversa. Para esse conversor as variáveis de estado também serão a corrente no indutor, i_L , e a tensão no capacitor, v_c .

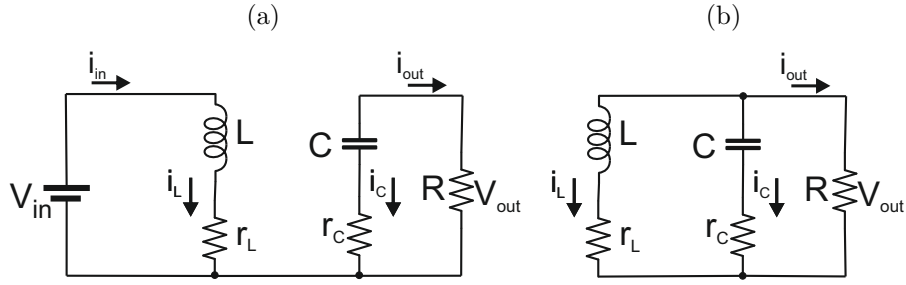
Para a Fig. 20(a), tem-se as equações que descrevem o conversor para o intervalo de tempo d

$$-V_{in} + L\frac{di_L}{dt} + r_L i_L = 0 \quad (4.18)$$

$$v_c - r_c C \frac{v_c}{dt} - i_{out} R = 0 \quad (4.19)$$

$$i_c = -i_{out} \quad (4.20)$$

Figura 20 – Conversor CC-CC *buck-boost/buck-boost*: (a) T_1 fechado e T_2 aberto; (b) T_2 fechado e T_1 aberto.



Fontes: Elaborado pela autora.

De forma matricial, reorganizando as equações anteriores, para o intervalo de tempo d

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-r_L}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C(r_c+R)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (4.21)$$

$$v_{out} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R}{R+r_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

Agora considerando o circuito onde T_1 está bloqueado e T_2 está conduzindo. Pode se observar pela Fig. 20(b) que as equações de estado que descrevem a situação (1-d) serão

$$-L \frac{di_L}{dt} - r_L i_L + i_{out} R = 0 \quad (4.23)$$

$$v_c + r_c C \frac{dv_c}{dt} - i_{out} R = 0 \quad (4.24)$$

$$i_c + i_L + i_{out} = 0 \quad (4.25)$$

De forma matricial, reorganizando as equações anteriores, para o intervalo de tempo $(1-d)$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(r_L R + r_L r_c + r_c R)}{L} & \frac{R}{L(R+r_c)} \\ \frac{-R}{C(R+r_c)} & \frac{-1}{C(r_c+R)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (4.26)$$

$$v_{out} = \begin{bmatrix} \frac{R r_c}{R+r_c} & \frac{R}{R+r_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

O valor médio que foi descrito na equação 4.3 e considerando, para fins práticos, que $R \gg r_c + r_L$ (MOHAN, 1995), para o conversor buck-boost/buck-boost nessa seção descrito tem-se que

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(r_L+r_c)}{L} - \frac{dr_c}{L} & \frac{(1-d)}{L} \\ \frac{-(1-d)}{C} & \frac{-1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (4.28)$$

$$v_{out} = \begin{bmatrix} r_c(1-d) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ v_c \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

A característica de transferência em pequeno sinal é desenvolvida na equação 4.6 e para o caso do *buck-boost/buck-boost* resulta em

$$\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + (A_1 - A_2)X + BV_{in}\tilde{d} \quad (4.30)$$

onde, $A = A_1D + A_2(1 - D)$ e $B = B_1 - B_2$

Tomando a transformada de Laplace, agrupando e resolvendo para $s\tilde{x}$, onde I é matriz identidade,

$$s\tilde{x}(s) = A\tilde{x}(s) + (A_1 - A_2)X + BV_{in}\tilde{d}(s) \quad (4.31)$$

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

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

Expressando a saída em termos \tilde{x}

$$v_{out} = [C_1^T + C_2^T(1 - D)]\tilde{x} + [(C_1^T - C_2^T)X]\tilde{d}(s) \quad (4.32)$$

$$v_{out}(s) = C^T[sI - A]^{-1}[(A_1 - A_2)X + BV_{in} + (C_1^T - C_2^T)X]\tilde{d}(s)$$

E por fim, a função de transferência da saída para variações na taxa de trabalho é expressa por

$$\frac{v_{out}(s)}{\tilde{d}(s)} = C^T[sI - A]^{-1}[(A_1 - A_2)X + BV_{in}] + (C_1^T - C_2^T)X \quad (4.33)$$

$$\frac{\tilde{v}_{out}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{2.216e05s - 7.353e09}{s^2 + 1.478e04s + 2.723e08}$$

4.3 Conversor $\dot{C}uk/\dot{C}uk$

Considerando os modos de configurações possíveis para o conversor $\dot{C}uk/\dot{C}uk$ bidirecional apresentado na Fig. 21, tem-se a configuração onde T_1 está conduzindo e T_2 bloqueado e a configuração inversa. Para o conversor $\dot{C}uk$, as variáveis de estado serão as correntes nos indutores, L_1 e L_2 , e as tensões nos capacitores, C_1 e C_2 .

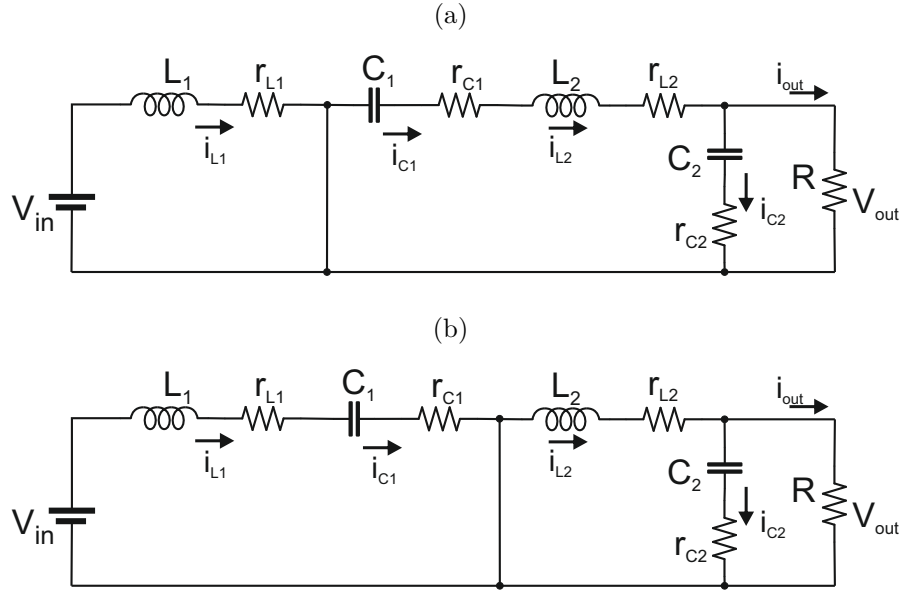
Inicialmente tem-se o intervalo de tempo d , representado na Fig.21(a). As equações obtidas são

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} - V_{in} + i_{L1}r_{L1} = 0 \quad (4.34)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + v_{c1} + i_{c1}r_{c1} + i_{L2}r_{L1} + v_{c2} + i_{c2}r_{c2} = 0 \quad (4.35)$$

$$C_1 \frac{v_{c1}}{dt} - i_{L2} = 0 \quad (4.36)$$

$$C_2 \frac{v_{c2}}{dt} - i_{L2} - i_{out} = 0 \quad (4.37)$$

Figura 21 – Conversor CC-CC Ćuk/Ćuk: (a) T_1 fechado e T_2 aberto; (b) T_2 fechado e T_1 aberto.


Fontes: Elaborado pela autora.

Na forma matricial tem-se:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-r_{L1}}{L1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -(r_{c1} + r_{L2}) - \frac{-r_{c2}R}{R-r_{c2}} & \frac{-1}{L2} & \frac{1}{(R-r_{c2})} - 1 \\ 0 & \frac{1}{C1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C2(R-r_{c2})} & 0 & \frac{1}{C2(R-r_{c2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (4.38)$$

 Agora, para o intervalo de tempo $(1-d)$, representado na Fig.21(b)

$$L1 \frac{di_{L1}}{dt} - V_{in} + i_{L1}r_{L1} + v_{c1} = 0 \quad (4.39)$$

$$L2 \frac{di_{L2}}{dt} + v_{L2} + i_{L2}r_{L2} + v_{c2} + i_{c2}r_{c2} = 0 \quad (4.40)$$

$$C1 \frac{dv_{c1}}{dt} - i_{L1} = 0 \quad (4.41)$$

$$-C2 \frac{dv_{c2}}{dt} - i_{L2} - i_{out} = 0 \quad (4.42)$$

Que na forma matricial será

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(-r_{L1}-r_{c1})}{L1} & 0 & \frac{-1}{L1} & \frac{-1}{L1} \\ 0 & \frac{-r_{L2}}{L2} - \frac{r_{c2}R}{L2} & 0 & \frac{-r_{c2}}{L2(R-r_{c2})} - \frac{1}{L2} \\ \frac{1}{C1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C2(R-r_{c2})} & 0 & \frac{1}{(R-r_{c2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

A saída para o conversor $\check{C}uk/\check{C}uk$ será a mesma para ambas as configurações

$$v_{out} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{Rr_{c2}}{R-r_{c2}} & 0 & \frac{R}{R-r_{c2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

Com base na característica de pequenos sinais que já foi exemplificado nesse capítulo, fazendo a transformada de Laplace e expressando em termos da saída, a característica para o caso do $\check{C}uk/\check{C}uk$ resulta em

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}} &= A\tilde{x} + (A_1 - A_2)X + B_1V_{in}\tilde{d} & (4.45) \\ s\tilde{x}(s) &= A\tilde{x}(s) + (A_1 - A_2)X + BV_{in}\tilde{d}(s) \\ \frac{\tilde{v}_{out}(s)}{\tilde{d}(s)} &= C^T[sI - A]^{-1}[(A_1 - A_2)X + B_1V_{in}] \\ \frac{\tilde{v}_{out}(s)}{\tilde{d}(s)} &= \frac{-3.841e09s^2 - 6.3e12s - 7.69e15}{s^4 - 3.152e04s^3 + 4.281e07s^2 - 1.107e11s + 5.769e13} \end{aligned}$$

4.4 Conversor *SEPIC/Zeta*

Assim, como nos demais conversores nesse trabalho citado, para o conversor *SEPIC/Zeta* também será considerando os modos de configurações onde T_1 está conduzindo e T_2 bloqueado e a configuração inversa. Para o conversor *SEPIC/Zeta*, como para o conversor $\check{C}uk$, as variáveis de estado serão as correntes nos indutores, L_1 e L_2 , e as tensões no capacitores, C_1 e C_2 .

Observando, inicialmente, o intervalo de tempo d , representado na Fig.22(a), as equações obtidas são

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} - V_{in} + i_{L1}r_{L1} = 0 \quad (4.46)$$

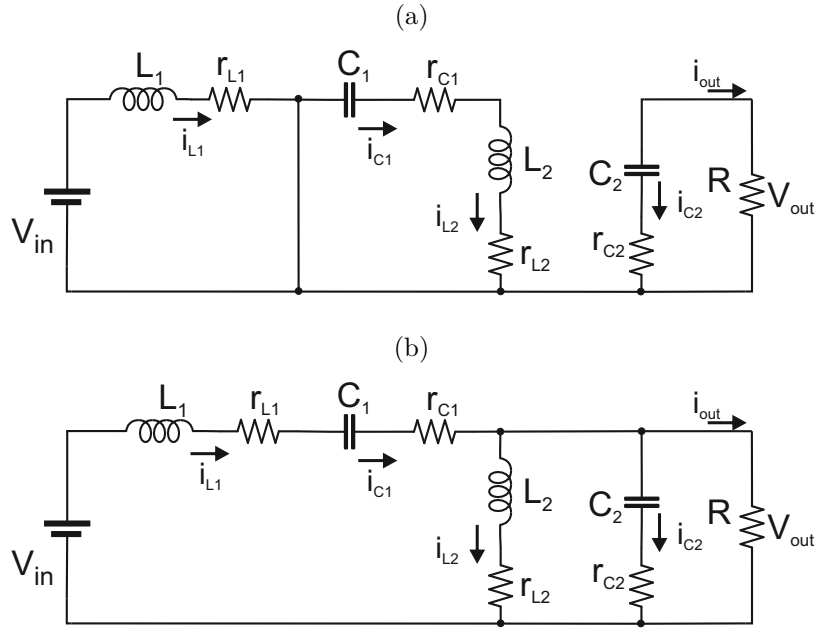
$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + v_{c1} + i_{L2}r_{c1} + i_{L2}r_{L2} = 0 \quad (4.47)$$

$$C_1 \frac{dv_{c1}}{dt} - i_{L2} = 0 \quad (4.48)$$

$$C_2 \frac{dv_{c2}}{dt} - i_{out} = 0 \quad (4.49)$$

Escrevendo na forma matricial obtém-se

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-r_{L1}}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-r_{c1}-r_{L2}}{L_2} & \frac{-1}{L_2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_2(R+r_{c2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (4.50)$$

Figura 22 – Conversor CC-CC SEPIC/Zeta: (a) T_1 fechado e T_2 aberto; (b) T_2 fechado e T_1 aberto.


Fontes: Elaborado pela autora.

Agora, observando a Fig.22(b), no intervalo de tempo $(1-d)$ e as equações e forma matricial são

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} - V_{in} + i_{L1}r_{L1} + v_{c1} + i_{c1}r_{c1} + v_{L2} + i_{L2}r_{L2} = 0 \quad (4.51)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + r_{L2}i_{L2} - v_{c2} - i_{c2}r_{c2} = 0 \quad (4.52)$$

$$C_1 \frac{dv_{c1}}{dt} - i_{L1} = 0 \quad (4.53)$$

$$-C_2 \frac{dv_{c2}}{dt} - i_{L2} + i_{out} + i_{L1} = 0 \quad (4.54)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(-r_{L1}-r_{c1})}{L_1} - \frac{r_{c2}R}{L_1(R+r_{c2})} & \frac{r_{c2}R}{L_1(R+r_{c2})} & \frac{-1}{L_1} & \frac{r_{c2}}{L_1(R+r_{c2})} - \frac{-1}{L_1} \\ \frac{-r_{c2}R}{L_2(R+r_{c2})} & \frac{r_{c2}R}{L_2(R+r_{c2})} - \frac{r_{L2}}{L_2} & 0 & \frac{r_{c2}}{L_2(R+r_{c2})} + \frac{1}{L_2} \\ \frac{R}{C_2(R+r_{c2})} & \frac{-R}{C_2(R+r_{c2})} & 0 & \frac{-1}{C_2(R+r_{c2})} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} \quad (4.55)$$

A análise das Fig.22(a) e (b) permite observa que a saída para ambos os casos é a mesma, sendo

$$v_{out} = v_{c2} - i_{c2}r_{c2} \quad (4.56)$$

$$v_{out} = \begin{bmatrix} \frac{Rr_{c2}}{R+r_{c2}} & \frac{-Rr_{c2}}{R+r_{c2}} & 0 & 1 - \frac{1}{R+r_{c2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{L1} \\ \dot{i}_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} \quad (4.57)$$

O valor médio para o conversor *SEPIC/Zeta* terá forma matricial, e sendo considerando para termos práticos a aproximação que $R \gg r(L) + r_c$ (MOHAN, 1995)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(r_{L1}+r_{c1})+r_{c1}}{L_1} + \frac{(r_{c2}+r_{c1})d}{L_1} & \frac{r_{c2}(1-d)}{L_1} & \frac{-(1-d)}{L_1} & \left(\frac{r_{c2}}{RL_1} - \frac{-1}{L_1}\right)(1-d) \\ \frac{-r_{c2}(1-d)}{L_2} & \frac{(-r_{L2}+r_{c2})(1-d)}{L_2} & \frac{-d}{L_2} & \left(\frac{r_{c2}}{RL_2} + \frac{1}{L_2}\right)(1-d) \\ \frac{(1-d)}{C_1} & \frac{d}{C_1} - \frac{(1-d)}{C_2} & 0 & \frac{-(1-d)}{C_2} \\ \frac{(1-d)}{C_1} & 0 & 0 & \frac{-d}{C_2R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (4.58)$$

$$v_{out} = \begin{bmatrix} r_{c2} & -r_{c2} & 0 & 1 - \frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} \quad (4.59)$$

Com base na característica de pequenos sinais que já foi exemplificado nesse capítulo, fazendo a transformada de Laplace e expressando em termos da saída, a característica para o caso do *SEPIC/Zeta* resulta em

$$\begin{aligned} s\tilde{x}(s) &= A\tilde{x}(s) + (A_1 - A_2)X + BV_{in}\tilde{d}(s) \\ [sI - A]\tilde{x}(s) &= (A_1 - A_2)X + BV_{in}\tilde{d}(s) \\ \tilde{x}(s) &= [sI - A]^{-1}[(A_1 - A_2)X + BV_{in}\tilde{d}(s)] \\ v_{out}(s) &= C^T[sI - A]^{-1}[(A_1 - A_2)X + BV_{in}\tilde{d}(s)] \\ \frac{v_{out}(s)}{\tilde{d}(s)} &= C^T[sI - A]^{-1}[(A_1 - A_2)X + BV_{in}] \\ \frac{\tilde{v}_{out}(s)}{\tilde{d}(s)} &= \frac{-5.633e04s^3 + 1.239e09s^2 + 1.505e12s - 1.232e17}{s^4 + 3308s^3 + 4.115e07s^2 - 2.541e11s - 4.794e15} \end{aligned} \quad (4.60)$$

5 ANÁLISE DOS RESULTADOS

5.1 Resultados por Análise dos Cálculos

A primeira análise realizada é referente as perdas do conversores a partir dos valores calculadas no capítulo 3. Esses valores são apresentados na Tabela 7.

Tabela 7 – Análise dos valores teóricos

Conversor	<i>Buck/Boost</i>	<i>Buck-Boost/Buck-Boost</i>	<i>Cuk/Cuk</i>	<i>SEPIC/Zeta</i>
Perdas por chaveamento (W)	0,00085	0,0017	0,0021	0,0021
Perdas por condução (W)	2,86	2,86	4,47	4,47
Perdas no indutor (W)	3,58	3,58	3,80	3,80
Perdas no capacitor (W)	0,001	0,21	0,21	3,43
Perdas totais (W)	6,44	6,43	8,44	11,7
Rendimento (%)	94,0	94,0	92,3	90,0

Fontes: Elaborado pela autora

Como mencionado no capítulo 3 deste trabalho, um dos objetivos nos projetos de circuitos de potência é a redução das perdas que acontecem nas chaves de potência. Os conversores aqui estudados fazem a transição quando a tensão e a corrente não são zero. As perdas na chave, podem ser minimizadas pelos circuitos de acionamento projetados para fornecer rápidas transições de chaveamento (HART, 2012).

O MOSFET é um dispositivo controlado por tensão relativamente simples de ativar. O estado ligado é obtido quando a tensão porta-fonte excede a tensão de limiar, forçando o MOSFET para a região de saturação. O estado desligado é obtido por uma tensão abaixo do valor da tensão limiar. As velocidades de chaveamento são basicamente determinadas pela rapidez com que a carga pode ser transferida para porta e fora dela (HART, 2012).

Um circuito de acionamento com MOSFET deve ser capaz de fornecer e drenar correntes do chaveamento em alta velocidade (HART, 2012). Para que haja um correto disparo ou bloqueio dos MOSFETs utilizados, evitando sua operação na região ativa, faz-se necessária fornecer à base da chave uma potência suficientemente grande. Para isto, utiliza-se *drivers* que amplificam a potência do sinal de controle proveniente do circuito gerador do PWM. É utilizado um diodo de *bootstrap* para eliminar a necessidade de uma fonte auxiliar necessária para o disparo de uma chave cuja sua fonte não se encontra conectado ao terra do circuito.

A perda de potência numa chave eletrônica produz aquecimento, sendo essencial em um projeto para limitar a temperatura de todos os dispositivos dos circuitos conversores.

Essas perdas representam a energia elétrica convertida em energia térmica é essencial para manter a temperatura interna do dispositivo abaixo de seus valores nominais máximos. A temperatura interna em um dispositivo eletrônico chaveado é designada como temperatura da junção (HART, 2012).

Em muito casos, a potência assimilada pelo dispositivo resulta em aquecimento na junção fazendo a necessidade do uso de dissipador de calor. O dissipador de calor tem como função reduzir o temperatura da junção. O encapsulamento do dispositivo é sempre fixado ao dissipador de calor com uma pasta térmica para preencher alguns vazios entre as imperfeições do encapsulamento e do dissipador. Assim dissipadores de calor de diversas medidas, que podem ser pequenos dispositivos com presilhas até perfilados maciços de alumínio. Os *datasheet* do fabricantes de semicondutores informam a resistência térmica da junção para encapsulamento e a do encapsulamento para dissipador de calor supondo uma superfície com pasta térmica (HART, 2012).

A ESR (*Equivalent Serie Resistance*, do português Resistência Equivalente em Série) do capacitor significa de uma forma geral o capacitor possui uma resistência interna. A resistência em série de um capacitor eletrolítico se deve ao eletrólito e às conexões, variando significativamente com a temperatura. Essa resistência possui um efeito significativo em termos da ondulação da tensão observada nos terminais do componente, além de ser responsável pelas perdas do dispositivo. O fator de perdas diminui com o aumento da temperatura e aumenta com a elevação da frequência de operação. Sendo as perdas no capacitor diretamente relacionadas com a corrente RMS por ele (POMILIO, 1995).

Para um componente magnético, seja um indutor ou transformador, as características ideais são resistência nula, capacitância parasita nula, densidade de campo magnético não-saturável. O seu dimensionamento correto não é uma atividade fácil e seu sucesso depende de diversos fatores, como do núcleo utilizado, frequência de operação, corrente pelo indutor, entre outros. No entanto, a própria forma construtiva pode alterar significativamente o desempenho do dispositivo, especialmente em termos das indutâncias de dispersão e capacitâncias parasitas (POMILIO, 1995).

Um problema que pode ocorrer nos elementos magnéticos que operam em alta frequência é que os mesmos inserem no circuito de potência uma série de elementos parasitas (não-idealidades), tais como: indutância magnetizante, indutância de dispersão, capacitâncias entre enrolamentos, capacitâncias entre espiras, etc. Esse elemetos podem resultar em resultados indesejáveis no funcionamento do conversor (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

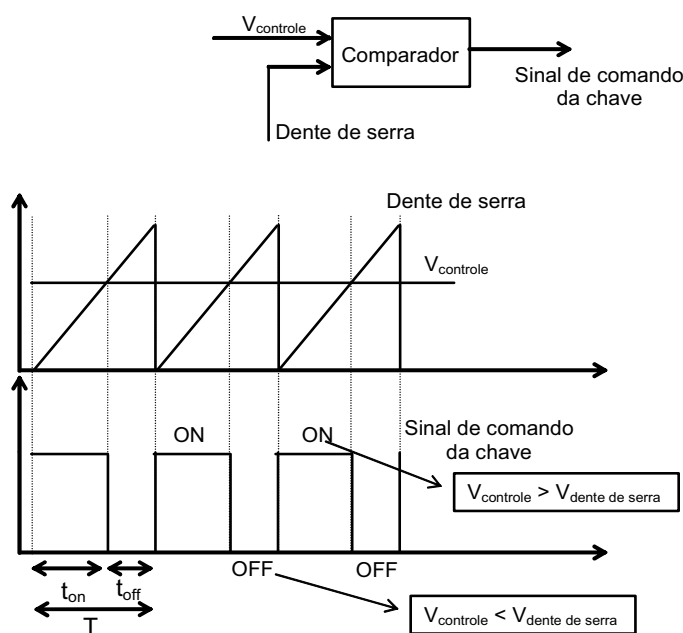
Para um material ferromagnético ser utilizado na construção de conversores o mesmo deve possuir a capacidade de trabalhar em altas frequência sem apresentar altas perdas, ou seja, deve possuir um laço de histerese com pequena área. Nesse trabalho, foram utilizados núcleos toroidais o que permitiram obter indutores muito compactos. As perdas

no indutores se dão principalmente por perdas no núcleo (devido às correntes induzidas no núcleo e à histerese do material magnético) e perdas nos enrolamentos (devido à resistência dos fios de cobre utilizado) (POMILIO, 1995).

5.2 Resultados por Análise de Simulação

A modulação por largura de pulso (Pulse Width Modulation – PWM) consiste em gerar um sinal equivalente a uma referência pré-estabelecida em um pulso de onda quadrada com frequência constante e largura de pulso variável. Basicamente consiste na comparação entre um sinal dente de serra (ou triangular) com uma referência, cuja saída será o sinal quadrado correspondente a esta comparação. Quando a amplitude do sinal constante for maior que a onda triangular, o sinal de quadrado é alto, causando o chaveamento *on*. Quando a amplitude do sinal for menor, tem-se a situação oposta e causa o equivalente ao chaveamento *off* (MOHAN, 1995). A Fig. 23 ilustra o diagrama de bloco e as formas de onda para a modulação explicada.

Figura 23 – Diagrama de bloco e forma de onda para PWM.

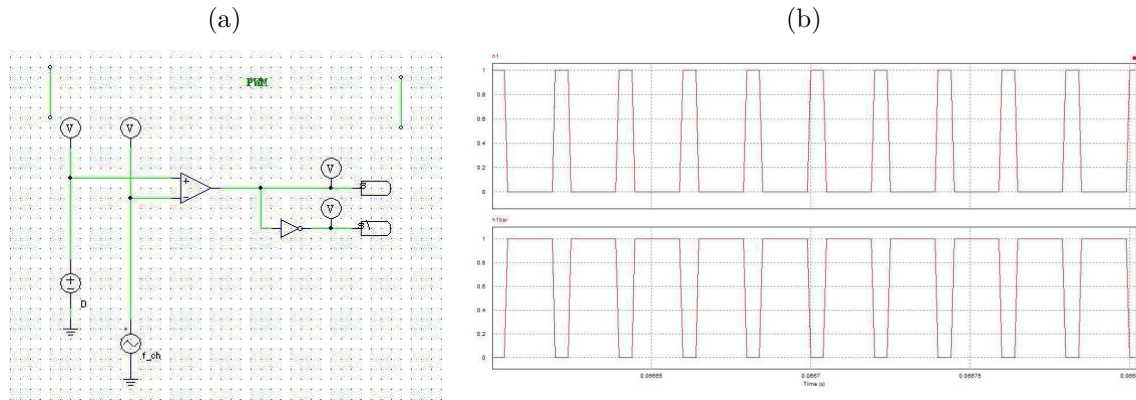


Fonte: Mohan (1995), modificado pela autora.

Para a simulação realizada no PSIM foi implementado o diagrama de bloco apresentado na Fig.24(a) e foi obtido as formas de onda da Fig.24(b).

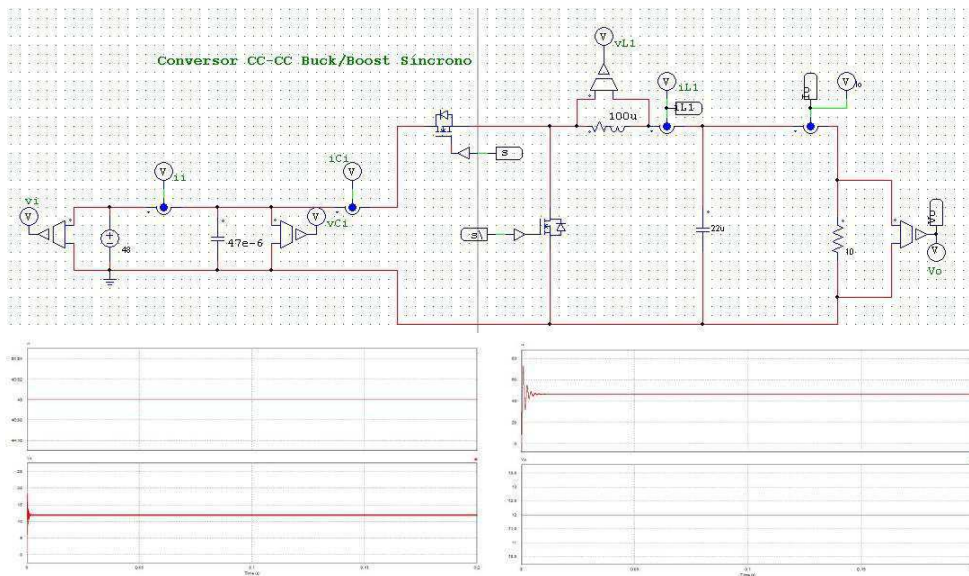
O objetivo das simulações e medições realizadas é observar o comportamento da tensão de saída dos conversores nos dois modos de operação, o modo *buck* e o modo *boost*, com o intuito de verificar as especificações desejadas. Assim, os resultados obtidos para simulações são apresentados nas Figs. 25 à 28 .

Figura 24 – (a) Diagrama de bloco e (b) forma de onda para PWM no PSIM.



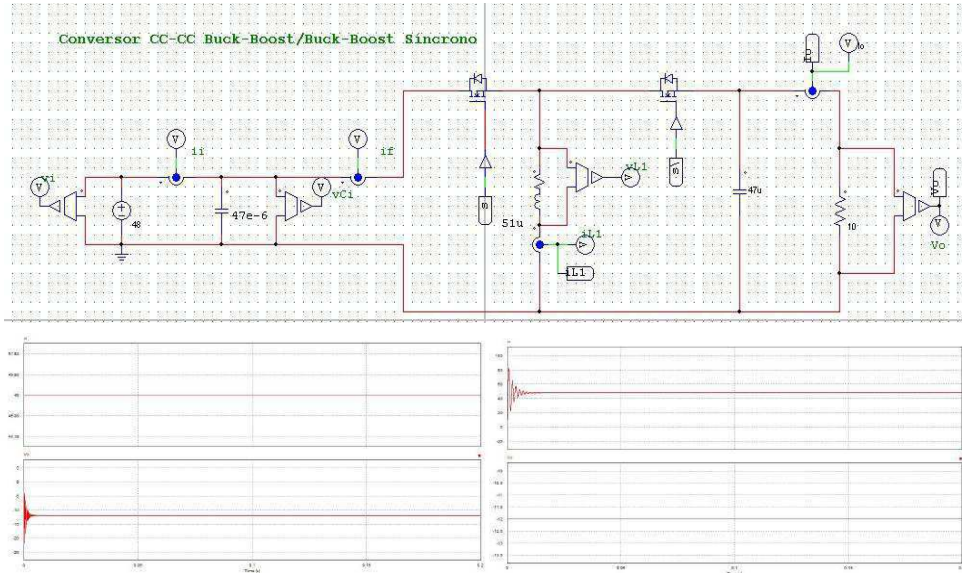
Fontes: Elaborado pela autora

Figura 25 – Simulação conversor *buck/boost* e formas de onda para $V_{in} = 48V$ e $V_{out} = 12V$ e $V_{in} = 12V$ e $V_{out} = 48$.



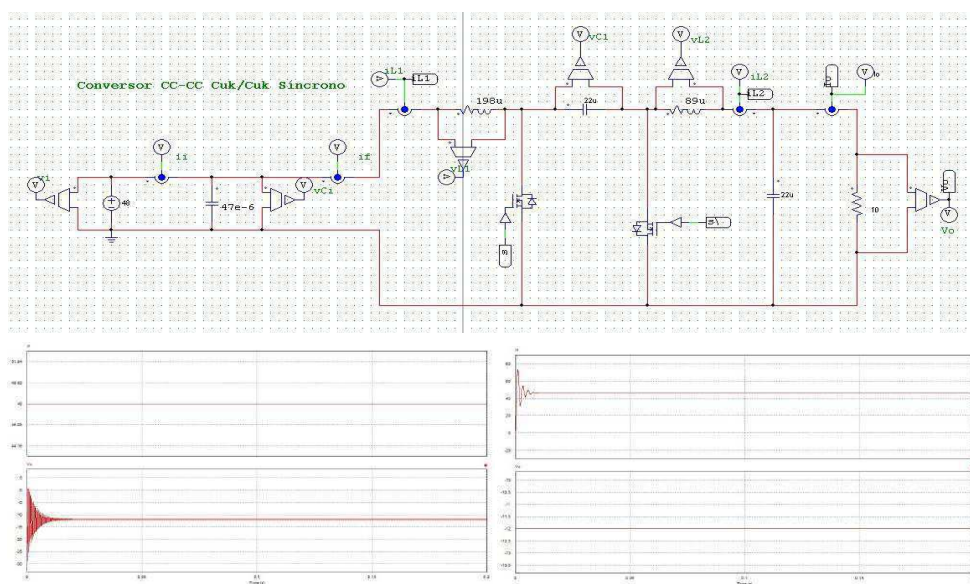
Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 26 – Simulação conversor *buck-boost/buck-boost* e formas de onda para $V_{in} = 48V$ e $V_{out} = -12V$ e $V_{in} = -12V$ e $V_{out} = 48V$.



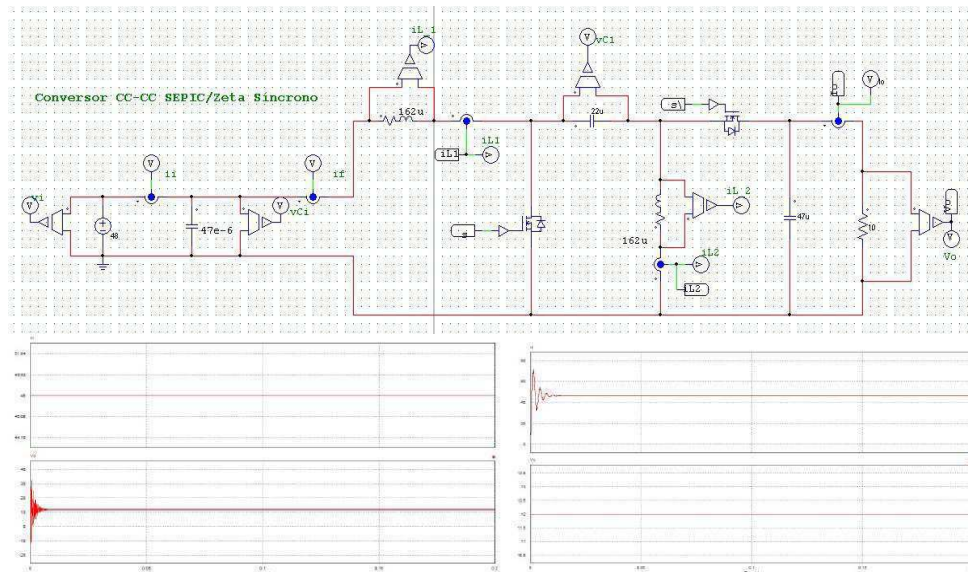
Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 27 – Simulação conversor *cuk/cuk* e formas de onda para $V_{in} = 48V$ e $V_{out} = -12V$ e $V_{in} = -12V$ e $V_{out} = 48V$.



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 28 – Simulação conversor *SEPIC/Zeta* e formas de onda para $V_{in} = 48V$ e $V_{out} = 12V$ e $V_{in} = 12V$ e $V_{out} = 48V$.

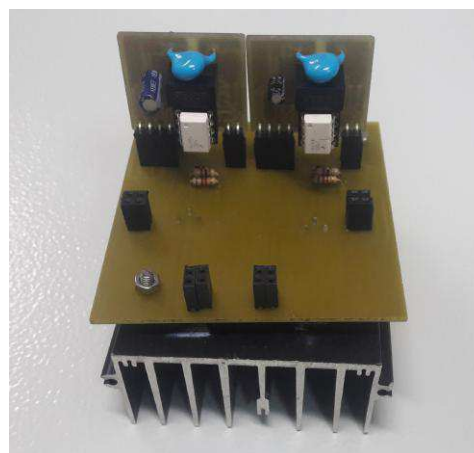


Fonte: Elaborado pela autora.

5.3 Resultados por Análise de Medição

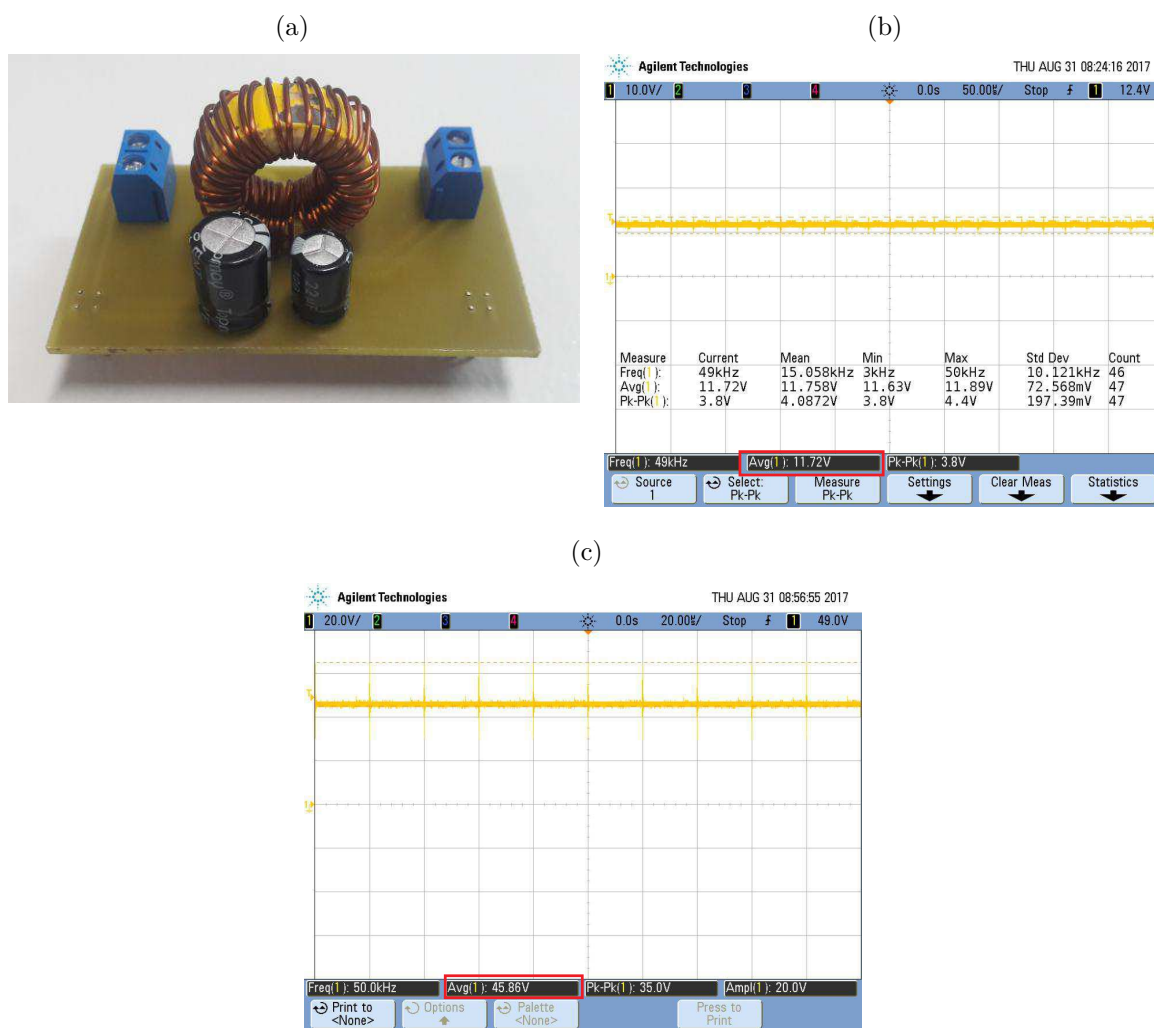
Para a realização dos conversores físicos foi utilizado o *software* Altium para concepção das placas de circuito integrado dos conversores projetados. Foi projetado uma placa base com os dois MOSFETs utilizados, e também com o circuito dos drives utilizados para o acionamento dos mesmos. Para cada conversor foi projetado um placa de modo que seja possível a utilização da mesma base para todos os conversores. A Fig. 29 ilustra a placa projetada para base.

Figura 29 – Placa base.



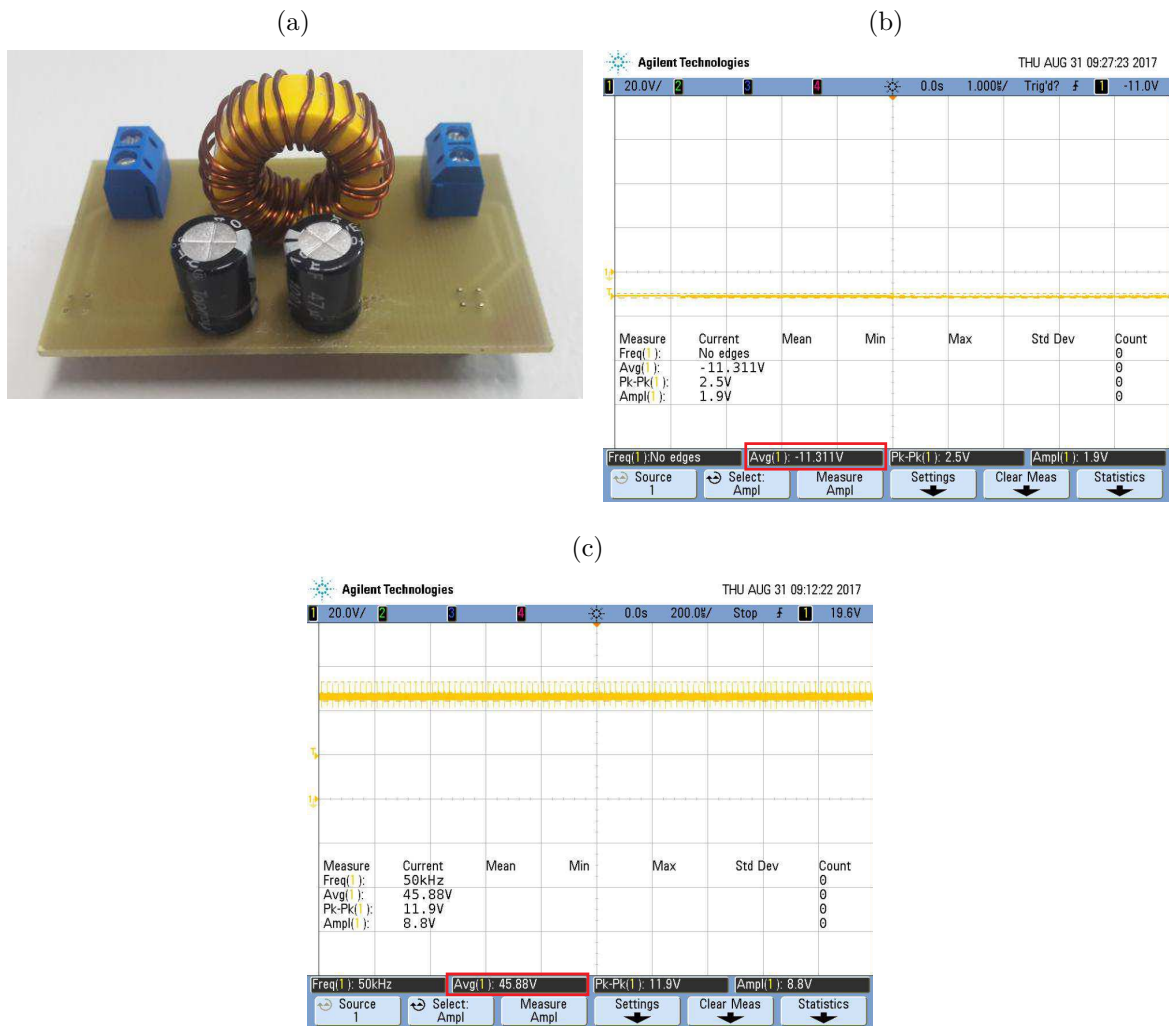
Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 30 – (a) Placa e resultado experimental para conversor *buck/boost*, (b) $V_{in} = 48V$ e $V_{out} = 12V$ e (c) $V_{in} = 12V$ e $V_{out} = 48$.



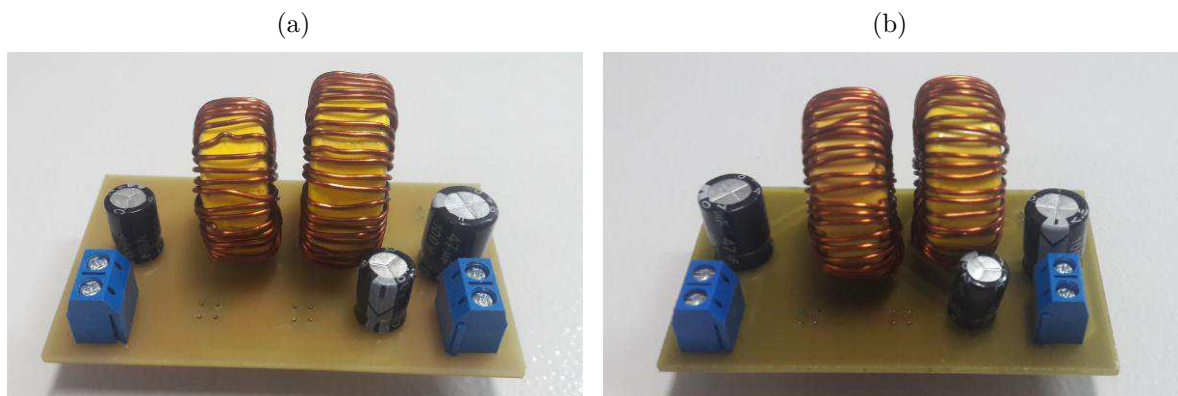
Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 31 – (a) Placa e resultado experimental para conversor *buck-boost/buck-boost*, (b) $V_{in} = 48V$ e $V_{out} = -12V$ e (c) $V_{in} = -12V$ e $V_{out} = 48V$.



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 32 – Placas dos conversores (a) conversor $\hat{c}uk/\hat{c}uk$ e (b) conversor *SEPIC/Zeta*.



Fonte: Elaborado pela autora.

6 CONCLUSÃO

Nesse trabalho foi realizado o estudo sobre conversores CC-CC bidirecionais e projetado quatro topologias para verificação do funcionamento desses conversores experimentalmente. Como observado na literatura explorada, os conversores CC-CC bidirecionais vem sendo amplamente utilizado em diversas aplicações de carga e descarga. O uso desses conversores vão de sistemas de geração independentes, com fontes baseadas em energia solar e eólica à aplicações em sistemas de energia de célula de combustível híbrido. O que prova a grande importância do uso dos conversores CC-CC bidirecionais nos sistemas de potência no processamento de energia.

Para sucesso na construção e funcionamento correto de um conversor CC-CC se faz necessário uso de bom elemento ativo que atenda as especificações, um projeto adequado dos elementos magnéticos, uma especificação correta dos elementos passivos de forma que seja possível sua obtenção no mercado. A escolha dos componentes que são utilizados na simulação e no projeto físico dos conversores, tem influência direta na funcionalidade dos mesmo, um exemplo é a escolha de um MOSFET que apresente uma baixa resistência dreno-fonte, assim é possível reduzir as perdas nesse elemento.

Pela análise por simulações no PSIM, observou-se que os conversores projetados apresentam a característica fluxo de energia bidirecional, operando no modo *buck* e no modo *boost*. A análise experimental foi realizada no LEIAM. Observou-se que o objetivo foi alcançado para os conversores *buck/boost* e *buck-boost/buck-boost* com sucesso. Sendo observado a bidirecionalidade do fluxo de energia. Para o conversor $\hat{C}uk/\hat{C}uk$ deve-se o problema devido ao uso de capacitores eletrolíticos, que são capacitores polarizados, na configuração em que foi realizado o esquemático. Para esse conversor deve ser utilizado capacitores cerâmicos ou de poliéster, que não apresentam a polarização, mantendo o esquemático, ou realizar uma alteração no esquemático de forma que o capacitor não apresente problemas com a polaridade. Para o conversor *SEPIC/Zeta* não foi obtido resultado desejado.

O principal objetivo foi realizar um estudo dos conversores para um determinado ponto de operação, observando a bidirecionalidade do fluxo de energia nos conversores. Para trabalhos futuros pode-se citar o estudo desses conversores, porém de forma isolada fazendo-se o uso de transformador, bem como a realização de um sistema de controle com realimentação na saída com uma referência. Ou até mesmo realizar um estudo mais completo focando em determinada aplicação escolhida.

REFERÊNCIAS

- AZIZ, A. e. A. R. N. Design of a non-ideal buck converter. *International Research Journal of Engineering and Technology*, v. 03, p. 173–179, Fev 2016. ISSN 2395-0056. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 34.
- BARBI, I.; FONT, C. H. I.; ALVES, R. L. Projeto físico de indutores e transformadores. *Documento Interno (INEP-2002)*, 2002. Citado na página 49.
- CAI, Y.; ZHANG, L.; WANG, J.; RAN, D.; WANG, J. Power and energy engineering conference (appeec). *Asia-Pacific, March*, 2010. Citado na página 17.
- HART, D. *Eletrônica de potência: Análise e projetos de circuitos*. [S.l.]: McGraw Hill - ARTMED, 2012. Citado 12 vezes nas páginas 22, 23, 24, 25, 26, 32, 34, 35, 38, 39, 48 e 49.
- INFINEON. Mosfet power losses calculation using the data-sheet parameters. 2006. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 33.
- JIN, K.; RUAN, X.; YANG, M.; XU, M. Power management for fuel-cell power system cold start. *IEEE Transactions on power electronics*, IEEE, v. 24, n. 10, p. 2391–2395, 2009. Citado 3 vezes nas páginas 17, 18 e 19.
- MIDDLEBROOK, R.; CUK, S. A general unified approach to modelling switching-converter power stages. In: IEEE. *Power Electronics Specialists Conference, 1976 IEEE*. [S.l.], 1976. p. 18–34. Citado na página 38.
- MOHAN, N. e. U. T. M. e. R. W. P. *Power Electronics: Converters, Applications and Desing*. [S.l.]: Wiley, 1995. Citado 11 vezes nas páginas 22, 23, 24, 25, 26, 27, 32, 40, 42, 47 e 50.
- POMILIO, J. A. *Eletrônica de potência*. [S.l.]: Publicação, 1995. Citado 2 vezes nas páginas 49 e 50.
- RASHID, M. *Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações*. [S.l.]: Makron, 1999. Citado 8 vezes nas páginas 17, 22, 23, 24, 25, 26, 27 e 29.
- SEMICONDUCTOR, O. Lc selection guide for the dc-dc synchronous buck converter. *ON Semiconductor, Phoenix, AZ, Application Notes AND9135/D*, 2003. Citado na página 34.
- TI. *Designing DC/DC converters based on SEPIC topology*. [S.l.], 2008. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 37.
- TI. *Designing DC/DC converters based on ZETA topology*. [S.l.], 2008. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 29.
- TI. *LM2611 1.4-MHz Cuk Converter*. [S.l.], 2008. Citado na página 36.
- TRZYNADLOWSKI, A. M. *Introduction to modern power electronics*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2015. Citado na página 29.

TYTELMAIER K. E HUSEV, O. e. V. O. e. Y. R. A review of non-isolated bidirectional dc-dc converters for energy storage systems. *International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering*, PE-2, n. 1, p. 62–71, Nov 2016. ISSN 0885-8993. Citado 5 vezes nas páginas 17, 20, 29, 30 e 31.

Anexos

ANEXO A – ESPECIFICAÇÃO DOS COMPONENTES

Os valores dos capacitores cálculos no capítulo 3 deste trabalho são valores teóricos e muitas vezes não é possível a aquisição desses componentes em seus exatos valores calculados. Assim, os valores dos componentes devem se ajustados a valores de mercado de uma forma que todas as especificações do projeto ainda seja satisfeita. A ESR pode ser calculada pela equação A.1:

$$DF = \frac{ESR}{2 * \Pi * f_{ch} * C} \quad (A.1)$$

- DF é o fator de dissipação, valor que é encontrado no *datasheet* do capacitor
- ERS é o valor da resistência equivalente em série
- f_{ch} é a frequência de chaveamento
- C é o valor do capacitor

A obtenção dos indutores nos valores calculados no capítulo 3, assim como para os capacitores, não é de fácil aquisição no mercado local. Assim, faz-se necessário sua confecção de forma manual. Para isso, foi utilizado núcleos toroidais de fonte de computador. Tendo conhecimento do valor calculado teoricamente como uma estimativa inicial para o valor da indutância, assim foi-se então confeccionado de maneira empírica, enrolando e medindo o resultado, até um valor de indutância aceitável. Para o valor da resistência em série do indutor foi considerado o de $50m\Omega$ para todos os indutores do projeto. Os componentes utilizados no projeto dos conversores são especificados na tabela 8.

Tabela 8 – Componentes utilizados no projeto

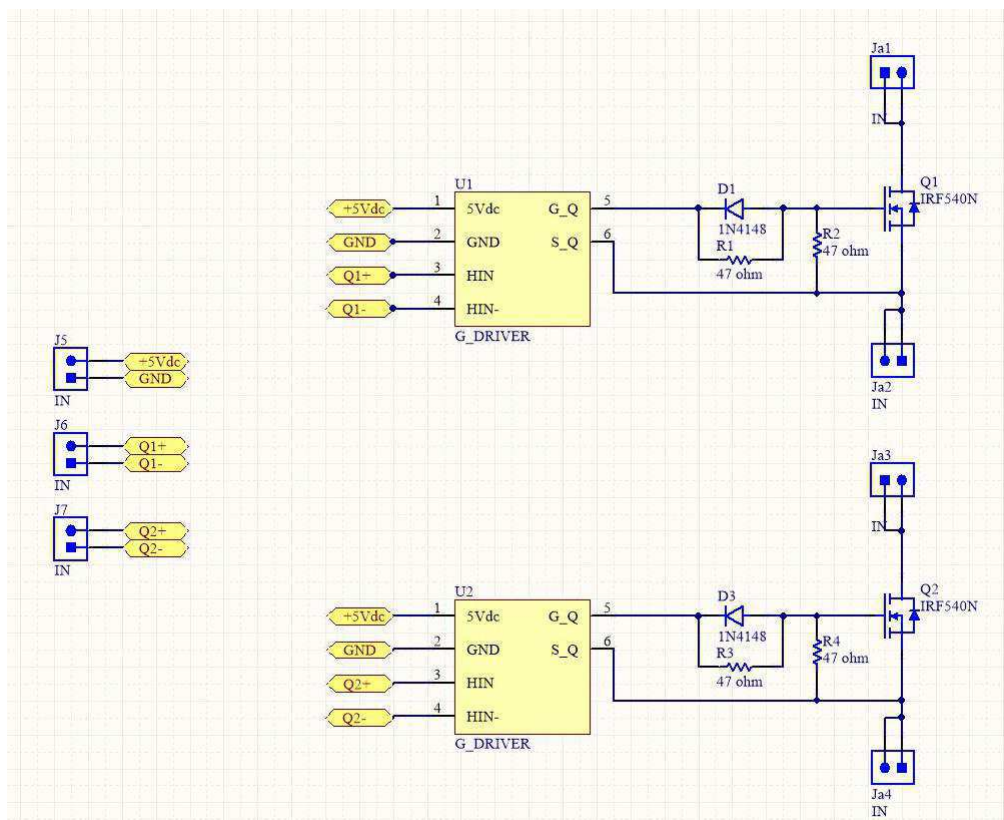
Componente	Valor	DF	Resistência em série
Capacitor μF	15	0,08	0,017 Ω
Capacitor μF	22	0,08	0,012 Ω
Capacitor μF	47	0,08	5,42m Ω
Indutor μH	50	-	50m Ω
Indutor μH	89	-	50m Ω
Indutor μH	101	-	50m Ω
Indutor μH	162	-	50m Ω
Indutor μH	198	-	50m Ω

Fonte: Elaborado pela autor

ANEXO B – CONSTRUÇÃO DA PCI

Para realização da construção da PCI foi utilizado o software *Altium Design*. Foi realizado o projeto de uma placa base, que nela contém os dispositivos de potência. Como também foi projetado uma placa para cada conversor aqui estudado. Seguem abaixo os esquemáticos projetados Figs. 33-34, bem como uma visualização 3D de cada placa, Fig. 35.

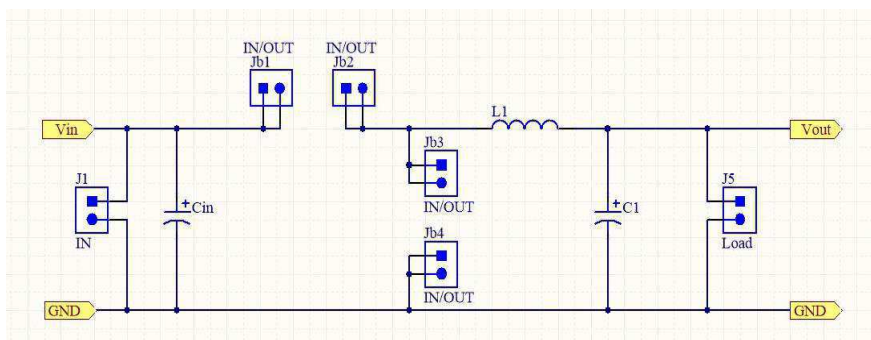
Figura 33 – Esquemático da placa base.



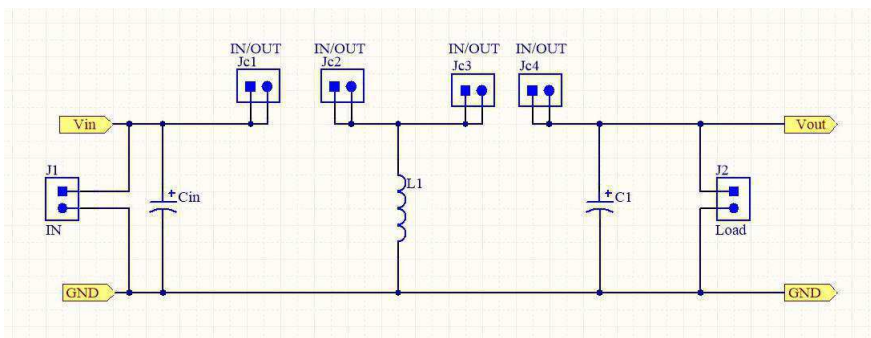
Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 34 – Esquemático das placas para os conversores (a) conversor buck/boost, (b) conversor buck-boost/buck-boost, (c) conversor çuk/çuk e (d) conversor SEPIC/Zeta.

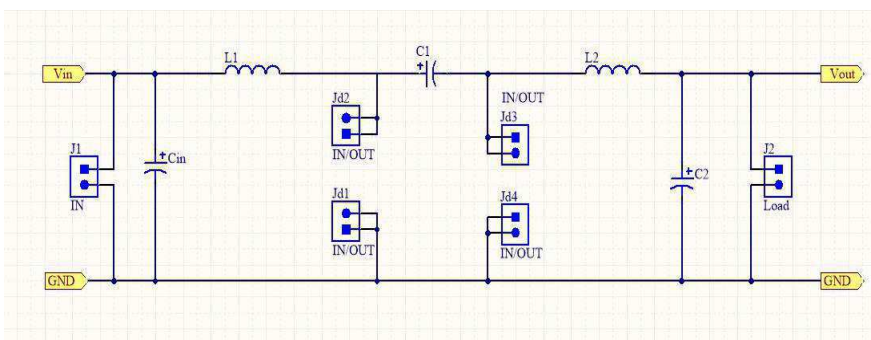
(a)



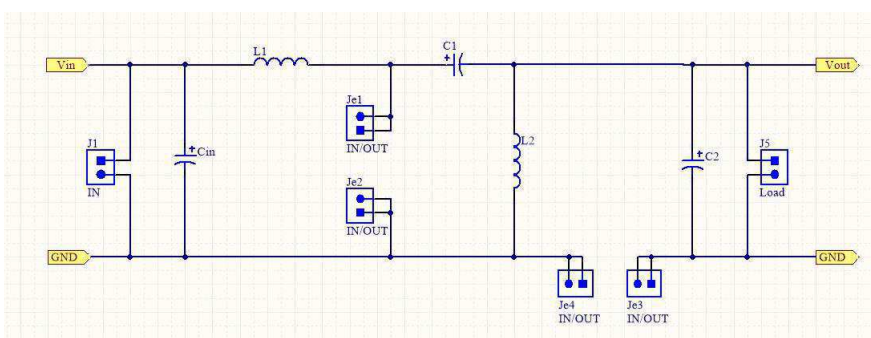
(b)



(c)

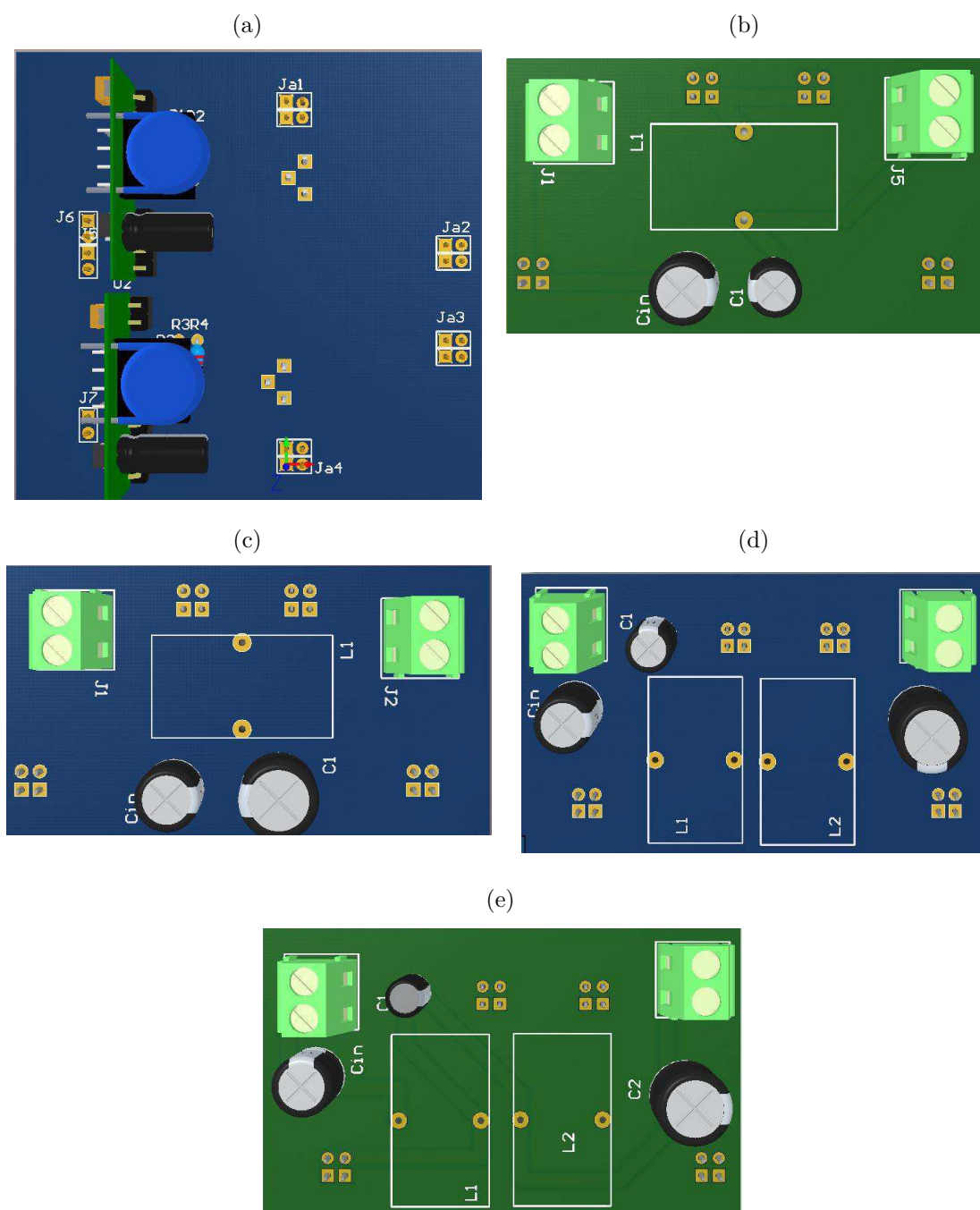


(d)



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 35 – Visualização 3D (a) placa base, (b) conversor buck/boost, (c) conversor buck-boost/buck-boost, (d) conversor $\hat{c}uk/\hat{c}uk$ e (e) conversor SEPIC/Zeta.



Fonte: Elaborado pela autora.