

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETROTÉCNICA
ENGENHARIA ELÉTRICA**

**FÁBIO ERVINO TEIXEIRA BURLINSKI
RAFAEL ZETZSCHE DINIZ**

**CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL COM ALTA TAXA DE
CONVERSÃO**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CURITIBA

2018

FÁBIO ERVINO TEIXEIRA BURLINSKI
RAFAEL ZETZSCHE DINIZ

**CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL COM ALTA TAXA DE
CONVERSÃO**

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação, apresentado para o curso Superior de Engenharia Elétrica do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica (DAELT), da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Roger Gules, Dr. Eng.

CURITIBA

2018

Fábio Ervino Teixeira Burlinski
Rafael Zetsche Diniz

Conversor CC-CC bidirecional com alta taxa de conversão

Este Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação foi julgado e aprovado como requisito parcial para a obtenção do Título de Engenheiro Eletricista, do curso de Engenharia Elétrica do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica (DAELT) da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Curitiba, 14 de junho de 2018.

Prof. Antonio Carlos Pinho, Dr.
Coordenador de Curso
Engenharia Elétrica

Profa. Annemarien Gehrke Castagna, Mestre
Responsável pelos Trabalhos de Conclusão de Curso
de Engenharia Elétrica do DAELT

ORIENTAÇÃO

Prof. Roger Gules, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Orientador

BANCA EXAMINADORA

Prof. Adriano Ruseler, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Prof. Eduardo Félix Ribeira Romaneli, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Prof. Roger Gules, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

A folha de aprovação assinada encontra-se na Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica

AGRADECIMENTOS

Agradecemos ao nosso orientador, professor Dr. Roger Gules pelo comprometimento e dedicação demonstrado para o desenvolvimento desse trabalho. Disponibilizando, além dos materiais, locais apropriados com bancadas e instrumentos adequados para a realização dos ensaios.

Aos nossos pais e familiares por estarem sempre acreditando e incentivando nessa jornada acadêmica.

Aos amigos, alguns até esquecidos, que demonstraram compreensão e apoio necessário para nosso sucesso pudesse ser alcançado.

Aos professores e a Universidade Tecnológica Federal do Paraná por oferecer uma formação de qualidade.

Enfim, agradecemos aos céus por esse projeto funcionar e apresentar problemas possíveis de solucionar.

RESUMO

BURLINSKI, Fábio Ervino Teixeira, DINIZ, Rafael Zetzsche. Conversor CC-CC bidirecional com alta taxa de conversão, 2018. Trabalho de conclusão de curso (Engenharia Elétrica) – Departamento Acadêmico de Eletrotécnica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2018.

O trabalho tem por objetivo desenvolver um conversor CC-CC bidirecional de alto ganho. É apresentado o embasamento teórico sobre o tema, seguido pela parte prática, que consiste no dimensionamento, na simulação e na implementação e ensaio do protótipo. Será apresentado o protótipo funcional operando em malha aberta nos dois sentidos de funcionamento. O estudo da topologia com característica elevadora de tensão, bidirecional, não isolado, faz parte do desenvolvimento. Em sequência é realizado a modelagem e simulação do conversor, sendo finalizado com o a discussão sobre os resultados obtidos nos testes práticos utilizando o protótipo desenvolvido.

Palavras-chave: Conversor CC-CC, bidirecional, alto ganho, alta taxa de conversão, malha aberta.

ABSTRACT

BURLINSKI, Fábio Ervino Teixeira, DINIZ, Rafael Zetsche. Bidirectional DC-DC converter with high conversion rate, 2018. Trabalho de conclusão de curso (Engenharia Elétrica) – Departamento Acadêmico de Eletrotécnica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2018.

This paper has as goal the development of a DC-DC converter that works in a bidirectional way. It is presented the theoretical study of the subject, followed by the practical part, that consists in the dimensioning, simulation, implementation and prototype test. Will be presented the functional prototype running with an open loop in both ways of work. The study of the topology with characteristics such as voltage lift, bidirectional flow, non-isolated, is among the development of this paper. Furthermore, the modeling and simulation of the converter is done, followed by the discussion about the results obtained from the practical tests using the developed prototype.

Keywords: DC-DC converter, bidirectional, high gain, high conversion rate, open loop.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Diagrama do sistema onde o conversor poderá ser aplicado.	12
Figura 1.2 – Topologia do conversor <i>Buck+Boost</i> bidirecional.	13
Figura 2.1 – Topologia do conversor <i>Boost</i>	18
Figura 2.2 – Topologia do conversor <i>Buck</i>	19
Figura 2.3 – Topologia do conversor <i>Ćuk</i>	20
Figura 2.4 – Circuito equivalente para o conversor <i>Ćuk</i> quando a chave S conduz.	21
Figura 2.5 – Circuito equivalente para o conversor <i>Ćuk</i> quando a chave S não conduz.	21
Figura 2.6 – Topologia do conversor SEPIC.	22
Figura 2.7 – Circuito equivalente para o conversor SEPIC quando a chave S conduz.	22
Figura 2.8 – Circuito equivalente para o conversor SEPIC quando a chave S não conduz.	22
Figura 2.9 – Topologia do conversor <i>Zeta</i>	23
Figura 2.10 – Circuito equivalente para o conversor <i>Zeta</i> quando a chave S conduz.	24
Figura 2.11 – Circuito equivalente para o conversor <i>Zeta</i> quando a chave S não conduz.	24
Figura 2.12 – Exemplo de topologia conversor <i>Ćuk</i> bidirecional.	25
Figura 2.13 – Exemplo de topologia conversor bidirecional de alto ganho.	26
Figura 2.14 – Exemplo de topologia conversor bidirecional de alto ganho.	27
Figura 3.1 – Topologia proposta para desenvolvimento.	28
Figura 3.2 – Topologia proposta sob aspecto unidirecional para primeiro sentido.	29
Figura 3.3 – Topologia proposta sob aspecto unidirecional para segundo sentido.	29
Figura 3.4 – Topologia proposta, destaque para o conversor SEPIC.	30
Figura 3.5 – Topologia proposta, destaque para o conversor <i>Ćuk</i>	33
Figura 3.6 – Comparação do ganho estático da Topologia Proposta.	36
Figura 3.7 – Arduino nano.	39
Figura 3.8 – Placa DRVHCPL(2R3) utilizada como drive.	40
Figura 4.1 – Circuito simulado no sentido A.	41
Figura 4.2 – Ondulação da corrente em L1.	42
Figura 4.3 – Ondulação da corrente em L2.	42
Figura 4.4 – Ondulação da corrente em L3.	42
Figura 4.5 – Tensão no indutor L1.	43
Figura 4.6 – Tensão no indutor L2.	43
Figura 4.7 – Tensão no indutor L3.	43
Figura 4.8 – Corrente na chave S1.	43
Figura 4.9 – Corrente na chave S2.	44
Figura 4.10 – Corrente na chave S3.	44
Figura 4.11 – Tensão na chave S1.	44
Figura 4.12 – Tensão na chave S2.	44
Figura 4.13 – Tensão na chave S3.	45
Figura 4.14 – Circuito simulado no sentido B.	45
Figura 4.15 – Ondulação da corrente em L1.	46
Figura 4.16 – Ondulação da corrente em L2.	46
Figura 4.17 – Ondulação da corrente em L3.	46

Figura 4.18 – Tensão no indutor L1.....	46
Figura 4.19 – Tensão no indutor L2.....	47
Figura 4.20 – Tensão no indutor L3.....	47
Figura 4.21 – Corrente na chave S1.....	47
Figura 4.22 – Corrente na chave S2.....	47
Figura 4.23 – Corrente na chave S3.....	48
Figura 4.24 – Tensão na chave S1.....	48
Figura 4.25 – Tensão na chave S2.....	48
Figura 4.26 – Tensão na chave S3.....	48
Figura 5.1 – Protótipo construído.....	49
Figura 5.2 – Verificação da razão cíclica do PWM.....	50
Figura 5.3 – Verificação do complemento da razão cíclica do PWM.....	50
Figura 5.4 – Protótipo em funcionamento com detalhe do ganho obtido (Sentido A).....	51
Figura 5.5 – Tensão obtida no indutor L1.....	52
Figura 5.6 – Tensão obtida no indutor L2.....	52
Figura 5.7 – Tensão obtida na chave S1.....	53
Figura 5.8 – Tensão obtida na chave S2.....	53
Figura 5.9 – Tensão obtida na chave S3.....	53
Figura 5.10 – Forma de onda da corrente na chave S1.....	54
Figura 5.11 – Forma de onda da corrente na chave S2.....	54
Figura 5.12 – Forma de onda da corrente na chave S3.....	55
Figura 5.13 – A forma de onda da saída obtida no sentido A.....	55
Figura 5.14 – Protótipo em funcionamento (Sentido B).....	56
Figura 5.15 – Tensão obtida no indutor L1.....	57
Figura 5.16 – Tensão obtida no indutor L2.....	57
Figura 5.17 – Tensão obtida na chave S1.....	58
Figura 5.18 – Tensão obtida na chave S2.....	58
Figura 5.19 – Tensão obtida na chave S3.....	58
Figura 5.20 – Forma de onda da corrente na chave S1.....	59
Figura 5.21 – Forma de onda da corrente na chave S2.....	59
Figura 5.22 – Forma de onda da corrente na chave S3.....	60
Figura 5.23 – A razão cíclica do PWM em 0,8.....	60
Figura 5.24 – Protótipo em funcionamento com ganho de 8.....	61

LISTA DE ABREVIATURAS, SIGLAS E SÍMBOLOS

BNDES	Banco Nacional do Desenvolvimento Econômico e Social
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
F1	Fórmula 1
FIA	Federação Internacional de Automobilismo
FE	Fórmula E
GP	Gran Prix
KERS	<i>Kinetic Energy Recovery System</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SEPIC	<i>Single-ended primary inductor converter</i>
TCC	Trabalho de Conclusão de Curso

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	10
1.1 Contextualização	10
1.2 Tema	11
1.2.1 Delimitação do tema	12
1.3 Problemas e premissas	12
1.4 Objetivos	14
1.4.1 Objetivo geral.....	14
1.4.2 Objetivos específicos	15
1.5 Justificativa	15
1.6 Procedimentos metodológicos	16
1.7 Estrutura do trabalho	17
2 CONVERSORES CC-CC	18
2.1 Boost	18
2.2 Buck	19
2.3 Ćuk	20
2.4 SEPIC	21
2.5 Zeta	23
2.6 Conversores Bidirecionais	24
2.7 Conversor bidirecional de alto ganho	26
3 TOPOLOGIA PROPOSTA	28
3.1 Princípio de operação	29
3.2 Equacionamentos	30
3.3 Pré-projeto do conversor proposto	36
3.3.1 Chaves.....	37
3.3.2 PWM e drive	39
4 SIMULAÇÃO	41
4.1 Sentido A	41
4.2 Sentido B	45
5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	49
5.1 Sentido A	51
5.2 Sentido B	55
5.3 Conversor como elevador e com razão cíclica 0,8	60
5.4 Análise dos resultados obtidos	61
6 CONSIDERAÇÕES FINAIS	64
REFERÊNCIAS	66
APÊNDICE A – DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES	68
APÊNDICE B – COMPARAÇÃO VALORES CALCULADOS COM SIMULADOS	70
APÊNDICE C – SIMULAÇÃO MALHA FECHADA	71

1 INTRODUÇÃO

É apresentado neste capítulo o tema do trabalho em desenvolvimento, sua delimitação, os problemas a serem enfrentados, os objetivos a serem alcançados, a justificativa, os procedimentos metodológicos e a estrutura a ser seguida para a elaboração da pesquisa e estudo.

1.1 Contextualização

A maioria dos veículos automotores encontrados no cotidiano são movidos por motores de combustão interna. Os veículos elétricos (híbridos ou puramente elétricos) são considerados por muitos como um avanço tecnológico que apareceu como uma opção apenas nos últimos anos. No entanto, os veículos elétricos vêm se mantendo na margem da história automobilística desde 1930 (BNDES, 2010).

Apesar de já existirem há tempos, os veículos elétricos só apareceram para o consumidor geral recentemente (BNDES, 2011). Como exemplo se tem o Toyota Prius, lançado nos Estados Unidos da América em 1997, que é um carro híbrido fabricado por uma popular montadora de automóveis. Recentemente, no ano de 2016 houve a apresentação de uma motocicleta elétrica da popular norte americana *Harley Davidson*. Entretanto, já existem no mercado diversas fabricantes pequenas que vem ganhando seu espaço como a *Zero Motorcycles*, que iniciou em 2007 com um modelo e hoje (2018) já domina o mercado norte americano com 6 modelos diferentes de alta qualidade.

Uma amostra da força que os veículos propulsionados por energia elétrica estão ganhando nos últimos anos foi a criação da Formula E (FE) em 2012, que teve sua primeira prova em 2014. A Formula E é uma categoria do automobilismo sancionada pela FIA (Federação Internacional de Automobilismo) da mesma forma que a popular Formula 1 (F1). Apesar de ainda não apresentar o mesmo nível de investimento tecnológico e monetário que a F1 recebe, a FE vem crescendo exponencialmente a cada ano.

Outra categoria de alta performance que utiliza motores de combustão interna e está iniciando o desenvolvimento de uma categoria semelhante movida puramente à eletricidade é a Moto GP. A maior categoria do motociclismo mundial prevê o início

das corridas com motos elétricas para 2019, que como a FE é para a F1, será para a Moto GP.

Foi visto que os veículos elétricos estão cada vez mais presentes, e, conseqüentemente, a otimização de seus componentes estão sendo os objetivos atuais das pesquisas neste campo.

Focando então nos sistemas elétricos destes veículos discutidos, têm-se a constante busca do aumento do rendimento na utilização da energia armazenada nas baterias e diversos estudos para diminuição das perdas existentes durante o processo de conversão e utilização dessa energia.

Existem também pesquisas que buscam reutilizar a frenagem, como acontece nos sistemas KERS (*kinetic energy recovery system*, ou, sistema de recuperação da energia cinética) dos carros de Fórmula 1. Neste tipo de sistema a energia é obtida de forma extremamente rápida (uma frenagem que dura poucos milissegundos), e necessita de uma forma extremamente rápida de armazenar esta energia para ser utilizada por um curto período, mas fornecendo um alto fluxo (como em uma ultrapassagem). As baterias não suportam estes picos de carregamento e utilização, e, para resolver isso, é feito o uso de supercapacitores (GRBOVIC et al, 2010b).

A utilização de supercapacitores seria um adicional à pesquisa realizada neste trabalho, mas o estudo será realizado utilizando apenas uma fonte CC convencional devido a certas limitações práticas.

Buscando um dispositivo a ser empregado nos âmbitos discutidos durante esta seção, foi decidido pelo desenvolvimento de um conversor de energia bidirecional, que sirva tanto para o acionamento de um motor com um alto fluxo de energia, quanto para o recarregamento das baterias através de um sistema específico.

1.2 Tema

Este projeto prevê o estudo de uma topologia e desenvolvimento de um protótipo de conversor CC-CC com característica elevadora de tensão, tendo um elevado ganho estático, que seja bidirecional e de estrutura não isolada.

1.2.1 Delimitação do tema

Será realizado o levantamento de algumas topologias, buscando a melhor opção se tratando da otimização do fluxo de potência. Este fluxo deverá ser bidirecional, portanto a otimização deve ocorrer tanto para o sentido da alimentação do motor, por exemplo, quanto para o sentido inverso, que pode ser usado para reaproveitar a energia proveniente de uma frenagem.

Na Figura 1.1 tem-se um diagrama mostrando o sistema onde o conversor CC-CC poderá ser aplicado durante o estudo.



É frisado então que o material de estudo deste trabalho se limita apenas ao Conversor CC-CC.

1.3 Problemas e premissas

A tensão de entrada nos inversores utilizados em veículos elétricos possui a tendência de aumentar com o objetivo de utilizar motores de alta velocidade e potência, além de aumentar a eficiência do inversor. Além disso, existe a preferência para que a tensão das baterias seja baixa, e assim sejam utilizados bancos de baterias em paralelo. Não apenas gerando uma redundância do sistema, mas também aliviam os problemas associados com cargas desbalanceadas que existem nas ligações em série (KWON; OH; CHOI, 2014). Visando a aplicação para sistemas semelhantes ao mencionado anteriormente, o conversor em desenvolvimento busca apresentar um alto ganho estático.

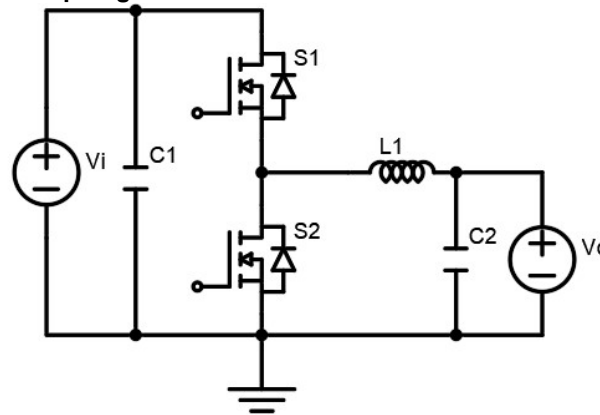
Outro desafio para este trabalho é a necessidade de o conversor ser bidirecional, que é requerido para o reaproveitamento da energia nos casos de frenagem (KWON; OH; CHOI, 2014). Uma grande complexidade é adicionada no

estudo para se alcançar o fluxo de energia nos dois sentidos do conversor de forma eficaz.

O princípio de funcionamento bidirecional está relacionado com suas etapas de funcionamento. Por exemplo, em uma determinada etapa funciona em um sentido com a fonte alimentando uma carga e em outra etapa em sentido oposto recarregando a própria fonte de alimentação.

Um dos conversores bidirecionais mais conhecido e implementado na prática é o conversor *Buck+Boost* bidirecional. Na Figura 1.2 pode-se observar a topologia do conversor *Buck+Boost* bidirecional não isolado, onde suas etapas de funcionamento são relacionadas com a condução ou não das chaves S1 e S2.

Figura 1.2 – Topologia do conversor *Buck+Boost* bidirecional.



A partir dessa topologia observa-se que o maior ganho estático obtido é através da etapa de operação como *Boost* dado através da Equação (1) (BARBI; MARTINS, 2008).

$$G = \frac{1}{1 - D} \quad (1)$$

Sendo o G presente na Equação 1 o ganho estático do conversor *Boost* e D a razão cíclica (porcentagem do tempo em que a chave S2 é fechada em relação ao período total entre uma comutação e outra), considerando a topologia da Figura 1.2 operando como *Boost* ao ter a chave S1 em estado aberto.

Analisando a Equação (1) é visto que o ganho estático aumenta conforme a razão cíclica se aproxima de 1, que tende ao infinito. Fica-se preso, no entanto, nos

limites que existem na prática onde o ganho máximo da topologia clássica do conversor *Boost* é de aproximadamente 5 (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2008). Devido suas características a topologia *Boost* e também a *Buck-Boost* bidirecional apresenta nas comutações uma corrente de pico muito grande de acordo com ganhos mais elevados ocasionando, portanto, um aumento nas perdas por condução e requerendo componentes que suportem um elevado nível de tensão e corrente. Uma das características de semicondutores de alta-tensão é que apresentam elevadas perdas de condução e comutação, o que acarretaria diretamente no aumento de perdas e um rendimento inferior do conversor (LI; HE, 2011).

Para se conseguir um ganho mais elevado algumas topologias foram propostas nos últimos anos. Algumas técnicas encontradas se baseiam na associação de conversores já desenvolvidos e no cascadeamento de conversores para se obter uma tensão mais elevada. Contudo, são poucas topologias que buscam, ou conseguem, obter um ganho estático mais elevado, que será objeto de pesquisa para o desenvolvimento desse trabalho.

A topologia bidirecional *Buck+Boost* apresentada na Figura 1.2 até poderia ser utilizada para resolução do problema proposto. Entretanto, o alto ganho estático é limitado pelo ganho da topologia *Boost*, que é inferior ao desejado.

No desenvolvimento desta pesquisa será analisado o funcionamento dos principais conversores básicos convencionais (*Buck*, *Boost*, *Zeta*, *Ćuk* e SEPIC), de outras topologias bidirecionais (*Buck+Boost*, por exemplo) e as de alto ganho.

1.4 Objetivos

O presente trabalho tem os objetivos apresentados a seguir.

1.4.1 Objetivo geral

O objetivo geral desse trabalho é de desenvolver um conversor CC-CC bidirecional não isolado com alto ganho estático, com alta capacidade de corrente na entrada e sem ser necessário a utilização de uma quantidade elevada de chaves.

1.4.2 Objetivos específicos

- Efetuar uma pesquisa bibliográfica sobre as topologias de conversor CC-CC bidirecional com alto ganho estático não isolado.
- Analisar e comparar de maneira geral o princípio de funcionamento de algumas topologias já existentes de conversores CC-CC e conversores CC-CC bidirecionais.
- Selecionar e aprofundar estudos de uma topologia.
- Modelar o conversor.
- Simular computacionalmente o conversor.
- Desenvolver e testar o protótipo do conversor operando em malha aberta.
- Analisar e relatar os dados obtidos com o protótipo do conversor operando em malha aberta.

1.5 Justificativa

A população mundial está cada vez mais ciente da necessidade da utilização de energias renováveis para diminuição dos impactos ambientais. Vários países industrializados buscam também o desenvolvimento de sistemas que possam oferecer um maior aproveitamento energético.

Serviços como transporte, saúde e educação dependem diretamente de uma fonte de energia elétrica.

A conversão de energia possibilita a integração de diferentes fontes de energia, possibilitando a utilização das vantagens de cada fonte para diversas aplicações.

Uma das aplicações com o desenvolvimento de um conversor CC-CC bidirecional de alto ganho estático não isolado está voltado para alimentação de motores presentes em veículos elétricos em que, devido à grande demanda de potência, a tensão de barramento do inversor é elevada. O conversor também deve ser bidirecional para que em caso de frenagem possibilite a devolução de energia para a bateria (KWON; OH; CHOI, 2014).

Na topologia clássica do conversor *Boost* o ganho máximo é de aproximadamente 5, restrito a limites existentes na prática (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2008). É inferior se comparado com ganho esperado a ser alcançado neste trabalho, onde será buscado um ganho de aproximadamente 8.

Busca-se um conversor que apresente um bom rendimento, tendo uma boa transferência de potência. Apresentando preferencialmente uma boa compactação e um número menor possível de chaves, e, conseqüentemente, uma maior redução de perdas.

1.6 Procedimentos metodológicos

Para o desenvolvimento deste trabalho primeiramente realizou-se uma pesquisa bibliográfica, buscando a compreensão do funcionamento de alguns conversores CC-CC não isolados e o levantamento das principais topologias existentes.

Em seguida, buscando a compreensão do funcionamento dos conversores CC-CC bidirecionais não isolados e de alto ganho apresentou-se algumas topologias existentes desses conversores.

Após a análise e comparação entre as topologias pesquisadas, apresentou-se a topologia para aprofundamento de estudo. A partir dessa topologia modelou-se o conversor.

Após, o conversor foi simulado computacionalmente em malha aberta. Os resultados foram analisados de acordo com o esperado pelo estudo e proposta do trabalho.

Concluídas as simulações do conversor foi desenvolvido o protótipo, permitindo a verificação experimental. A montagem foi realizada em laboratório da UTFPR, de acordo com a disponibilidade. Os equipamentos de complemento para a realização das análises práticas (fonte, osciloscópio) foram obtidos por meio de empréstimos da universidade, conforme possibilidade. O desenvolvimento foi apenas do conversor em malha aberta.

Por fim, com os dados obtidos analisados, as conclusões foram apresentadas.

1.7 Estrutura do trabalho

A estrutura para este trabalho é a seguinte:

Capítulo 1 - Introdução contendo a apresentação da proposta de trabalho, justificativa do propósito do estudo, os objetivos e procedimentos metodológicos.

Capítulo 2 – Introdução e estudo bibliográfico com a fundamentação teórica do funcionamento das topologias de conversores CC-CC *Boost*, *Buck*, *Ćuk*, SEPIC, *Zeta*, a topologia bidirecional *Boost+Buck* e topologias de conversores CC-CC bidirecionais de alto ganho.

Capítulo 3 – Estudo aprofundado de uma topologia proposta e modelagem do conversor proposto.

Capítulo 4 – Análise e discussão dos dados obtidos por simulação.

Capítulo 5 – Análise e discussão dos resultados obtidos com o desenvolvimento do protótipo.

Capítulo 6 – Considerações finais e sugestões para trabalhos futuros.

2 CONVERSORES CC-CC

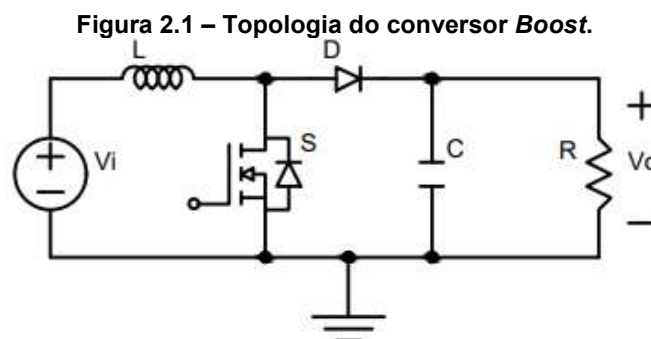
O trabalho de um conversor de energia é o de processar e controlar o fluxo de energia, que para o nosso caso é a elétrica. Este trabalho ocorre através do fornecimento de tensões e correntes adaptadas de acordo com a necessidade das cargas e do utilizador.

A proposta do conversor bidirecional se aplica na função de alimentar um motor através de uma fonte, em um primeiro sentido, e o de reabastecer a fonte através da utilização da energia gerada na frenagem do veículo que o motor está movimentando, em outro sentido. Esta energia é transferida para a fonte utilizando o sentido contrário do conversor comentado anteriormente.

Serão apresentadas neste capítulo algumas topologias de conversores, sendo finalizado com uma introdução à topologia do conversor bidirecional clássico. A introdução a estas topologias será realizada visando suas utilizações nas etapas de funcionamento da topologia bidirecional a ser introduzida no Capítulo 3.

2.1 Boost

Quando se almeja uma elevação do nível de tensão é utilizado um conversor *Boost*. Pode-se observar na Figura 2.1 a topologia clássica do conversor *Boost* unidirecional não isolado.



Em um conversor *Boost* a tensão de saída é maior que a tensão de entrada e seu ganho estático dado pela Equação (1).

O seu princípio de funcionamento é simples. Em regime permanente, num primeiro instante quando a chave S é ligada, a corrente do indutor L cresce

linearmente. Neste instante a carga R é alimentada pelo capacitor C que se descarrega. Num segundo instante, quando a chave S é desligada, o diodo D é polarizado e a energia armazenada no indutor L flui para o capacitor C e o resistor de carga R. Repetindo-se o ciclo quando novamente a chave S é ligada (RASHID, 2014).

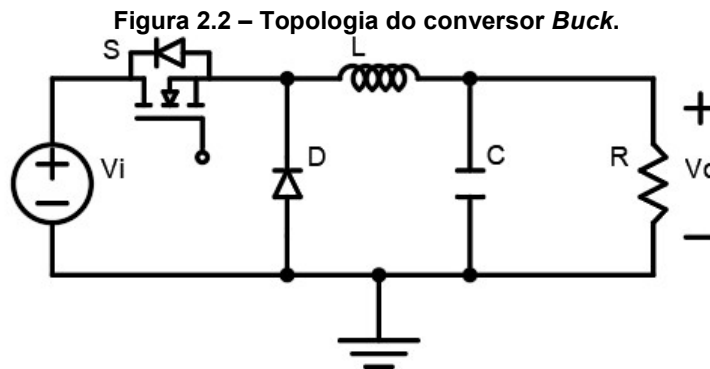
2.2 Buck

Com a utilização do conversor abaixador de tensão (*Buck*) procura-se produzir um valor médio de tensão na saída inferior ao valor médio da tensão de entrada. Teoricamente este valor pode variar de zero até o valor da tensão de alimentação. O ganho estático desta topologia é obtido pela Equação (2) (BARBI; MARTINS, 2008).

$$G = D \quad (2)$$

Sendo G o ganho estático e D a razão cíclica.

Na Figura 2.2 pode-se observar a topologia clássica do conversor *Buck* não isolado.



O seu princípio de funcionamento é simples. Em regime permanente, num primeiro instante quando a chave S é ligada, a corrente do indutor L cresce linearmente e flui para o capacitor C e o resistor de carga R. Neste instante a carga R é alimentada pela fonte de tensão V_i . Num segundo instante, quando a chave S é desligada, o diodo D é polarizado devido a energia armazenada no indutor L e a corrente decai linearmente fluindo para o capacitor C e o resistor de carga R. Repetindo-se o ciclo quando novamente a chave S é ligada (RASHID, 2014).

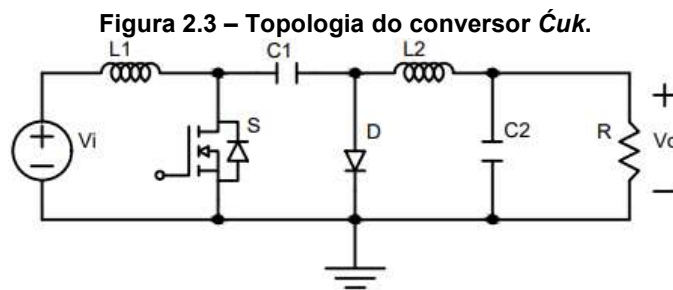
2.3 Ćuk

O conversor Ćuk pode fornecer uma tensão de saída maior ou menor que a tensão de entrada. Contudo, a tensão de saída tem polaridade oposta a tensão de entrada. O ganho estático desta topologia é obtido pela Equação (3) (RASHID, 2014).

$$G = -\frac{D}{1-D} \quad (3)$$

Sendo G o ganho estático do conversor e D a razão cíclica. O sinal negativo refere-se à polaridade oposta de saída em relação a entrada.

Na Figura 2.3 pode-se observar a topologia clássica do conversor Ćuk não isolado.



O princípio de operação pode ser dividido em dois modos: quando a chave S conduz (primeiro modo) e quando não conduz (segundo modo).

No primeiro modo a corrente do indutor L1 cresce linearmente, enquanto que o diodo D é reversamente polarizado pelo capacitor C1. Considerando-se em regime permanente, o capacitor C1 descarrega sua energia armazenada sobre o circuito formado pelo capacitor C1, capacitor C2, a carga R e o indutor L2. No segundo modo o capacitor C1 é carregado pela tensão de entrada V_i e a energia armazenada no indutor L2 é transferida para carga R, uma vez que o diodo D passa ser diretamente polarizado. Repetindo-se o ciclo quando o primeiro modo volta a atuar (RASHID, 2014).

Os circuitos equivalentes em regime permanente e sentido das correntes quando a chave S passa a conduzir e a não conduzir são ilustrados pela Figura 2.4 e Figura 2.5.

Figura 2.4 – Circuito equivalente para o conversor *Cuk* quando a chave S conduz.

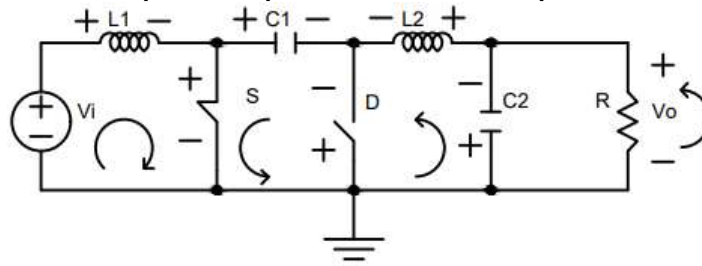
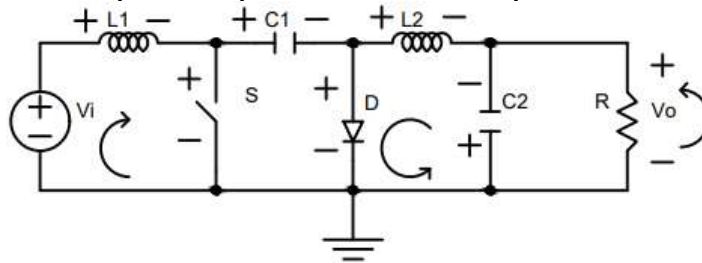


Figura 2.5 – Circuito equivalente para o conversor *Cuk* quando a chave S não conduz.



2.4 SEPIC

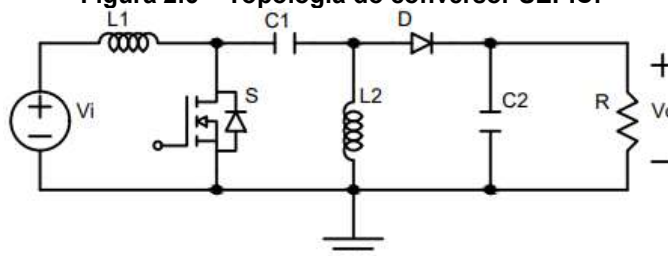
O conversor SEPIC também pode fornecer uma tensão de saída maior ou menor que a tensão de entrada. O ganho estático desta topologia é obtido pela Equação (4) (BARBI; MARTINS, 2008).

$$G = \frac{D}{1 - D} \quad (4)$$

Sendo G o ganho estático do conversor e D a razão cíclica.

Na Figura 2.6 pode-se observar a topologia clássica do conversor SEPIC não isolado.

Figura 2.6 – Topologia do conversor SEPIC.



O princípio de operação pode ser dividido em dois modos: quando a chave S conduz (primeiro modo) e quando não conduz (segundo modo).

No primeiro modo a corrente do indutor L_1 cresce linearmente, enquanto que o diodo D é reversamente polarizado pelo capacitor C_1 . Considerando-se em regime permanente o indutor L_2 armazena energia devido ao circuito formado pelo capacitor C_1 e indutor L_2 . O capacitor C_2 se descarrega alimentando a carga. No segundo modo o capacitor C_1 é carregado pela tensão de entrada V_i e a energia armazenada no indutor L_2 é transferida para carga R e para o capacitor C_2 , uma vez que o diodo D passa ser diretamente polarizado. Repetindo-se o ciclo quando o primeiro modo volta a atuar (BARBI; MARTINS, 2008).

Os circuitos equivalentes em regime permanente e sentido das correntes quando a chave S passa a conduzir e a não conduzir são ilustrados pela Figura 2.7 e Figura 2.8.

Figura 2.7 – Circuito equivalente para o conversor SEPIC quando a chave S conduz.

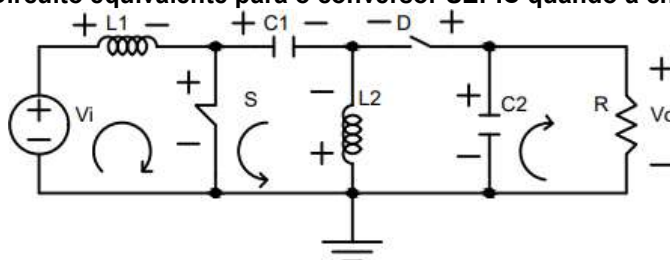
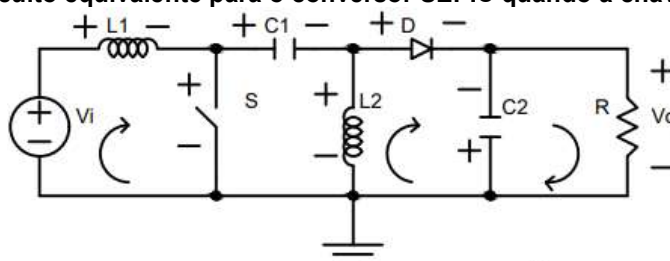


Figura 2.8 – Circuito equivalente para o conversor SEPIC quando a chave S não conduz.



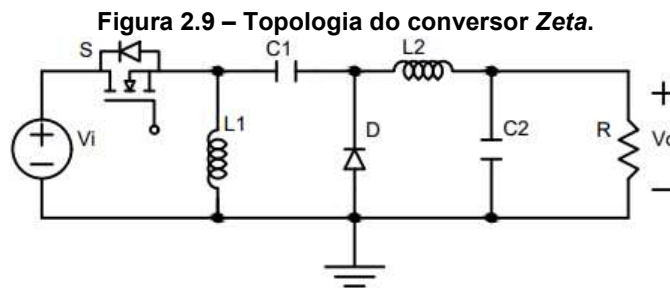
2.5 Zeta

O conversor *Zeta* pode ser visto em relação à entrada de energia como um conversor *Buck-Boost-Buck* pela associação desses conversores. Pode fornecer uma tensão de saída maior ou menor que a tensão de entrada com o ganho estático dado pela Equação (5) (BARBI; MARTINS, 2008).

$$G = \frac{D}{1 - D} \quad (5)$$

Sendo G o ganho estático do conversor e D a razão cíclica.

Na Figura 2.9 pode-se observar a topologia clássica do conversor *Zeta* não isolado.



O princípio de operação pode ser dividido em dois modos: quando a chave S conduz (primeiro modo) e quando não conduz (segundo modo).

No primeiro modo a corrente do indutor $L1$ cresce linearmente. Considerando-se em regime permanente o diodo D é reversamente polarizado pelo capacitor $C1$. O indutor $L2$ armazena energia, o capacitor $C2$ se carrega e a energia é transferida a carga devido ao descarregamento do capacitor $C1$. No segundo modo o indutor $L1$ que armazenou energia passa a polarizar o diodo D e a carregar o capacitor $C1$. Do mesmo modo o indutor $L2$ que armazenou energia passa a transferir a energia para o capacitor $C2$ e para carga R . Repetindo-se o ciclo quando o primeiro modo volta a atuar (BARBI; MARTINS, 2008).

Os circuitos equivalentes em regime permanente e sentido das correntes quando a chave S passa a conduzir e a não conduzir são ilustrados pela Figura 2.10 e Figura 2.11.

Figura 2.10 – Circuito equivalente para o conversor Zeta quando a chave S conduz.

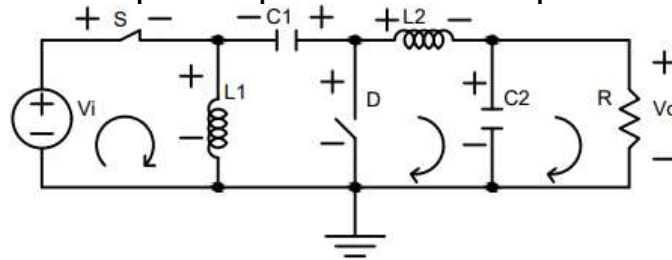
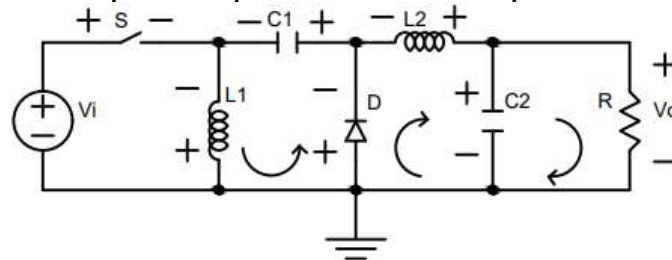


Figura 2.11 – Circuito equivalente para o conversor Zeta quando a chave S não conduz.



2.6 Conversores Bidirecionais

O princípio de funcionamento do conversor *Buck+Boost* bidirecional está relacionado com suas etapas de funcionamento. Em uma etapa funciona como *Buck* e em outra etapa inversa como *Boost*. Do mesmo modo os ganhos estáticos são os mesmos já apresentados na Equação (1), para a etapa em funcionamento como *Boost*, e Equação (2), para a etapa em funcionamento como *Buck*.

Na Figura 1.2 pode-se observar a topologia clássica do conversor *Buck+Boost* bidirecional não isolado, onde suas etapas de funcionamento são relacionadas com a condução ou não das chaves S1 e S2.

Considerando o modo de condução contínua o princípio de operação pode ser dividido em três modos: quando a chave S1 conduz e não conduz enquanto a chave S2 permanece aberta (primeiro modo); quando a chave S2 conduz e não conduz enquanto a chave S1 permanece aberta (segundo modo) e; quando a chave S1 e S2 atuam de maneira complementar de um ao outro, ou seja, enquanto uma chave conduz a outra não conduz e vice-versa (terceiro modo).

No primeiro modo o princípio de funcionamento é igual ao conversor *Buck*. Num primeiro instante quando a chave S1 é ligada, a corrente do indutor L1 cresce linearmente e flui para a fonte V_o . Neste instante o fluxo de energia é de V_i para V_o .

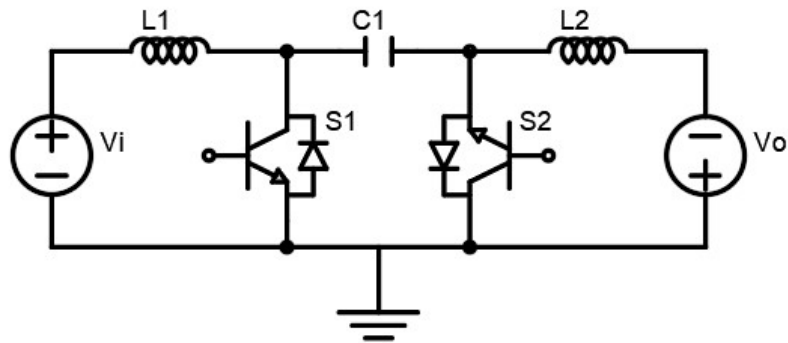
Num segundo instante, quando a chave S1 é desligada, o diodo em paralelo a chave S2 é polarizado devido a energia armazenada no indutor L1 e a corrente decai linearmente. Repetindo-se o ciclo quando novamente a chave S1 é ligada.

No segundo modo o princípio de funcionamento é igual ao conversor *Boost* onde a entrada passa a ser V_o (a saída do primeiro modo). Num primeiro instante quando a chave S2 é ligada, a corrente do indutor L1 cresce linearmente e a energia é armazenada. Quando a chave S2 é desligada o diodo em paralelo a chave S1 é polarizado e a energia armazenada no indutor L1 flui para V_i . O fluxo de energia é de V_o para V_i . Repetindo-se o ciclo quando novamente a chave S2 é ligada.

O terceiro modo é o mais empregado, onde as chaves S1 e S2 atuam de forma complementar e de maneira cíclica. Com a variação da razão cíclica D pode-se inverter o sentido do fluxo de energia suavemente e sem descontinuidade (BARBI; MARTINS, 2008). Com um controlador é possível de maneira automática variar a razão cíclica em vista as saídas e entradas desejadas.

Outra topologia é a apresentada na Figura 2.12, onde tem-se um conversor *Ćuk* CC-CC bidirecional (OLIVEIRA, P.; AMARAL; OLIVEIRA, T., 2015).

Figura 2.12 – Exemplo de topologia conversor *Ćuk* bidirecional.
Fonte: OLIVEIRA, P.; AMARAL; OLIVEIRA, T., 2015.



Esta topologia dispõe de duas chaves, sendo caracterizada por quatro etapas de operação. Segundo Oliveira, P., Amaral e Oliveira, T. (2015), a chave S1 está aberta na primeira etapa de operação, carregando o capacitor C1 com a energia proveniente da fonte V_i e do indutor L1. Na segunda etapa é acionada a chave S2, fluindo a energia de C1 carregado para a carga V_o . Com a chave S2 ainda aberta na etapa 3, a energia da carga V_o carrega o capacitor através do diodo da chave S1. Com

C1 carregado na etapa três, este tem sua energia fluindo para a fonte V_i na quarta e última etapa.

2.7 Conversor bidirecional de alto ganho

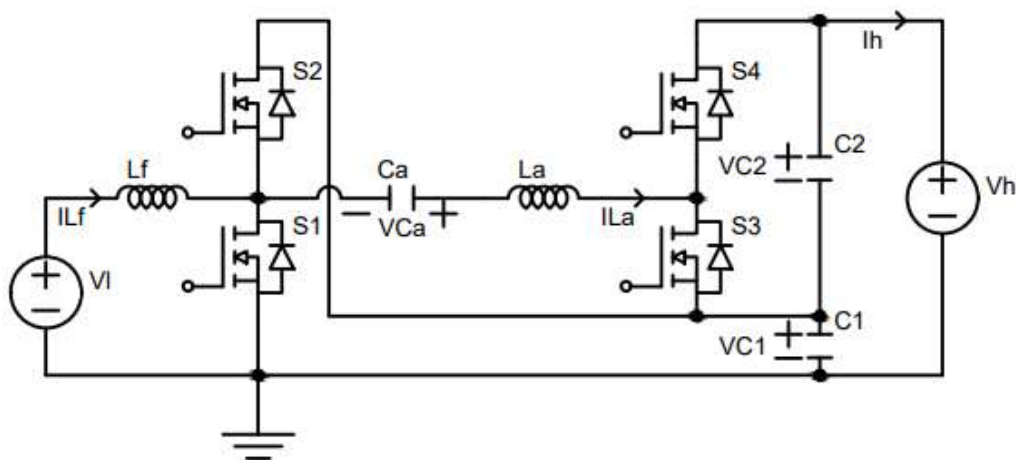
Neste tópico busca-se mostrar duas das poucas topologias propostas de conversores bidirecionais não isolados com um alto ganho estático encontradas na literatura, sem, no entanto, entrar no detalhamento de funcionamento de cada uma de suas respectivas etapas.

Muitas das topologias utilizam técnicas com o acoplamento de indutores e associação de conversores para diminuir os esforços de tensão e corrente presentes principalmente nas chaves. Com esse intuito de diminuir as perdas, algumas topologias apresentam quatro chaves ou mais e em determinados casos um controle das mesmas muito mais elaborado.

Na Figura 2.13 é apresentada uma topologia com base nos conversores *Buck* e *Boost* proposta por Kwon, Oh e Choi (2014).

Figura 2.13 – Exemplo de topologia conversor bidirecional de alto ganho.

Fonte: KWON; OH; CHOI, 2014.



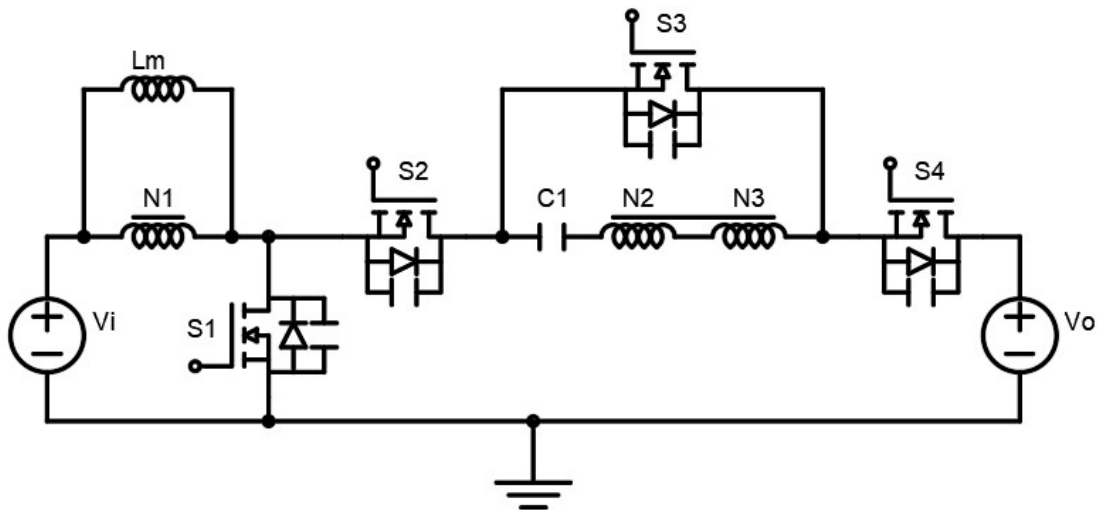
Com o controle das quatro chaves em períodos pré-estabelecidos é possível diminuir os esforços de tensão e corrente presentes num conversor clássico *Boost*, voltando-o para o alto ganho. Na operação como *Boost* as etapas podem ser divididas em cinco modos. As chaves S1 e S2 são operadas de maneira complementar, ou seja,

enquanto uma estiver operando a outra chave não opera. Já as chaves S3 e S4 são operadas com tempos de atraso distintos. Já na operação como *Buck* as etapas podem ser divididas em seis modos. As chaves S3 e S4 são operadas de maneira complementar e as chaves S1 e S2 são operadas com tempos de atraso distintos (KWON; OH; CHOI, 2014).

Observa-se que o conversor apresenta uma boa diminuição de perdas em alto ganho, contudo está intrínseca elaboração de comando da operação do conversor com a utilização de quatro chaves.

Uma outra topologia que utiliza quatro chaves para promover a bidirecionalidade e o alto ganho está apresentada na Figura 2.14, topologia esta proposta por Razzaghzadeh e Salami (2015).

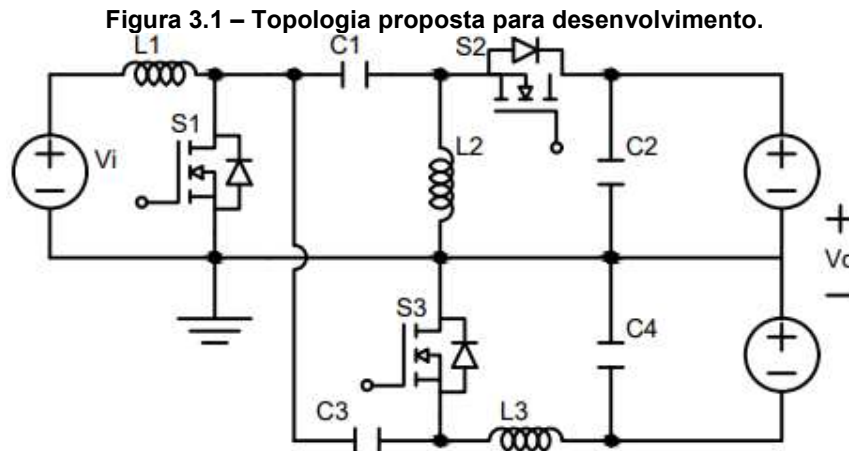
Figura 2.14 – Exemplo de topologia conversor bidirecional de alto ganho.
Fonte: RAZZAGHZADEH; SALAMI, 2015.



A topologia proposta é utilizada para a transferência bidirecional entre a fonte do lado de baixa tensão V_i e a fonte do lado de alta tensão V_o (RAZZAGHZADEH; SALAMI, 2015). Este conversor possui dois modos de operação, sendo eles o *Boost*, com o fluxo de potência indo do lado de baixa tensão para o de alta, e o *Buck*, em que o fluxo vai do lado de alta tensão para o de baixa. É apresentada também a utilização de quatro chaves, o que demanda uma boa elaboração de controle para comando; e a utilização de dois indutores acoplados em um único núcleo, garantindo com esta segunda característica uma diminuição nas perdas eletromagnéticas e no espaço físico ocupado por estes componentes.

3 TOPOLOGIA PROPOSTA

A topologia do conversor CC-CC de alto ganho estático e bidirecional não isolado proposta nesse trabalho é ilustrado na Figura 3.1.



A estrutura é composta pela associação dos conversores SEPIC e *Ćuk*. Através dessa associação verifica-se que apesar da corrente de entrada sobre indutor L1 e chave S1 ser elevada, os esforços de tensão e corrente sobre os demais componentes são divididos entre os dois conversores. A potência desejada de saída total é dividida pelas saídas dos dois conversores, bem como a tensão total.

Em cada comutação existe a existência de três ciclos de carregamento permitindo uma maior capacidade de potência. O estágio de armazenamento é realizado com o indutor L1 sendo carregado pela fonte, o indutor L2 sendo carregado pela tensão do capacitor C2 e o indutor L3 sendo carregado pelo capacitor C4.

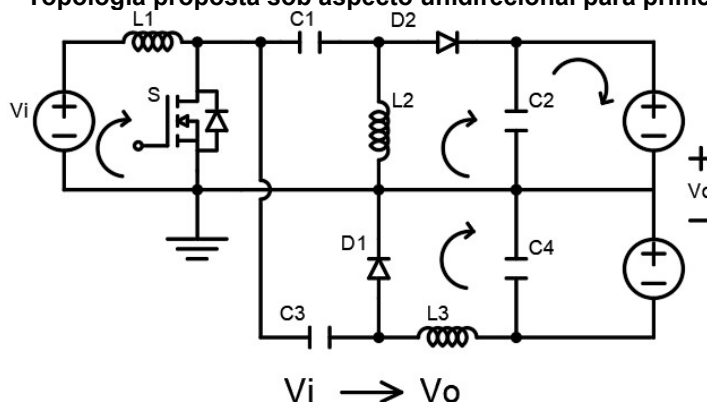
No sentido inverso a associação passa a ser composta com a associação dos conversores *Zeta* e *Ćuk*. Com essa associação se obtém uma corrente alta para carregamento da fonte V_i . Os componentes L1 e S1 devem ser escolhidos de maneira que suporte esse elevado valor de corrente.

A grande maioria dos conversores propostos de alto ganho são utilizados quatro chaves. Com a topologia proposta as perdas por condução são limitadas a apenas três chaves (S1, S2 e S3).

3.1 Princípio de operação

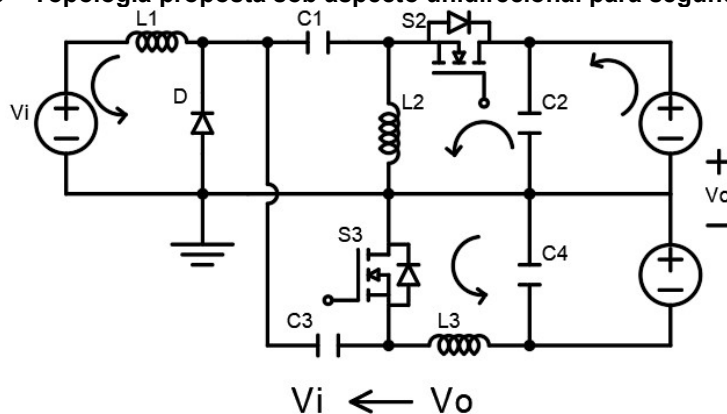
Para uma melhor explicitação do conversor proposto pode-se analisar sob o aspecto unidirecional primeiramente. Nota-se a real semelhança das topologias dos conversores *Ćuk* e SEPIC das Figuras 2.3 e 2.6, respectivamente, na análise a ser realizada abaixo. O primeiro sentido é mostrado na Figura 3.2.

Figura 3.2 – Topologia proposta sob aspecto unidirecional para primeiro sentido.



O princípio de funcionamento se assemelha aos apresentados nos capítulos 2.3 e 2.4. A tensão de saída do conversor *Ćuk* fornece uma tensão oposta a tensão de entrada sendo associada a tensão positiva do conversor SEPIC para fornecer a tensão total de saída V_o . A chave S delimita os dois modos de operação para ambos os conversores, bem como o indutor L1 é comum aos dois. No outro sentido, sob o aspecto unidirecional, nota-se a real semelhança das topologias dos conversores *Zeta* e *Ćuk*. O segundo sentido é mostrado na Figura 3.3.

Figura 3.3 – Topologia proposta sob aspecto unidirecional para segundo sentido.

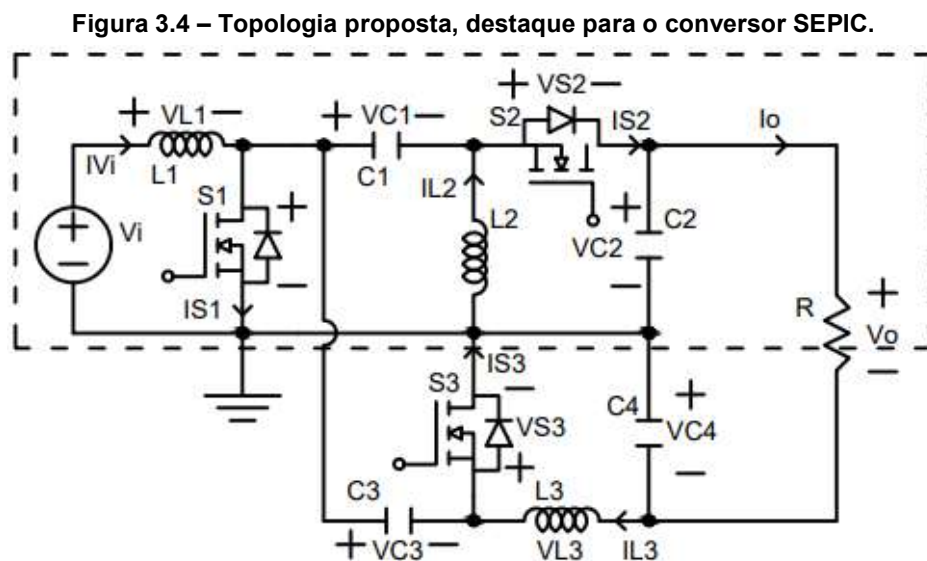


O princípio de funcionamento se assemelha aos apresentados nos capítulos 2.3 e 2.5. Dessa vez a tensão de saída V_o passa a fornecer energia para o sistema, sendo dividida para a entrada do conversor *Zeta* e *Ćuk*. Os dois modos de operação são comutados simultaneamente pelas chaves S2 e S3. O diodo D e o indutor L1 são comuns aos dois, bem como a saída que agora passa a ser a própria fonte V_i .

Para atuar como bidirecional a chave S1 da Figura 3.3 não pode ser ativa em conjunto com as chaves S2 e S3 e vice-versa. As chaves S2 e S3 são ativas e desativadas em conjunto. Enquanto atua em apenas um sentido a(s) chave(s) que atua em outro sentido não pode(m) operar, sendo o controle responsável em determinar em qual sentido de funcionamento está operando (No sentido de V_i para V_o ou no sentido de V_o para V_i).

3.2 Equacionamentos

Em regime permanente a análise será feita em apenas um sentido do conversor. A análise em outro sentido é similar, uma vez que o fluxo de potência estará presente sobre os mesmos componentes, porém em sentido oposto. Será considerado, portanto o sentido de V_i para V_o onde será estudado primeiramente como dois conversores distintos: SEPIC (Figura 2.6) e *Ćuk* (Figura 2.3); e posteriormente as particularidades apresentadas com sua associação na topologia proposta.



A potência entregue total dada por:

$$P_o = I_o \cdot V_o \quad (6)$$

O valor da potência entregue total é a soma da potência entregue de cada conversor e o valor da tensão de saída total é a soma da tensão de saída de cada conversor:

$$P_{o_{med}} = \frac{P_o}{2} \quad (7)$$

$$V_{o_{med}} = \frac{V_o}{2} \quad (8)$$

Considerando o conversor SEPIC e a Figura 3.4, a seguir é descrito o equacionamento utilizado para o desenvolvimento desse trabalho.

A corrente média de entrada:

$$I_{Vi_{med}} = \frac{V_i}{2 \cdot L1} \cdot D \cdot T + I_{Vi(0)_{med}} \quad (9)$$

A corrente média no indutor L2:

$$I_{L2} = \frac{V_i}{2 \cdot L2} \cdot D \cdot T + I_{L2(0)} \quad (10)$$

A relação da corrente média de entrada pela corrente média no indutor L2:

$$\frac{I_{Vi_{med}}}{2 \cdot I_{L2}} = \frac{D}{(1 - D)} \quad (11)$$

A corrente média de saída é igual a corrente média sobre o indutor L2:

$$I_o = I_{L2_{med}} \quad (12)$$

Onde:

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} \quad (13)$$

A ondulação da corrente de entrada:

$$\Delta I_{V_{i_{med}}} = \frac{V_i}{L1} \cdot D \cdot T = \frac{V_{o_{med}}}{L1} \cdot (1 - D) \cdot T \quad (14)$$

O valor de pico da corrente de entrada:

$$I_{V_{i_{med}}_{m\acute{a}x}} = I_{V_{i_{med}}(DT)} = I_o \cdot \frac{2 \cdot D}{(1 - D)} + \frac{V_{o_{med}}}{2 \cdot L1} \cdot (1 - D) \cdot T \quad (15)$$

A ondulação da corrente sobre o indutor L2:

$$\Delta I_{L2} = \frac{V_i}{L2} \cdot D \cdot T = \frac{V_{o_{med}}}{L2} \cdot (1 - D) \cdot T \quad (16)$$

O valor de pico da corrente sobre o indutor L2:

$$I_{L2_{m\acute{a}x}} = I_o + \frac{V_{o_{med}}}{2 \cdot L2} \cdot (1 - D) \cdot T \quad (17)$$

A ondulação de tensão sobre o capacitor C1:

$$\Delta V_{C1} = \frac{2 \cdot V_i \cdot D^2 \cdot T}{R_o \cdot C1 \cdot (1 - D)} \quad (18)$$

A ondulação de tensão sobre o capacitor C2:

$$\Delta V_{C2} = \frac{2 \cdot V_i \cdot D^2 \cdot T}{R_o \cdot C2 \cdot (1 - D)} \quad (19)$$

A corrente média sobre a chave S1:

$$I_{S1_{med}} = \frac{2 \cdot D}{(1 - D)} \cdot I_o \quad (20)$$

O valor de pico da corrente sobre as chaves S1 e S2 na operação SEPIC:

$$I_{S1_{máx1}} = I_{S2_{máx}} = I_o \cdot \left[\left(\frac{D}{1 - D} + 1 \right) + \frac{R_o \cdot T}{2 \cdot L_{eq1}} \cdot \frac{1}{\left(\frac{D}{1 - D} + 1 \right)} \right] \quad (21)$$

Onde:

$$\frac{1}{L_{eq1}} = \frac{1}{L1} + \frac{1}{L2} \quad (22)$$

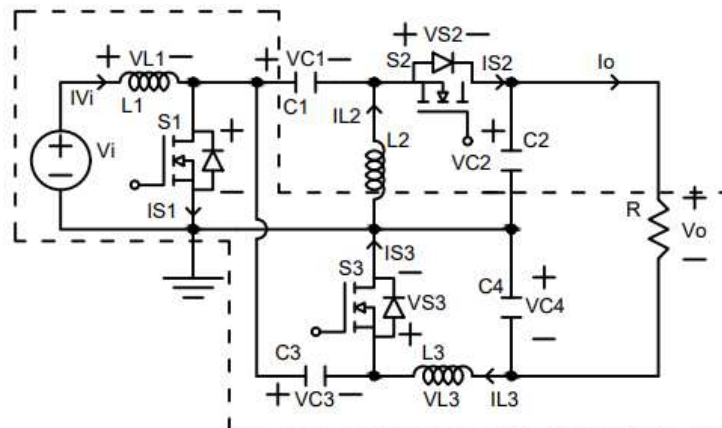
O valor da tensão média sobre a chave S1:

$$V_{S1_{med}} = (V_i + V_{o_{med}}) \cdot (1 - D) = \frac{(V_i + V_{o_{med}})}{\left(\frac{D}{1 - D} + 1 \right)} \quad (23)$$

E o valor de pico de tensão sobre a chave S1:

$$V_{S1_{máx}} = V_i + V_{o_{med}} \quad (24)$$

Figura 3.5 – Topologia proposta, destaque para o conversor *Ćuk*.



De maneira semelhante considerando o conversor *Cuk* e a Figura 3.5, o equacionamento é descrito a seguir.

A corrente média de entrada é igual a dada pela formula (9), sua ondulação dada pela (14) e a corrente de pico de acordo com a Equação (15).

A corrente média no indutor L3:

$$I_{L3_{med}} = I_o \quad (25)$$

A ondulação da corrente sobre o indutor L3:

$$\Delta I_{L3} = \frac{V_i}{L3} \cdot D \cdot T \quad (26)$$

O valor de pico da corrente sobre o indutor L3:

$$I_{L3_{m\acute{a}x}} = I_o + \frac{V_o_{med}}{2 \cdot L3} \cdot (1 - D) \cdot T \quad (27)$$

A ondulação de tensão sobre o capacitor C3:

$$\Delta V_{C3} = \frac{I_{Vi_{med}} \cdot (1 - D) \cdot T}{2 \cdot C3} \quad (28)$$

A ondulação de tensão sobre o capacitor C4:

$$\Delta V_{C4} = \frac{V_i \cdot D \cdot T^2}{8 \cdot L3 \cdot C4} \quad (29)$$

O valor de pico da corrente sobre as chaves S1 e S3 é obtido pela equação:

$$I_{S1_{m\acute{a}x2}} = I_{S3_{m\acute{a}x}} = I_{o_{med}} \cdot \left[\left(\frac{D}{1-D} + 1 \right) + \frac{R_{o_{med}} \cdot T}{2 \cdot L_{eq2}} \cdot \frac{1}{\left(\frac{D}{1-D} + 1 \right)} \right] \quad (30)$$

Onde:

$$\frac{1}{L_{eq2}} = \frac{1}{L1} + \frac{1}{L3} \quad (31)$$

A corrente média, tensão média e tensão de pico sobre a chave S1 são obtidas pelas formulas (20), (23) e (24) respectivamente.

Nota-se na topologia proposta a entrada comum aos dois conversores SEPIC e *Ćuk* e o uso comum do indutor L1 e da chave S1. Neste caso a corrente de entrada média, de pico e a sua ondulação passa a ser o dobro a qual foi obtido nas Equações (9), (14) e (15), bem como seu ganho:

$$I_{Vi} = \frac{V_i}{L1} \cdot D \cdot T + I_{Vi(0)} \quad (32)$$

$$\Delta I_{Vi} = \frac{2 \cdot V_i}{L1} \cdot D \cdot T = \frac{V_o}{L1} \cdot (1 - D) \cdot T \quad (33)$$

$$I_{Vi_{m\acute{a}x}} = I_{Vi(DT)} = I_o \cdot \frac{2 \cdot D}{(1 - D)} + \frac{V_o}{2 \cdot L1} \cdot (1 - D) \cdot T \quad (34)$$

A equação que expressa o valor da tensão média e máxima sobre a chave S1 é igual as Equações (23) e (24) respectivamente. O valor de pico da corrente que passa sobre a chave S1 é obtida pela associação das Equações (21) e (30) e seu ganho passa a ser o dobro.

$$I_{S1_{m\acute{a}x}} = I_o \cdot \left[2 \cdot \left(\frac{D}{1 - D} + 1 \right) + \left(\frac{R_o \cdot T \cdot (L_{eq1} + L_{eq2})}{2 \cdot L_{eq1} \cdot L_{eq2}} \right) \cdot \frac{1}{2 \cdot \left(\frac{D}{1 - D} + 1 \right)} \right] \quad (35)$$

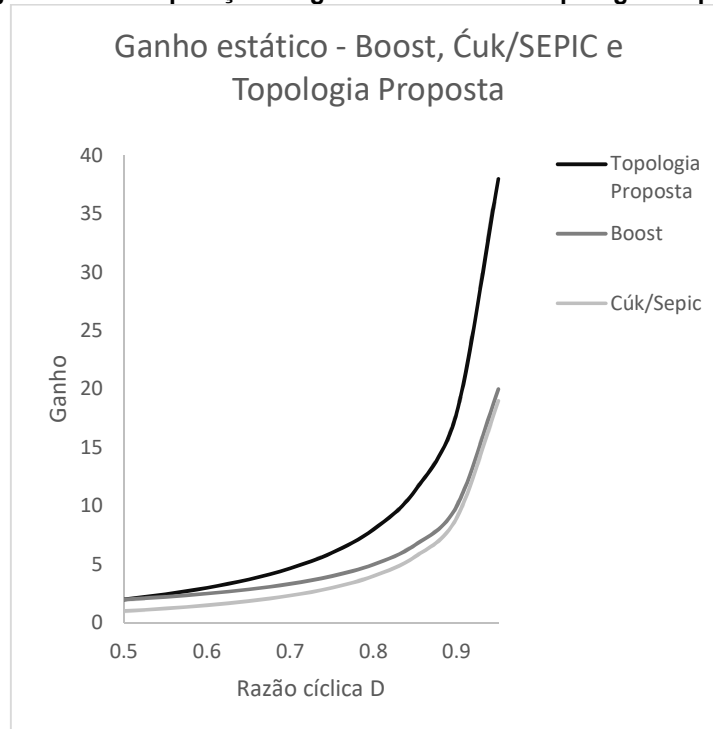
O ganho de acordo com a topologia proposta é obtido pela soma dos ganhos desses conversores:

$$G = \frac{2 \cdot D}{1 - D} \quad (36)$$

Sendo G o ganho estático e D a razão cíclica.

Na Figura 3.6 é apresentado uma comparação entre os ganhos estáticos para os conversores *Boost*, *Ćuk* e a Topologia Proposta.

Figura 3.6 – Comparação do ganho estático da Topologia Proposta.



3.3 Pré-projeto do conversor proposto

Aplicando o desenvolvimento descrito anteriormente, somado à atribuição de parâmetros como frequência de comutação e tensões que se deseja trabalhar, é possível determinar o valor dos componentes para a simulação dentro dos padrões requeridos.

Ao definir a frequência de operação (f) com o valor de 20 kHz, a tensão de entrada (V_i) em 30 V, a tensão de saída (V_o) em 200 V, e a potência (P) em 150 W, é possível determinar o valor dos indutores e dos capacitores. O indutor L_1 é calculado através da Equação (14), sendo considerado ΔI_{vi} com o valor de ondulação de 0,35 A. De forma semelhante, os indutores L_2 e L_3 são calculados através das Equações (16) e (26), respectivamente, e tanto o ΔI_{L2} quanto o ΔI_{L3} são calculados levando em

consideração a ondulação de 0,35 A. Segue abaixo o valor calculado para os três indutores mencionados.

$$L1 = 3,30 \text{ mH}$$

$$L2 = 3,30 \text{ mH}$$

$$L3 = 3,30 \text{ mH}$$

Os capacitores C1, C2, C3 e C4 são calculados através das Equações (18), (19), (28) e (29) respectivamente. Foi considerado uma ondulação de 7,25 V para o cálculo dos componentes C1 e C2. Ondulação de 14 V para cálculo do componente C3 e ondulação de 1 V para cálculo do componente C4. Segue abaixo o valor calculado para os quatro capacitores mencionados.

$$C1 = 3,98 \text{ } \mu\text{F}$$

$$C2 = 3,98 \text{ } \mu\text{F}$$

$$C3 = 2,06 \text{ } \mu\text{F}$$

$$C4 = 2,19 \text{ } \mu\text{F}$$

O resistor R_o é calculado de forma a se enquadrar na tensão e potência desejada na saída do conversor, sendo o resultado da divisão do quadrado da tensão pela potência. Considerando a tensão de 200 V, e a potência de 150 W tem-se o valor de R_o abaixo.

$$R_o = 266,67 \text{ } \Omega$$

De modo semelhante para ensaios no sentido reverso considerando a saída com uma tensão de 30 V, potência de 150 W o valor de R_o :

$$R_o = 6 \text{ } \Omega$$

3.3.1 Chaves

O valor da corrente máxima que passa sobre a chave S1 é obtida com o uso das Equações (6), (22), (31) e (35):

$$I_o = 0,75 \text{ A}$$

$$L_{eq_1} = 1,65 \cdot 10^{-3} H$$

$$L_{eq_2} = 1,65 \cdot 10^{-3} H$$

$$I_{S1_{m\acute{a}x}} = 7,23 A$$

A tensão máxima sobre a chave S1 quando em aberta é dada pela Equação (24):

$$V_{S1_{m\acute{a}x}} = 30 + 100 = 130 V$$

O valor da corrente máxima que passa sobre a chave S2 é obtida com o uso das Equações (21) e S3 pela Equação (30):

$$I_{S2_{m\acute{a}x}} = 3,96 A$$

$$I_{S3_{m\acute{a}x}} = 3,96 A$$

A tensão máxima sobre a chave S2 e S3 quando em aberta é igual a S1 sendo de 130 V.

Os parâmetros mínimos necessários que a chave S1 suporte são uma corrente de 7,23 A e tensão quando em aberto de 130 V e para as chaves S2 e S3 a corrente de 3,96 A e tensão de 130 V.

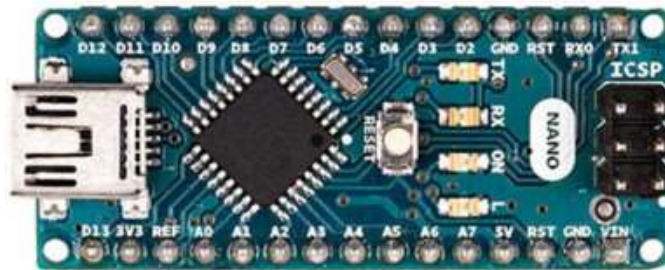
Para a escolha das chaves deve-se verificar também uma baixa resistência de condução ($R_{ds(on)}$) e esforços de corrente ao qual a chave estará submetida principalmente nas transições quando estiverem ligadas e desligadas.

Com valores calculados e verificado a disponibilidade comercial, a chave escolhida em S1 é a APT20M22LVR e para S2 e S3 a IRFP90N20D. A APT20M22LVR em regime contínuo suporta correntes de até 100 A e uma tensão de 200 V em aberto. A IRFP90N20D em regime contínuo suporta correntes de até 94 A e uma tensão de 200 V em aberto. Conforme especificações para operação a 25° C.

3.3.2 PWM e drive

O Arduino nano, visto na Figura 3.7, por possuir linguagem de alto nível e de fácil aplicação, foi escolhido para a geração apenas do sinal PWM. Para a verificação em malha aberta também será acoplado uma porta inversora LM7404, que atuará na geração do sinal complementar a ser utilizado em outras chaves.

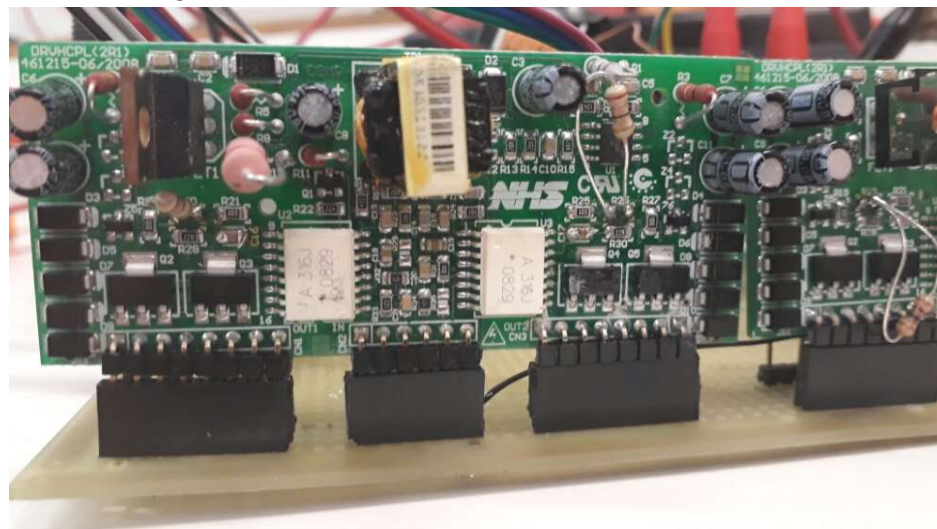
Figura 3.7 – Arduino nano.
Fonte: STORE, ARDUINO NANO.



Para o acionamento das chaves (chaves APT20M22LVR e IRFP90N20D) deve-se utilizar um drive, que pode ser isto na Figura 3.8. As chaves possuem níveis de referências distintos. Não é possível o acionamento através de uma única referência. Duas placas DRVHCPL(2R3), desenvolvidas pela empresa NHS, foram escolhidas, portanto, como drivers para o acionamento dessas chaves. As suas fontes internas são independentes e podem isolar o acionamento de cada chave. Cada placa pode comutar duas chaves distintas. O Arduino não gera o tempo morto necessário para a aplicação proposta nas chaves, mas o drive utilizado supre esta necessidade ao interpretar o sinal de PWM provindo do Arduino e gerar os sinais com suas referências independentes.

O sinal PWM gerado pelo Arduino nano e o LM7404 complementar é interligado ao drive DRVHCPL(2R3).

Figura 3.8 – Placa DRVHCPL(2R3) utilizada como drive.



4 SIMULAÇÃO

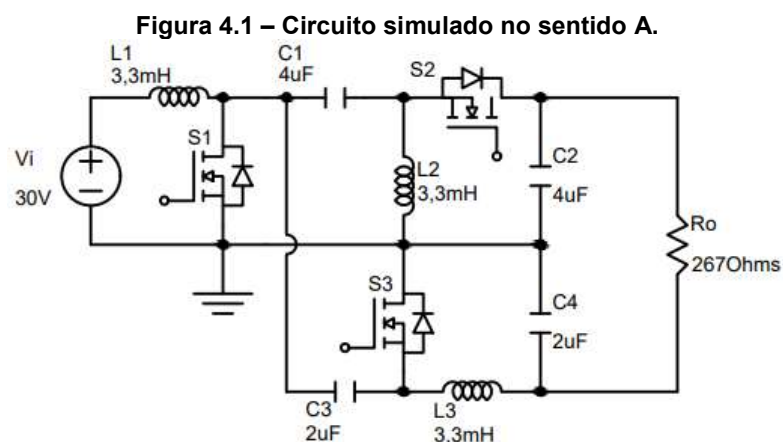
Neste capítulo será empregado a análise computacional da topologia de conversor CC-CC desenvolvida no Capítulo 3 através do software PSIM. Serão utilizados os valores dos componentes calculados no item 3.3 na topologia vista na Figura 3.1.

Assim como realizado anteriormente, a análise será feita primeiramente no sentido de transferência de energia da esquerda para a direita, a ser referido como sentido A durante o desenvolvimento deste capítulo. A análise reversa do conversor, referida como sentido B, será detalhada em um tópico específico.

4.1 Sentido A

O circuito utilizado para a análise do sentido A, com os valores referentes aos calculados no Item 3.3, pode ser visualizado na Figura 4.1.

Com o objetivo de se obter a tensão de 200 V na saída, considerando a entrada com uma tensão de 30 V, a razão cíclica aplicada em S1 na simulação é de 0,77, resultando em um ganho de 6,67. As chaves S2 e S3 recebem o sinal PWM complementar ao de S1.



Nas Figuras 4.2, 4.3 e 4.4 tem-se a ondulação das correntes nos indutores L1, L2 e L3 respectivamente. A corrente em L1 é a corrente de entrada, e oscila em torno de 5 A, caracterizando a potência de 150 W na entrada, visto que a tensão de entrada

é de 30 V. As correntes dos indutores L2 e L3 realizam as etapas de carga e descarga simultaneamente, e seus valores são semelhantes.

Figura 4.2 – Ondulação da corrente em L1.

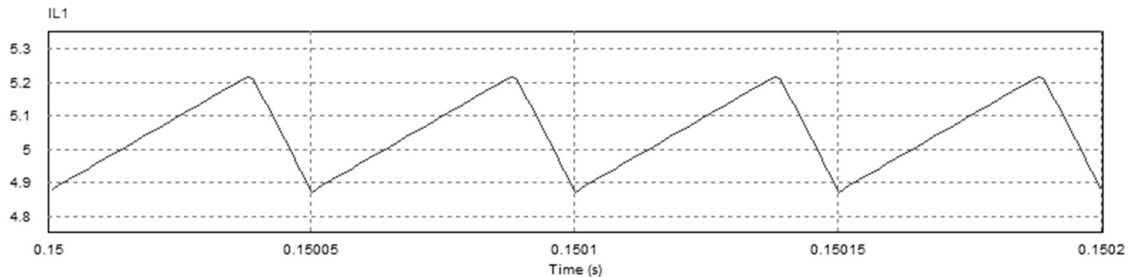


Figura 4.3 – Ondulação da corrente em L2.

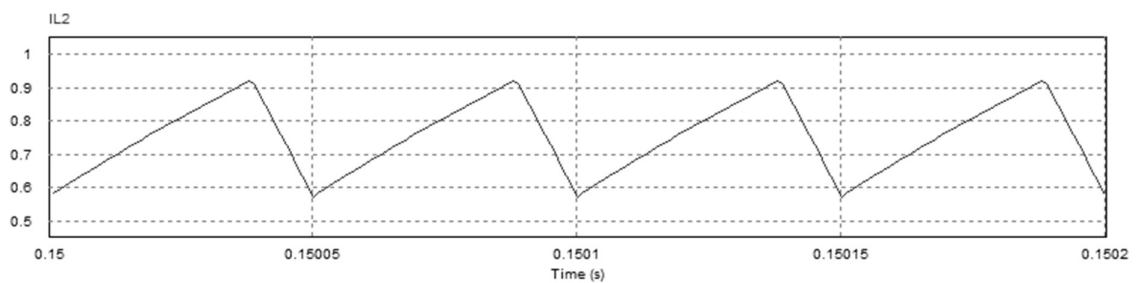
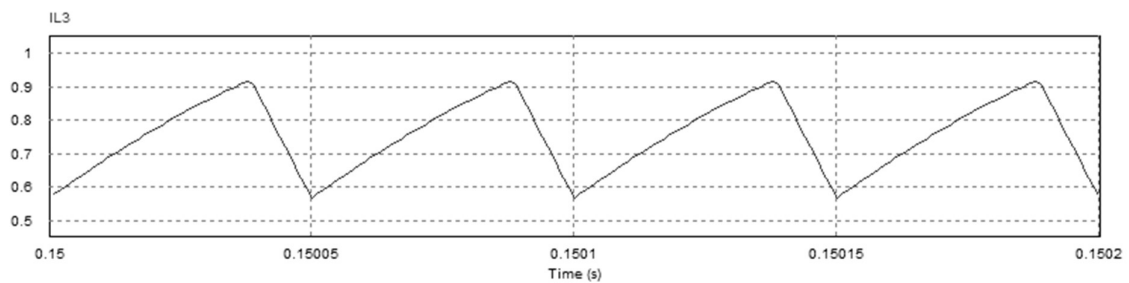


Figura 4.4 – Ondulação da corrente em L3.



As tensões nos indutores L1, L2 e L3 estão representadas nas Figuras 4.5, 4.6 e 4.7, respectivamente. Através da forma de onda da tensão no indutor L1 pode-se observar o carregamento deste indutor, que ocorre durante 77% do ciclo, e seu descarregamento durante o período restante. Pode-se visualizar novamente os indutores L2 e L3 trabalhando simultaneamente, em ciclo contrário ao do indutor L1.

Figura 4.5 – Tensão no indutor L1.

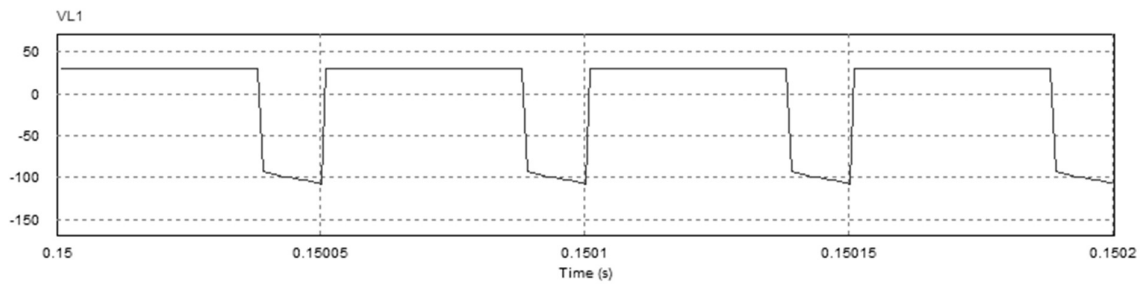


Figura 4.6 – Tensão no indutor L2.

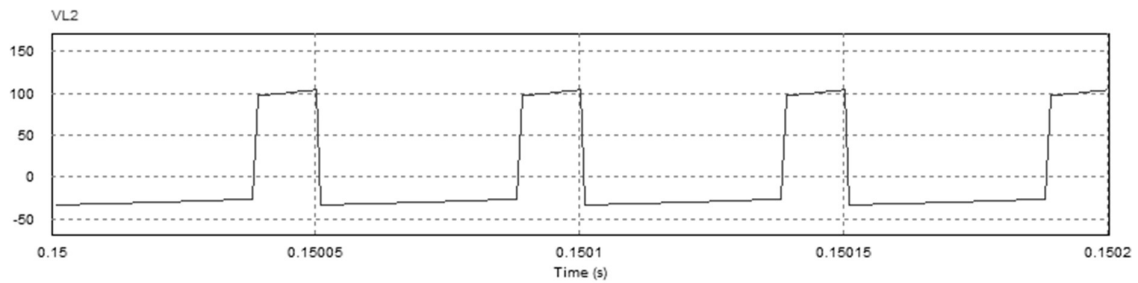
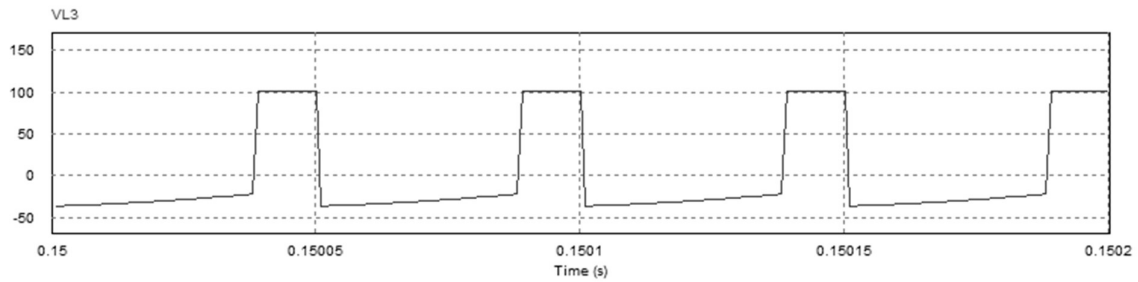


Figura 4.7 – Tensão no indutor L3.



As Figuras 4.8, 4.9 e 4.10 representam as correntes nas chaves S1, S2 e S3, respectivamente. Nas três figuras temos a corrente em zero quando as chaves não estão acionadas, e as chaves S2 e S3 operando simultaneamente em ciclo contrário à chave S1.

Figura 4.8 – Corrente na chave S1.

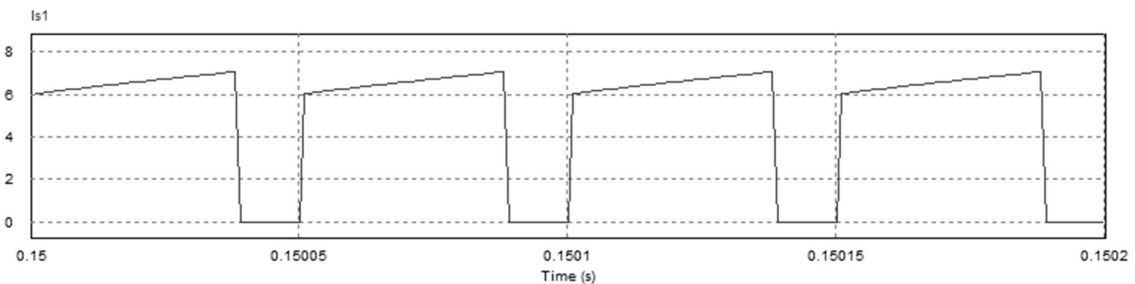


Figura 4.9 – Corrente na chave S2.

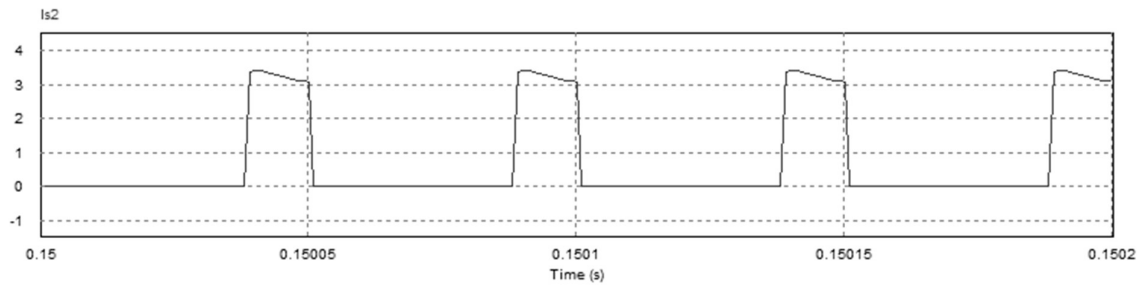
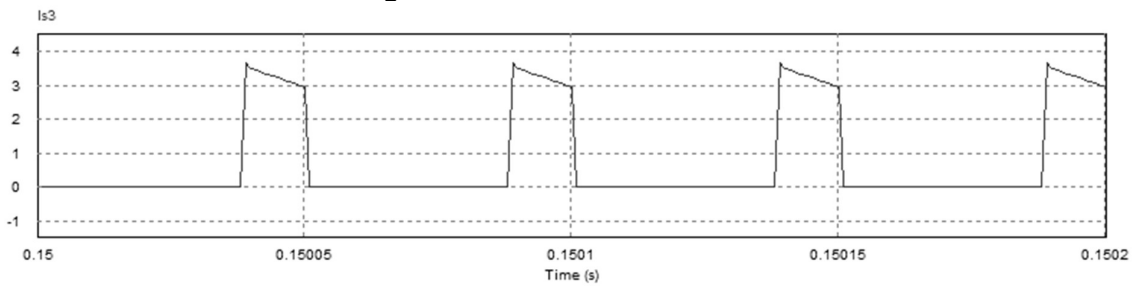


Figura 4.10 – Corrente na chave S3.



Nas Figuras 4.11, 4.12 e 4.13 representam respectivamente as tensões as quais as chaves S1, S2 e S3 são submetidas. Tem-se a tensão em zero nas etapas em que as chaves estão ligadas, e uma tensão de 130 V em cada chave quando estas estão abertas.

Figura 4.11 – Tensão na chave S1.

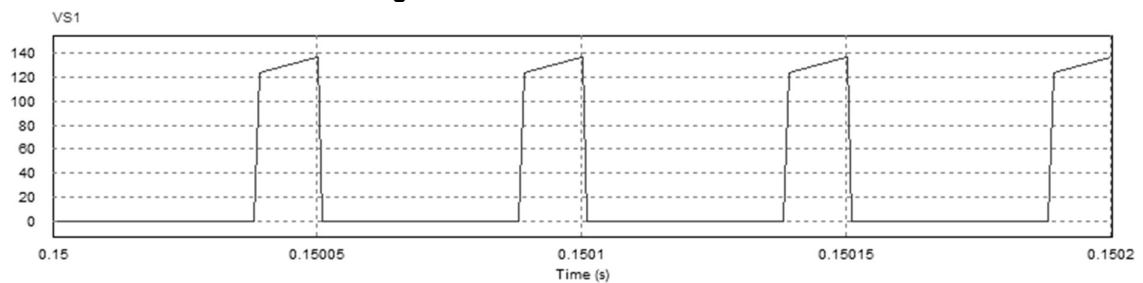


Figura 4.12 – Tensão na chave S2.

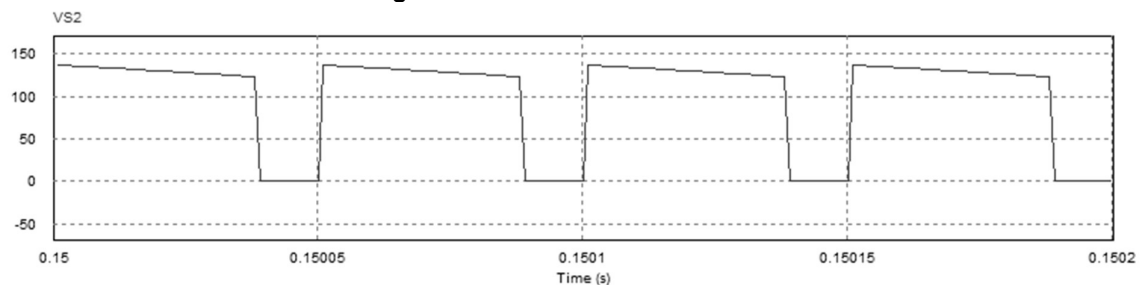


Figura 4.15 – Ondulação da corrente em L1.

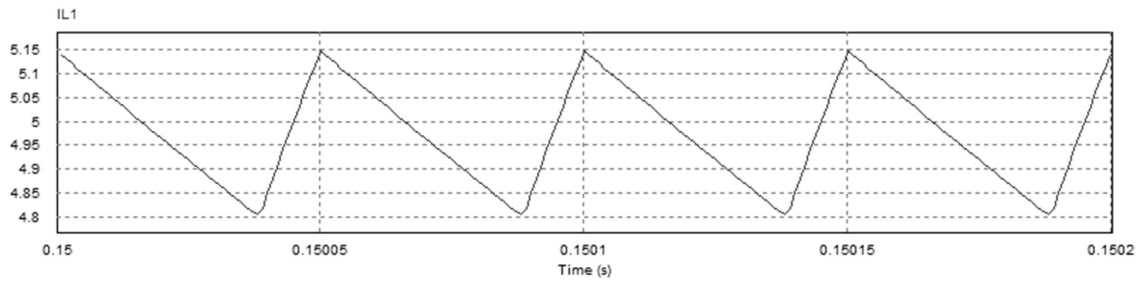


Figura 4.16 – Ondulação da corrente em L2.

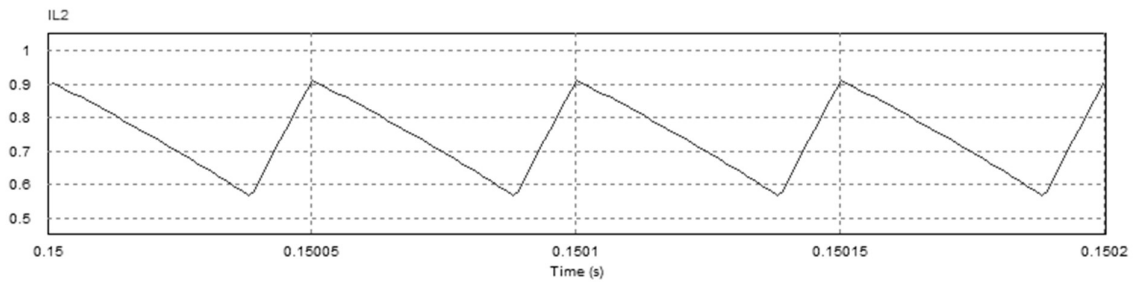
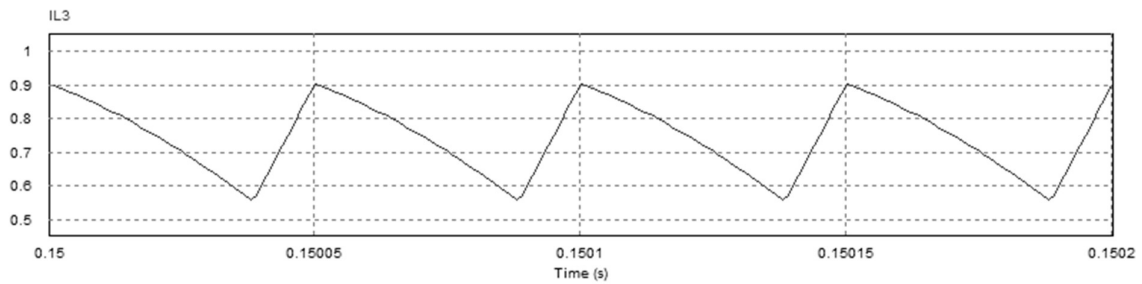


Figura 4.17 – Ondulação da corrente em L3.



As tensões nos indutores L1, L2 e L3 estão representadas nas Figuras 4.18, 4.19 e 4.20, respectivamente. Estas formas de onda apresentam as mesmas características que as encontradas no Item 4.1 para as Figuras 4.5, 4.6 e 4.7.

Figura 4.18 – Tensão no indutor L1.

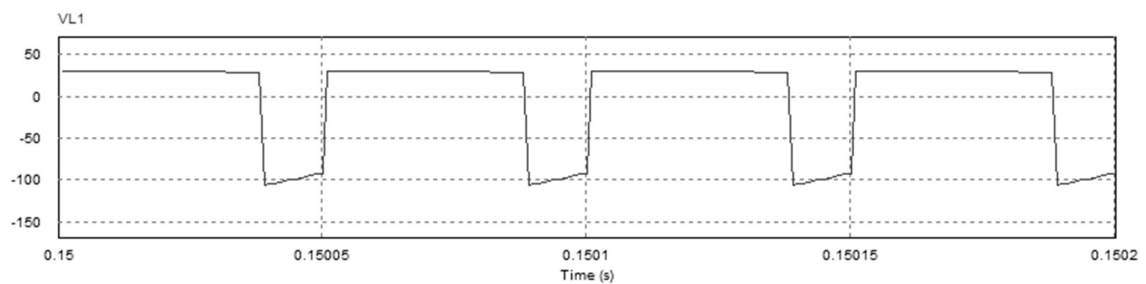


Figura 4.19 – Tensão no indutor L2.

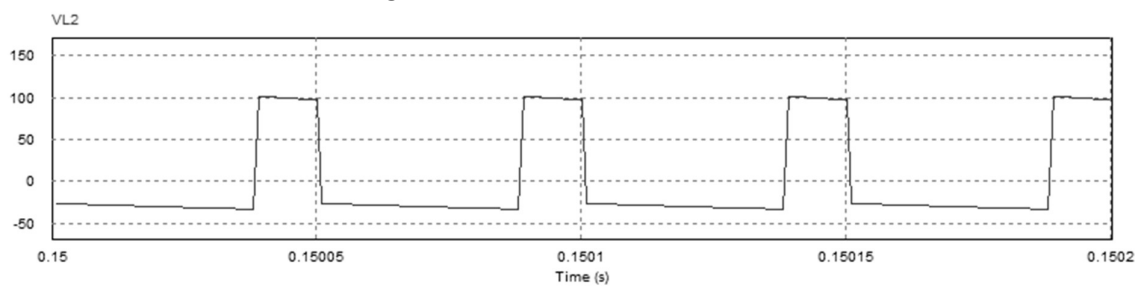
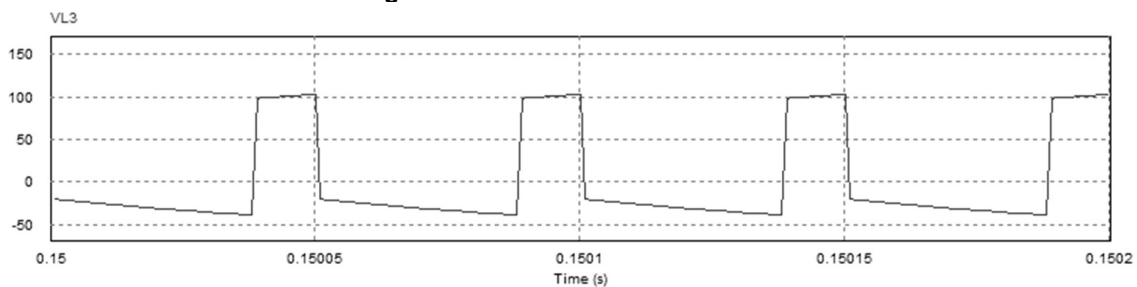


Figura 4.20 – Tensão no indutor L3.



As Figuras 4.21, 4.22 e 4.23 representam as correntes nas chaves S1, S2 e S3, respectivamente. Novamente as chaves S2 e S3 apresentam características semelhantes, enquanto S1 opera em ciclo inverso.

Figura 4.21 – Corrente na chave S1.

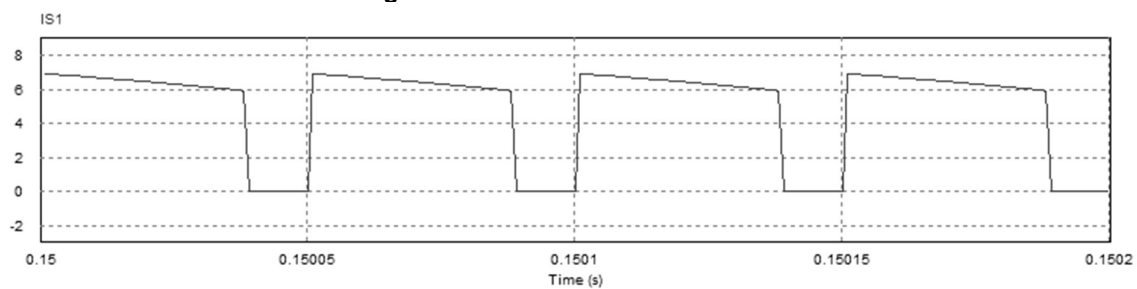


Figura 4.22 – Corrente na chave S2.

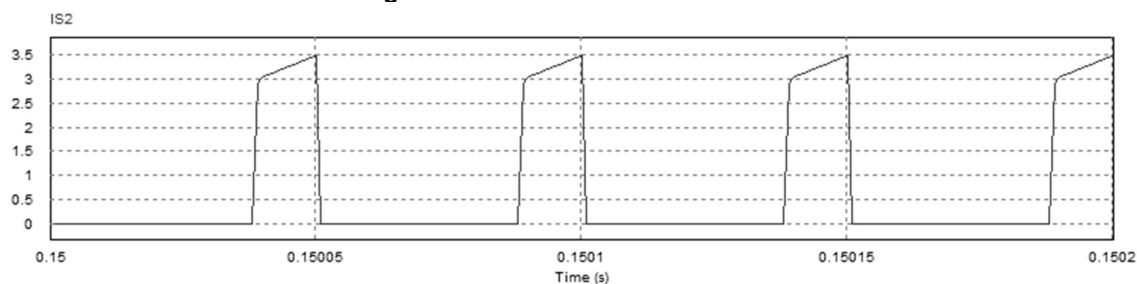
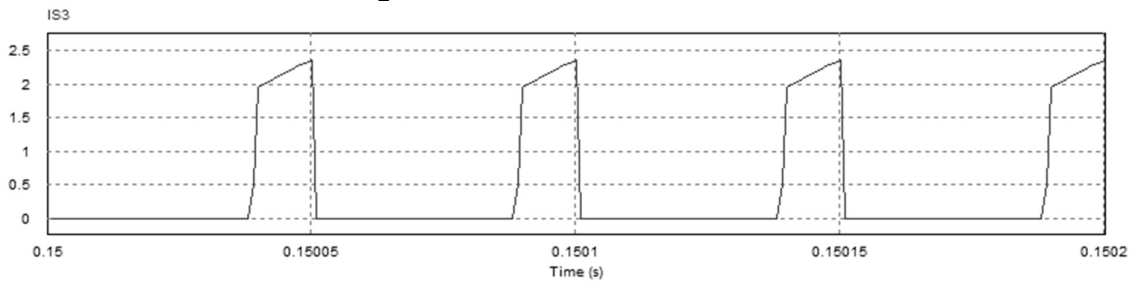


Figura 4.23 – Corrente na chave S3.



As tensões às quais as chaves S1, S2 e S3 estão submetidas podem ser observadas respectivamente nas Figuras 4.24, 4.25 e 4.26. Tem-se de forma similar ao Item 4.1 a tensão em zero nas etapas em que as chaves estão ligadas, e uma tensão de 130 V em cada chave quando estas estão abertas.

Figura 4.24 – Tensão na chave S1.

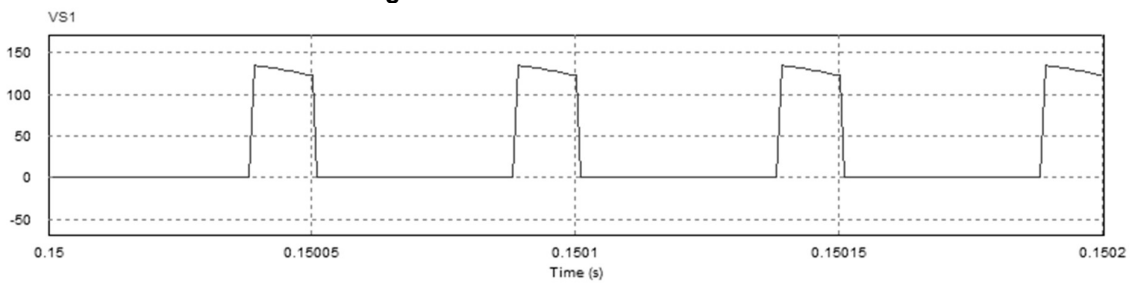


Figura 4.25 – Tensão na chave S2.

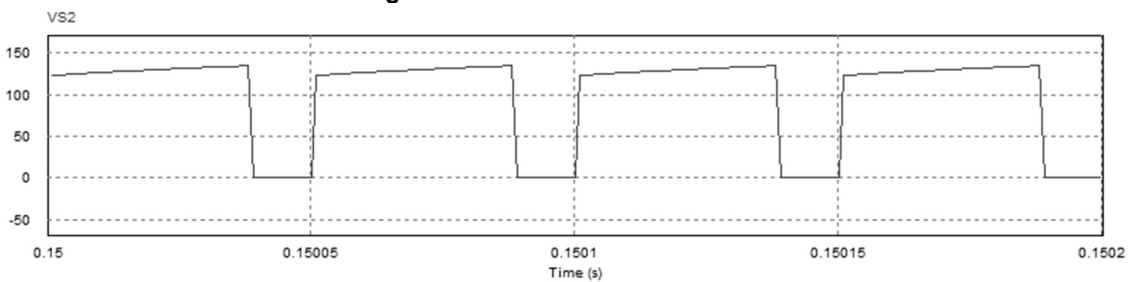
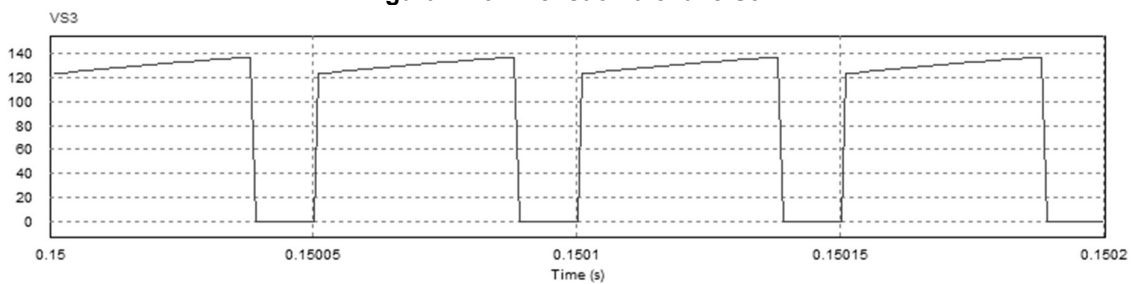


Figura 4.26 – Tensão na chave S3.



5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O protótipo construído é mostrado na Figura 5.1.

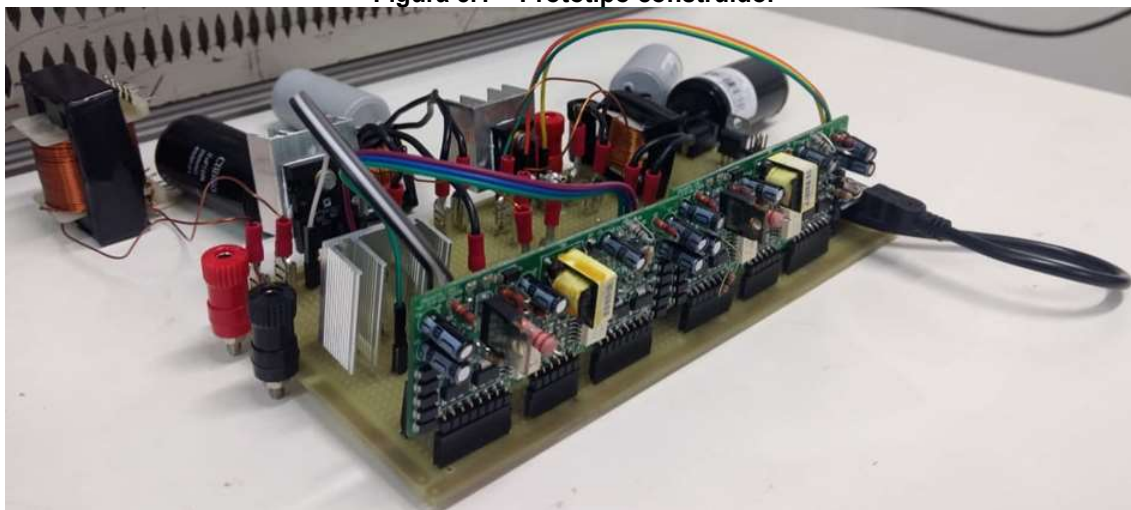
A maioria dos componentes (indutores e capacitores) não foram diretamente soldados na placa sendo ligados por conectores de boa fixação o que possibilitou uma maior facilidade na aquisição dos valores ensaiados. As chaves foram soldadas e os dissipadores acoplados a elas.

Os capacitores utilizados são comerciais sendo C1 e C2 de 4 μF e C3 e C4 de 2 μF . Os indutores foram montados sendo L1 de 3,32 mH, L2 de 3,27 mH e L3 de 3,27 mH.

Nos ensaios utilizou-se duas alimentações distintas: uma fonte para alimentação do circuito responsável pelo controle das chaves (PWM) de 12 V e a(s) outra(s) fonte(s) de entrada para alimentação do conversor proposto de 30 V em um primeiro sentido e 120 V em outro sentido.

Além dos componentes previstos também foi adicionado um capacitor (2 mF) na fonte de entrada do conversor para diminuir as ondulações de corrente.

Figura 5.1 – Protótipo construído.



De modo simples o PWM é gerado pelo Arduino nano e seu complemento obtido com a utilização de uma porta inversora do LM7404. A alimentação desses componentes é de 5 V que é obtido através da fonte de 12 V com o uso do LM7805.

O drive DRVHCPL(2R3) é alimentado em 12 V sendo interligado para a comutação das chaves no circuito. As interligações com o conversor foram feitas com

a utilização de fios e conectores do tipo macho e fêmea, apresentando-se boa fixação. O PWM do Arduino nano e o complemento oriundo do LM7404 foram interligados por trilhas.

Para os ensaios e verificação das formas de onda considerou-se a razão cíclica de 0,765 e uma frequência de 19,61 kHz. A Figura 5.2 é mostrado a razão cíclica obtida na saída do Arduino nano, enquanto na Figura 5.3 é mostrado o complemento na saída da porta inversora do LM7404.

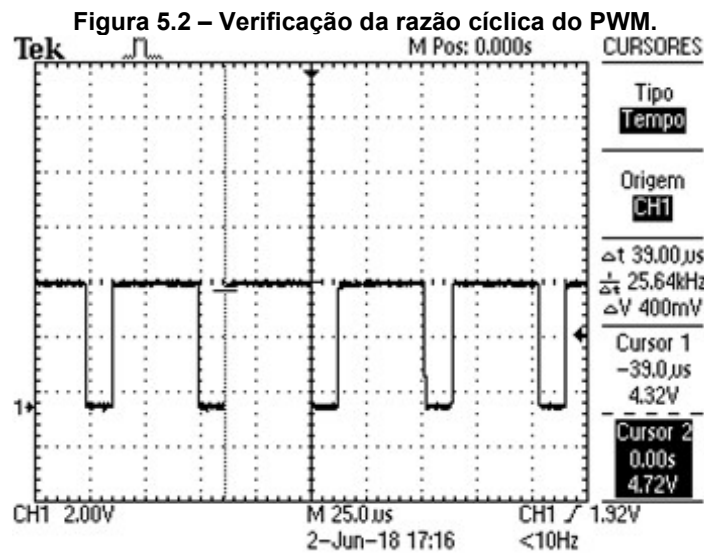
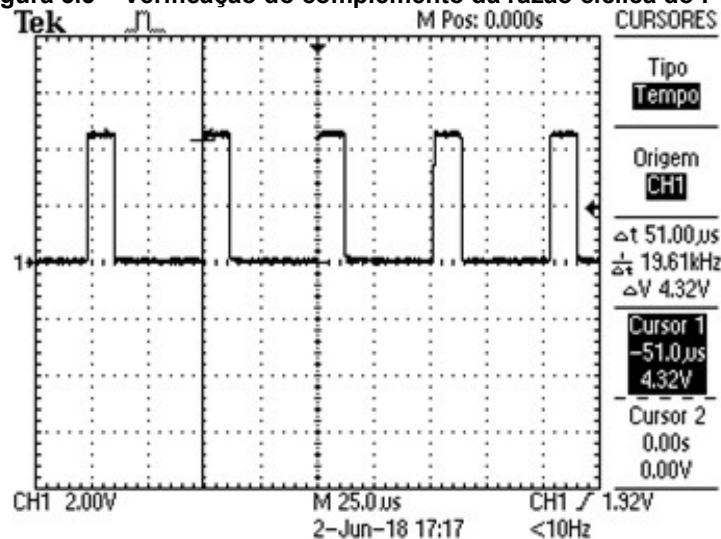


Figura 5.3 – Verificação do complemento da razão cíclica do PWM.



De modo semelhante as simulações do capítulo anterior os ensaios foram realizados nos dois sentidos: Sentido A e a análise reversa do conversor referida como sentido B.

5.1 Sentido A

Considerando a entrada com uma tensão de 30 V e a razão cíclica de 0,765 aplicada em S1, conforme Figuras 5.2 e 5.3, calculou-se o ganho esperado através da Equação (36) de 6,51. Sendo a tensão de saída de 195 V.

As chaves S2 e S3 recebem o sinal PWM complementar ao de S1 e a carga utilizada foi de 266 Ω .

Na Figura 5.4 é mostrado o ganho obtido de 6,47.

Figura 5.4 – Protótipo em funcionamento com detalhe do ganho obtido (Sentido A).



As formas de onda das tensões nos indutores L1 e L2 estão mostradas nas Figuras 5.5 e 5.6, respectivamente. A tensão sobre o indutor L3 é semelhante ao L2.

Figura 5.5 – Tensão obtida no indutor L1.

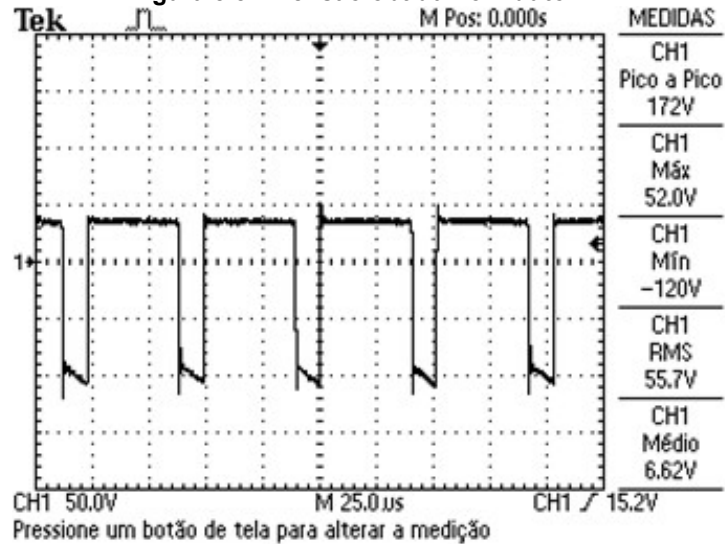
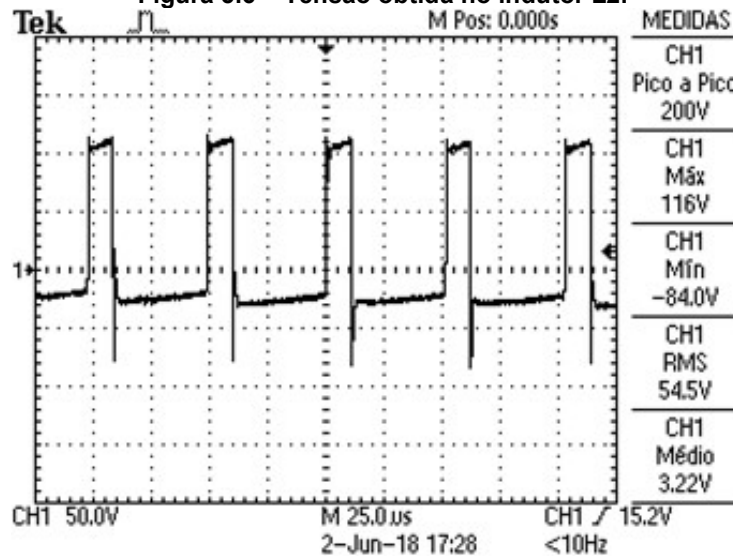


Figura 5.6 – Tensão obtida no indutor L2.



Nas Figuras 5.7, 5.8 e 5.9 mostram respectivamente as tensões as quais as chaves S1, S2 e S3 são submetidas. Há alguns picos de tensão devido as comutações. A chave S1 apresentou uma tensão quando em aberta próxima a 130 V. As chaves S2 e S3 apresentaram em aberto uma tensão também próxima a 130 V.

Figura 5.7 – Tensão obtida na chave S1.

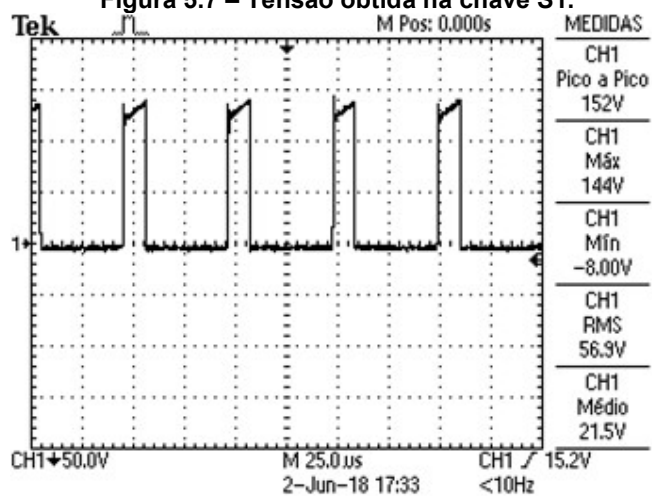


Figura 5.8 – Tensão obtida na chave S2.

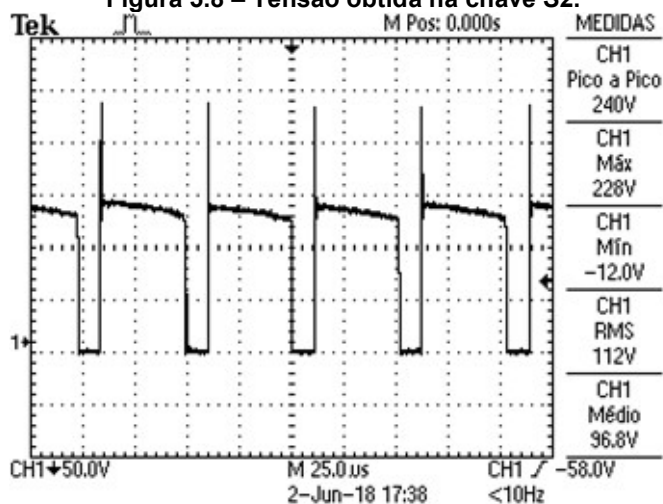
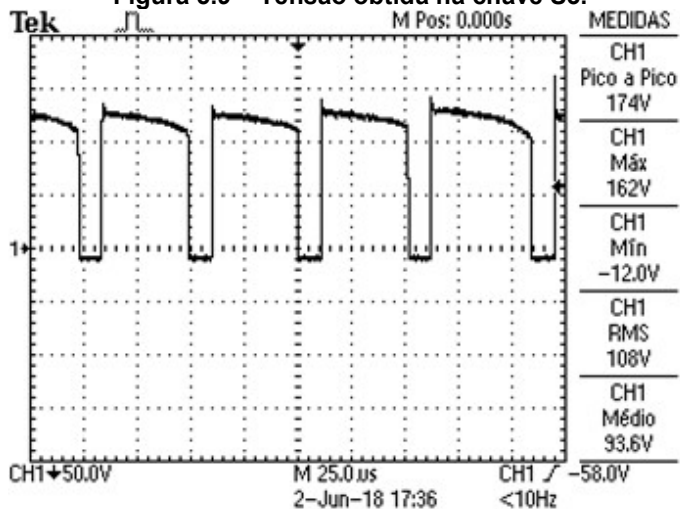


Figura 5.9 – Tensão obtida na chave S3.



As Figuras 5.10, 5.11 e 5.12 apresentam as formas de onda das correntes nas chaves S1, S2 e S3, respectivamente. As formas de onda foram obtidas através de uma ponteira de corrente. As chaves S2 e S3 apresentaram características semelhantes, enquanto S1 opera em ciclo inverso. Há alguns picos de corrente devido as comutações.

Figura 5.10 – Forma de onda da corrente na chave S1.

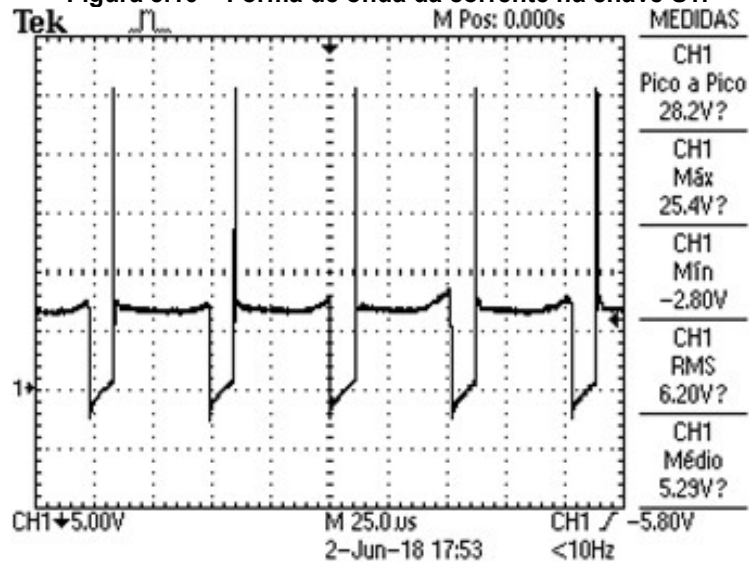


Figura 5.11 – Forma de onda da corrente na chave S2.

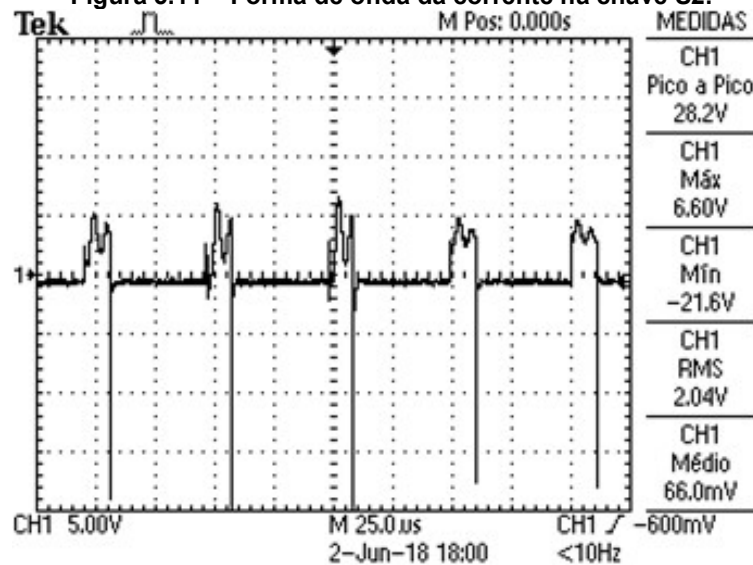
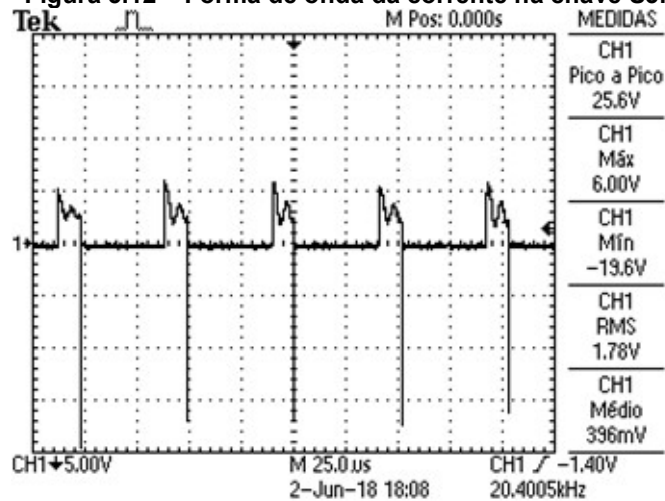
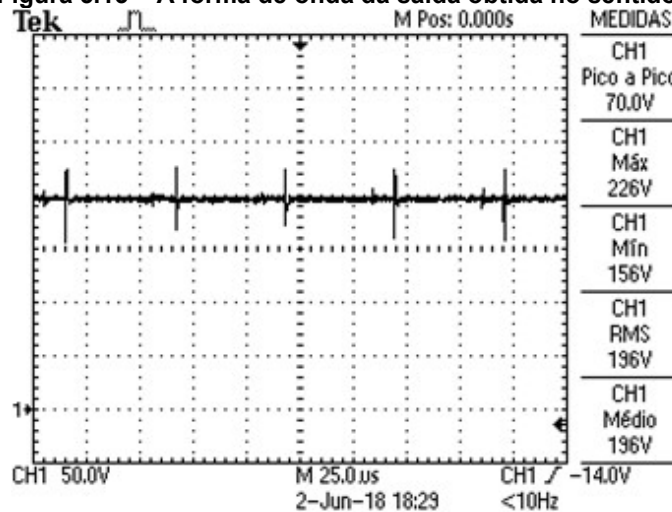


Figura 5.12 – Forma de onda da corrente na chave S3.



A forma de onda da tensão de saída é mostrada na Figura 5.13.

Figura 5.13 – A forma de onda da saída obtida no sentido A.



5.2 Sentido B

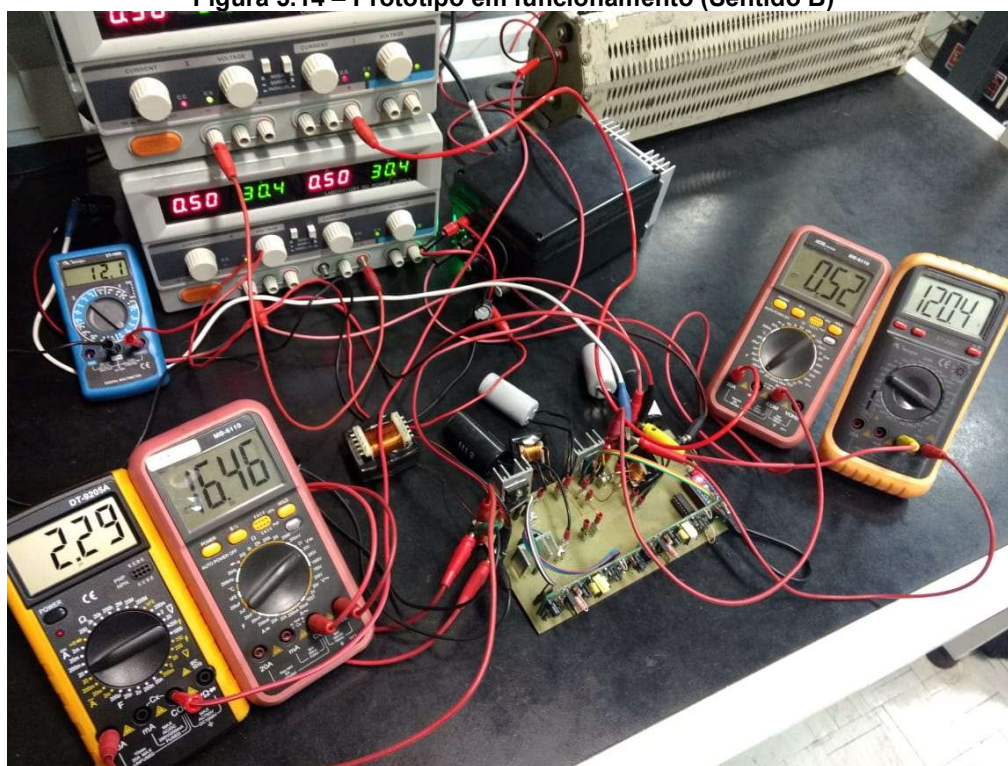
Em reverso ao realizado no item 5.1 e utilizando-se quatro fontes em série de 30 V disponíveis, alimentou-se o circuito com uma tensão de entrada de 120 V (Com o mesmo conversor, a saída no Sentido A passa a ser entrada no Sentido B). A razão cíclica permanece inalterada, com a chave S1 recebendo a razão cíclica de 0,765, com S2 e S3 operando com o sinal complementar. A operação passa a ser abaixadora

de tensão, pois a tensão de saída sobre R_o possui o valor de 18,4 V, dado pela Equação (36). Para o novo valor da tensão de saída R_o utilizou-se 6Ω como carga.

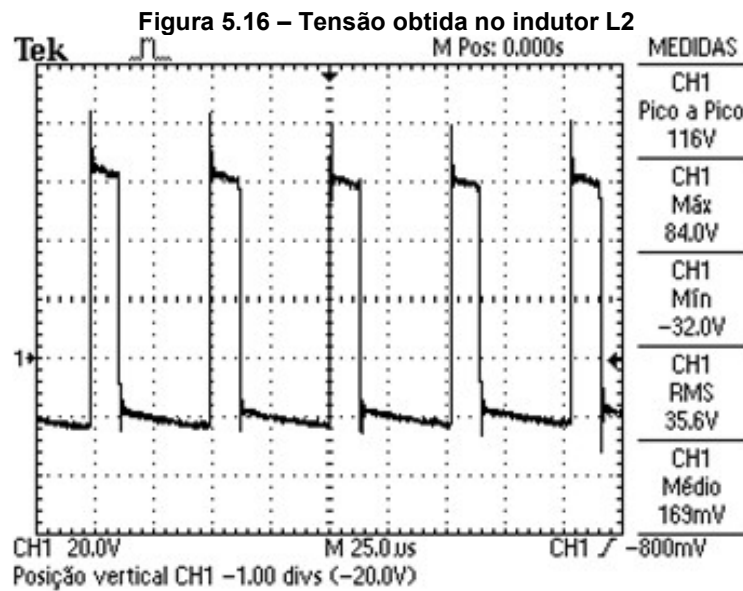
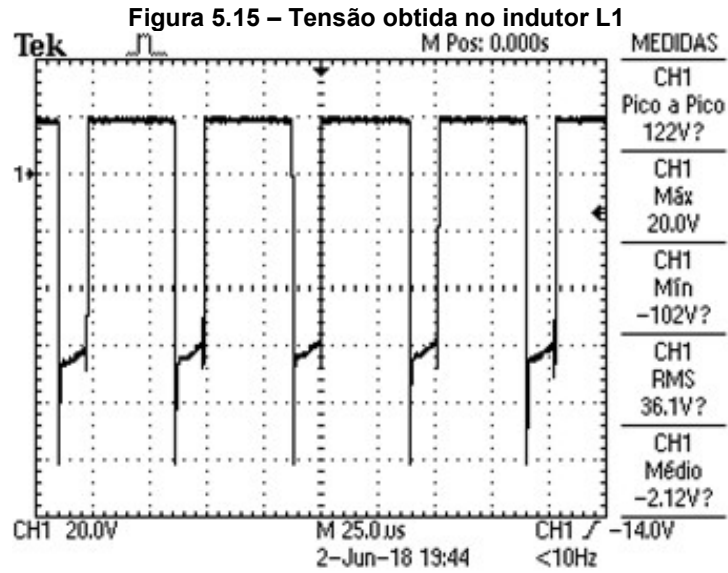
Cabe ressaltar que os esforços de corrente e tensão seriam semelhantes aos encontrados no sentido A se a alimentação nesse caso fosse 195 V e sua saída de 30 V. Pretende-se, portanto, nesse sentido verificar apenas o funcionamento do conversor em seu sentido reverso (sentido B) e a real comprovação das formas de ondas.

Na Figura 5.14 é mostrado o circuito em funcionamento.

Figura 5.14 – Protótipo em funcionamento (Sentido B)



As formas de onda das tensões nos indutores L1 e L2 estão mostradas nas Figuras 5.15 e 5.16, respectivamente. A tensão sobre o indutor L2 é semelhante ao L3.



Nas Figuras 5.17, 5.18 e 5.19 mostram respectivamente as tensões as quais as chaves S1, S2 e S3 são submetidas. Há alguns picos de tensão devido aos comutações. A chave S1 apresentou uma tensão quando em aberta próxima a 75 V. As chaves S2 e S3 apresentaram em aberto uma tensão também próxima a 75 V.

Figura 5.17 – Tensão obtida na chave S1

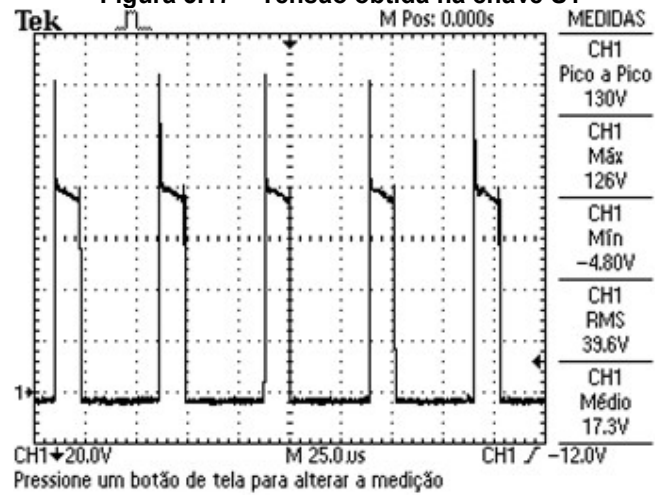


Figura 5.18 – Tensão obtida na chave S2

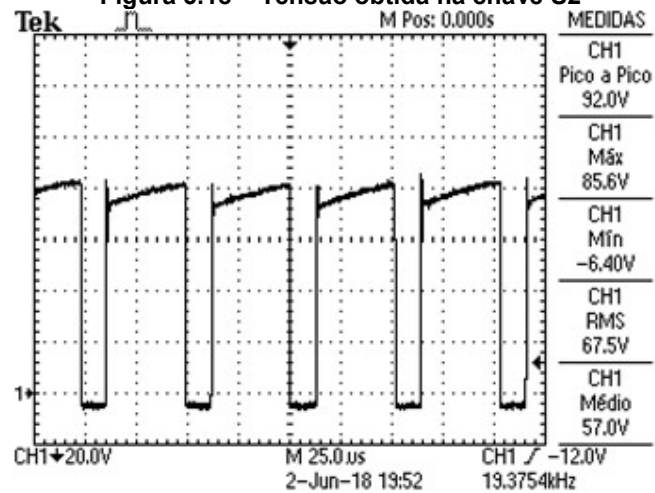
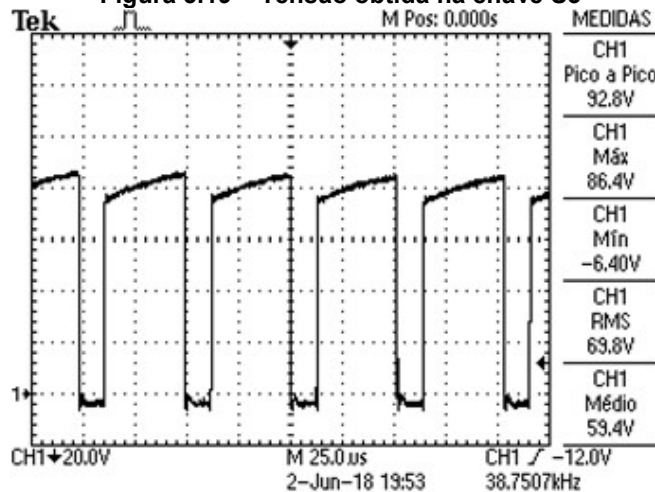


Figura 5.19 – Tensão obtida na chave S3



As Figuras 5.20, 5.21 e 5.22 apresentam as formas de onda das correntes nas chaves S1, S2 e S3, respectivamente. As formas de onda foram obtidas através de uma ponteira de corrente. As chaves S2 e S3 apresentaram características semelhantes, enquanto S1 opera em ciclo inverso. Há alguns picos de corrente devido as comutações. Na chave S1 a corrente quando em condução é próxima a 2,5 A.

Figura 5.20 – Forma de onda da corrente na chave S1

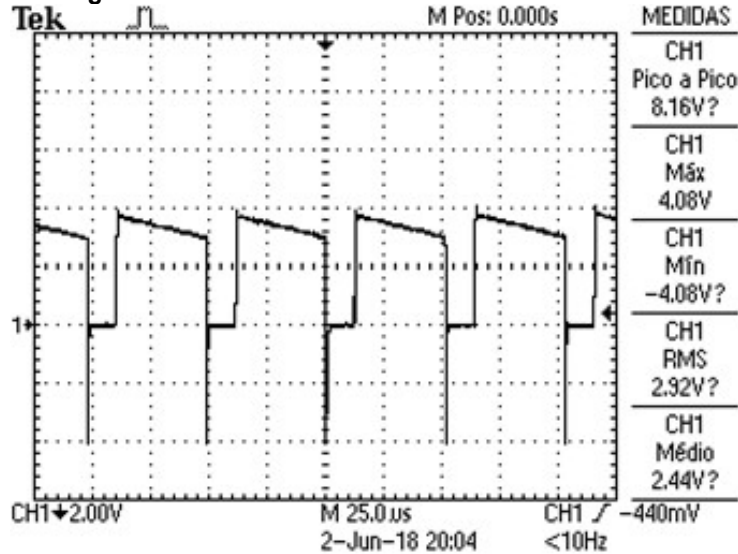
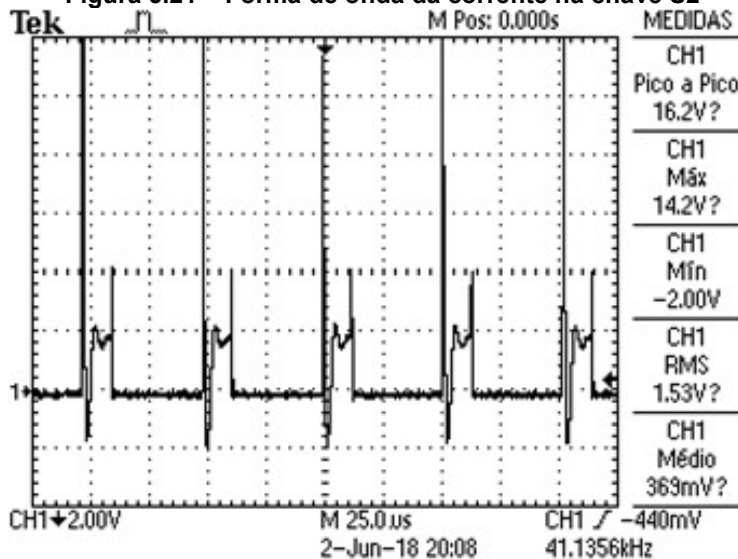
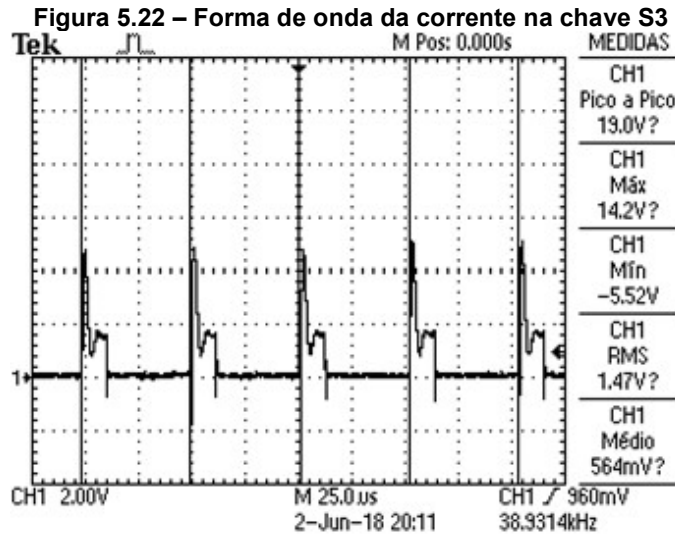


Figura 5.21 – Forma de onda da corrente na chave S2

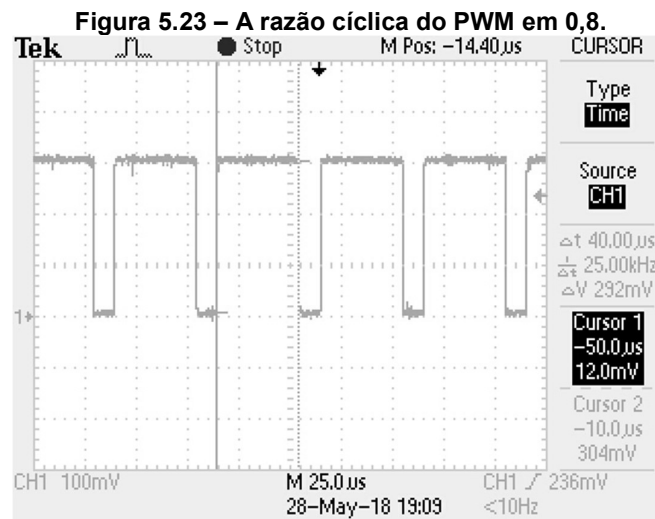




5.3 Conversor como elevador e com razão cíclica 0,8

Visando um ganho maior foram realizados ensaios considerando a razão cíclica aplicada em S1 com uso do drive de 0,8 e uma frequência de 20 kHz no sentido A. O ganho esperado através da Equação (36) é de 8. As chaves S2 e S3 recebem o sinal PWM complementar ao de S1.

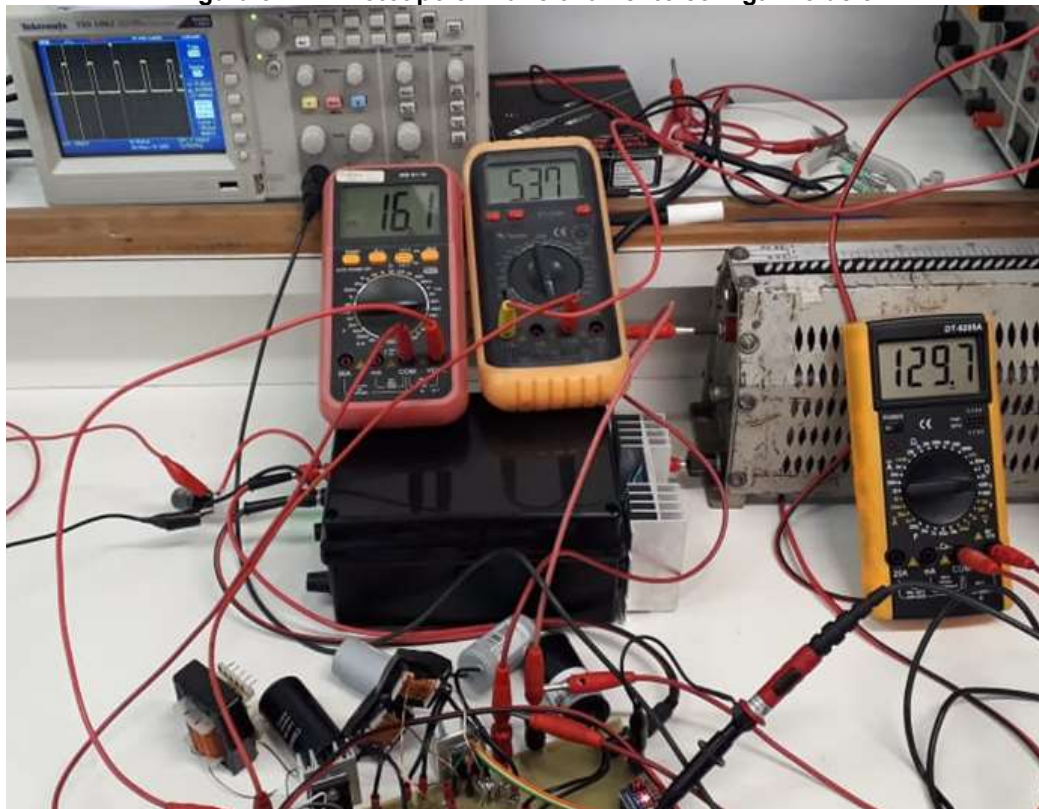
A Figura 5.23 é mostrado a razão cíclica obtida na saída do Arduino nano.



Com a elevação da tensão de entrada e verificando a corrente de entrada para que não exceda muito a corrente de projeto (5,21 A) obteve-se nos ensaios a tensão

de 16,1 V na entrada. Para essa tensão a saída obtida é de 129,7 V e o ganho obtido de 8,06, conforme Figura 5.24.

Figura 5.24 – Protótipo em funcionamento com ganho de 8.



5.4 Análise dos resultados obtidos

É nítida a dissipação de potência nas chaves MOSFET utilizadas na transição de estados em condução e aberto. A escolha de chaves que reduzam essas perdas apresentando uma resistência baixa de condução é fundamental. As perdas estão diretamente relacionadas com a resistência de condução $R_{ds(on)}$ e também com a corrente a qual essa chave poderá operar em condução $I_{D(on)}$. Foram utilizadas para esse trabalho as chaves APT20M22LVR e IRFP90N20D por serem comercialmente encontrados com uma boa disponibilidade.

A chave APT20M22LVR tem como resistência de condução $R_{ds(on)}$ o valor de 0,022 Ω e uma corrente $I_{D(on)}$ de 100 A. Para a chave IRFP90N20D esses valores são de 0,023 Ω para $R_{ds(on)}$ e 94 A para $I_{D(on)}$.

Os esforços de corrente aos quais as chaves também estão submetidas é de extrema importância. A escolha de chaves que suportem níveis de picos de corrente mais elevados passa a ser necessário. A chave APT20M22LVR suporta valores de picos de corrente de até 400 A e a chave IRFP90N20D suporta valores de até 380 A.

As transições são períodos críticos pois as maiores perdas em circuitos de potência são associadas a elas. Períodos rápidos de transição e que não apresentam grandes oscilações são ideais.

Uma boa perda por dissipação térmica, além das chaves, também é verificada no indutor L1 devido à alta corrente que passa por ele.

Com os dados obtidos a partir dos ensaios em malha aberta descritos e ilustrados anteriormente pode-se calcular o rendimento do conversor proposto nessas etapas de funcionamento. O rendimento pode ser obtido através da Equação (37):

$$\eta = \frac{P_{saída}}{P_{entrada}} = \frac{V_{saída} \cdot I_{saída}}{V_{entrada} \cdot I_{entrada}} \quad (37)$$

Com os dados adquiridos com os multímetros no sentido A de operação obtém-se nessa operação:

$$\eta = 0,75$$

Para o sentido B:

$$\eta = 0,60$$

O rendimento menor do sentido B pode ser justificado devido a utilização de uma tensão menor na entrada e a utilização dos mesmos componentes projetados. O rendimento do sentido B provavelmente apresentaria valores próximos ao sentido A se aplicado a tensão de 195 V uma vez que as características intrínsecas dos componentes permaneceriam, ao qual são vistas nas simulações (As formas de onda são semelhantes ao sentido A, porém a transferência de potência se daria em outro sentido).

O circuito apesar de ser tipo fonte de corrente (sentido A), tendo o indutor na entrada, apresenta ondulações de corrente devido as comutações constantes das

chaves em operação. A potência fornecida pela fonte fica limitada devido a proteção intrínseca da fonte e é necessário a colocação de um capacitor de valor elevado atuando como filtro na entrada, liberando quase totalmente a potência máxima que a fonte poderá fornecer.

Para ensaios em malha aberta conforme proposto utilizou-se um controle simples usando um PWM gerado por um Arduino nano. O Arduino nano apesar de linguagem de alto nível e de fácil implementação apresentou problemas para regulação real na saída. Foi necessário após a programação a verificação real do PWM gerado em sua saída e realização novamente de ajustes no programa com a consideração de alguns atrasos em suas sub-rotinas. Contudo, após ajustado, o seu uso se mostrou satisfatório para os ensaios em malha aberta.

As formas de onda de tensão e corrente do protótipo são semelhantes ao simulado caracterizando seu funcionamento. A partir dos dados do pré-projeto e com alguns ajustes foi possível verificar o funcionamento do conversor proposto.

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Foi realizado a pesquisa bibliográfica sobre as topologias de conversor CC-CC bidirecional com algo ganho não isolado, além do estudo do funcionamento de conversores usuais, e apresentado duas topologias antes de ser introduzido a topologia proposta durante este trabalho. Após apresentado a topologia a ser estudada, foi modelado, simulado e desenvolvido um protótipo do conversor em malha aberta com tal estrutura.

Com os dados obtidos em malha aberta com o protótipo constatou-se o funcionamento da topologia proposta neste trabalho de um Conversor CC-CC Bidirecional com alta taxa de conversão. Nota-se um alto ganho estático na saída quando operado como elevador e também uma tensão menor, porém com uma alta corrente, em seu sentido inverso (operando como abaixador). As formas de onda apresentaram-se parecidas ao simulado. Nas chaves, os picos existentes nas aquisições poderiam ser suavizados com a utilização de um circuito *snubber*, por exemplo.

A potência utilizada poderá ser maior do que a especificada nesse trabalho de 150 W, porém deve-se levar em conta um novo dimensionamento dos componentes utilizados, em especial o indutor L1 e a chave S1 que operam com correntes bem mais elevadas.

A partir do pré-projeto foi possível a construção do protótipo com o objetivo de verificar o funcionamento real do conversor, conforme objetivos já pré-estabelecidos no início desse projeto. O ganho almejado de oito vezes também foi possível verificar, contudo com esse ganho maior o protótipo tende a apresentar perdas ainda maiores.

Com a saída de dois conversores *Ćuk* e SEPIC na operação como elevador os esforços de tensão e corrente são divididos entre os componentes (chaves S2 e S3 e indutores L2 e L3), caracterizando, portanto, perdas menores por dissipação térmica. Devido as características semelhantes dos indutores, de corrente e tensão, após um novo estudo de projeto, esses indutores podem ser acoplados em apenas um núcleo. Nessa nova característica as linhas de campo magnético são mais concentradas e as perdas eletromagnéticas tendem a ser menores.

Na operação inversa também é visto o comportamento semelhante de esforços de corrente e tensão entre os componentes, porém com fluxo de potência

em outro sentido. Comprovando-se a operação como bidirecional (nos dois sentidos) e a alta taxa de conversão.

Os resultados obtidos com o protótipo durante este trabalho poderiam ser otimizados com o desenvolvimento de uma placa de circuito impresso, esta com uma disposição de elementos melhor estudada.

Além dessas considerações, outra sugestão para trabalhos futuros seria a implementação da malha fechada, esta descrita no Apêndice C.

REFERÊNCIAS

ADVANCED POWER TECHNOLOGY. APT20M22LVR. Disponível em: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/AdvancedPowerTechnology/mXqxzyu.pdf>. Acesso em: 02 abr. 2018.

BARBI, Ivo; MARTINS, D.C. **Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. 3. Ed. Florianópolis: Do Autor, 2008.

BNDES, Banco Nacional do Desenvolvimento **"Veículos elétricos: aspectos básicos, perspectivas e oportunidades"**, 2010. Disponível em http://www.bndes.gov.br/SiteBNDES/export/sites/default/bndes_pt/Galerias/Arquivos/conhecimento/bnset/set32108.pdf. Acessado em maio 2017.

BNDES, Banco Nacional do Desenvolvimento **"Veículos elétricos: história e perspectivas no Brasil"**, 2011. Disponível em https://web.bndes.gov.br/bib/jspui/bitstream/1408/1489/1/A%20BS%2033%20Ve%C3%ADculos%20el%C3%A9tricos%20-%20hist%C3%B3ria%20e%20perspectivas%20no%20Brasil_P.pdf >. Acessado em: 30 mai. 2017.

ERICKSON, Robert W; MAKSIMOVIC, Dragan. **Fundamentals of Power Electronics**. Massachusetts: 3.ed. New York: Kluwer Academic, 2008.

GRBOVIC, Peter J.; DELARUE, Philippe; LE MOIGNE, Philippe; BARTHOLOMEUS, Patrick. **A Bidirectional Three-Level DC-DC Converter for the Ultracapacitor Applications**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010b.

KWON, Minho; OH, Secheol; CHOI, Sewan. **High Gain Soft-Switching Bidirectional DC-DC Converter for Eco-Friendly Vehicles**. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 4, apr. 2014.

INTERNACIONAL RECTIFIER. IRFP90N20D. Disponível em: <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/68536/IRF/IRFP90N20D.html>>. Acesso em: 02 abr. 2018.

Li, Wuhua; He, Xiangning. **Review of Nonisolated High-Step-Up DC/DC Converters in Photovoltaic Grid-Connected Applications**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 4, pp. 1239,1250, April 2011.

OLIVEIRA, P. V. de A.; AMARAL, R. O da C.; OLIVEIRA, T. P. **Conversor Ćuk CC-CC bidirecional aplicado ao controle de fluxo de potência e frenagem regenerativa de uma máquina CC de imã permanente**. Trabalho de conclusão de curso, 2015.

ORTIZ, M. **Cálculo de indutor com núcleo de ferrite**. Publicado em: 2011. Disponível em: <<http://www.electroncad.com.br/index.php/pr-br/eletricidade/indutores-transformadores/74-calculo-indutor-ferrite-fontes-buck-boost-parte-iii>>. Acesso em: 29 mai. 2018.

RASHID, M. H. **Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. São Paulo, SP: Pearson Education do Brasil, 2014

RAZZAGHZADEH, Behrouz; SALIMI, Mahdi. **Analysis of a Bidirectional DC-DC Converter with High Voltage Gain**. Bulletin of Electrical Engineering and Informatics, Vol. 4, No. 4, 2015.

STORE, ARDUINO NANO. Disponível em: <<https://store.arduino.cc/usa/arduino-nano>>. Acesso em: 15 mar. 2018.

APÊNDICE A – DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES

As topologias eletrônicas apresentadas utilizam a capacidade acumulativa dos indutores para aumentar ou diminuir um potencial elétrico (ORTIZ, 2011). Entretanto, para que aconteça o fenômeno esperado é necessário o correto projeto deste componente.

Através dos cálculos e análises prévias, montou-se que os indutores L1, L2 e L3 com valores muito próximos à 3,3 mH. Apesar de apresentarem a mesma indutância, o indutor L1 foi projetado separadamente dos outros dois, pois a corrente máxima a passar por ele é superior. Tem-se então a utilização do método de projeto proposto por Ortiz (2011), a ser decorrido abaixo neste apêndice, para projeto dos três indutores.

Utilizando a fórmula de energia armazenada num indutor, desprezando o armazenamento no ferrite e considerando apenas o armazenamento no entreferro tem-se a Equação (A.1) como resultado, que representa o comprimento do entreferro em metros (ORTIZ, 2011).

$$l_g = \frac{LI_{max}^2 \mu_0}{B^2 A_g} \quad (A.1)$$

Onde:

l_g : comprimento do entreferro em metros.

I_{max} : máxima corrente em Ampéres.

μ_0 : permeabilidade magnética no vácuo (aplicada no ar).

B : densidade de fluxo magnético em Tesla.

A_g : área do entreferro em metros quadrados.

Tem-se o valor da indutância através dos cálculos prévios, assim como o das correntes máximas.

Antes de se calcular o tamanho do entreferro, deve-se calcular a constante geométrica do núcleo, dada pela Equação (A.2) (ORTIZ, 2011).

$$K_g \geq \frac{\rho L_{max}^2 K_b}{B_{max}^2 R} \quad (A.2)$$

Será considerado R (resistência elétrica) com o valor de 1Ω , B_{\max} (densidade de fluxo magnético máximo) de $0,35 \text{ T}$, K_b uma constante de valor 2 , e ρ também constante com o valor de $1,72 \cdot 10^{-8}$. A única variável no cálculo dos indutores propostos é a corrente máxima, que possui o valor de $5,21 \text{ A}$ para $L1$, obtido pelo Equação (15), e $0,93 \text{ A}$ para os indutores $L2$ e $L3$, obtido pela equação (17).

Com a constante geométrica calculada é possível selecionar o núcleo de ferrite a ser utilizado. Esta escolha é realizada analisando uma tabela com os dados de núcleos comerciais. Foi escolhido o núcleo NEE-42/21/15 para o indutor $L1$, e o NEE-30/15/7 para os indutores $L2$ e $L3$.

Após escolhidos os núcleos, é realizado o cálculo do entreferro através da Equação (A.1). Esta distância é depois utilizada no cálculo do número de espiras a serem implementadas nos indutores. O entreferro calculado para o indutor $L1$ é de $5,12 \cdot 10^{-3}$, enquanto o para os indutores $L2$ e $L3$ é de $9,28 \cdot 10^{-4}$.

Para o cálculo do número de espiras é utilizado a Equação (A.3) (ORTIZ, 2011).

$$n = \sqrt{\frac{Ll_g}{\mu_0 A_c}} \quad (\text{A.3})$$

Os valores encontrados para os números de espiras foram de 267 para o indutor $L1$ e 216 para $L2$ e $L3$. Tendo o núcleo e o número de espiras definidos, resta apenas o cálculo da bitola do fio a ser utilizado na construção. Este último parâmetro é definido através da Equação (A.4) (ORTIZ, 2011).

$$A_w \leq \frac{W_A}{nK_b} \quad (\text{A.4})$$

O valor encontrado para A_w é a seção do fio, que deve ser cruzado com a tabela de cabos AWG para a definição do fio a ser utilizado. Após os cálculos, foi definido a utilização do fio AWG #21 para o indutor $L1$, e o AWG #23 para os indutores $L2$ e $L3$.

Após definidos o entreferro dos indutores, o número de espiras e a bitola do fio a ser utilizado, realizou-se a montagem destes componentes.

APÊNDICE B – COMPARAÇÃO VALORES CALCULADOS COM SIMULADOS

	Valores Calculados	Valores obtidos por simulação
$I_{Vi_{med}}$	5,02 A	5,04 A
$\Delta I_{Vi_{med}}$	0,35 A	0,35 A
$I_{Vi_{med,máx}}$	5,21 A	5,22 A
$I_{L2_{med}}$	0,75 A	0,75 A
ΔI_{L2}	0,35 A	0,35 A
$I_{L2_{máx}}$	0,93 A	0,92 A
$I_{L3_{med}}$	0,75 A	0,75 A
ΔI_{L3}	0,35 A	0,35 A
$I_{L3_{máx}}$	0,93 A	0,92 A
ΔV_{C1}	7,25 V	7,21 V
ΔV_{C2}	7,25 V	7,20 V
ΔV_{C3}	14,00 V	13,99 V
ΔV_{C4}	1,00 V	1,20 V
$I_{S1_{máx}}$	7,23 A	7,15 A
$I_{S2_{máx}}$	3,96 A	3,74 A
$I_{S3_{máx}}$	3,96 A	3,86 A

APÊNDICE C – SIMULAÇÃO MALHA FECHADA

Com o objetivo de implementar o conversor bidirecional operando de forma a alternar de sentido de conversão conforme o fluxo de potência, se faz necessário a implementação de um controle em malha fechada.

Na Figura C.1 é possível observar o circuito utilizado para a simulação da implementação do controle. Os valores dos componentes não fazem referência aos calculados no Item 3.3 por limitações do controle implementado. O circuito de controle pode ser visualizado na Figura C.2.

Figura C.1 – Circuito simulado em malha fechada.

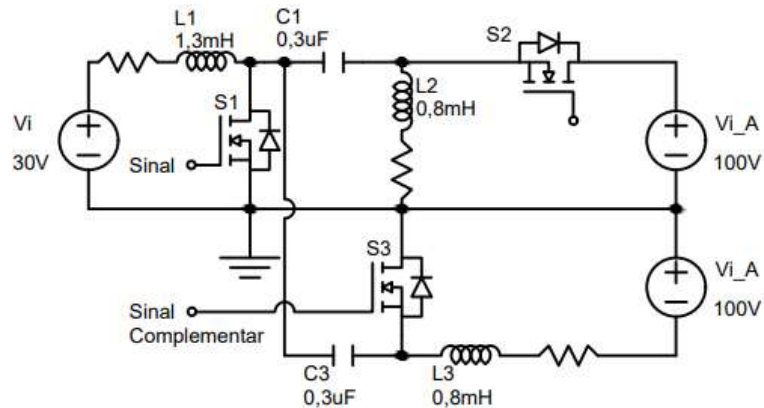
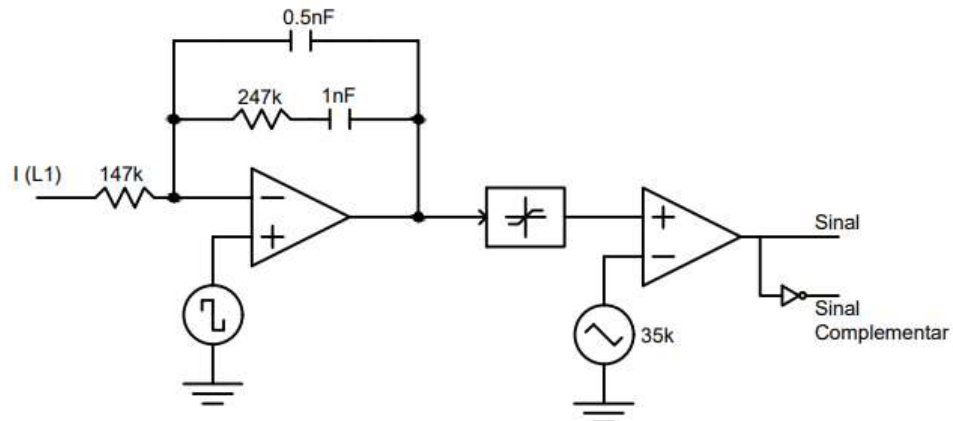
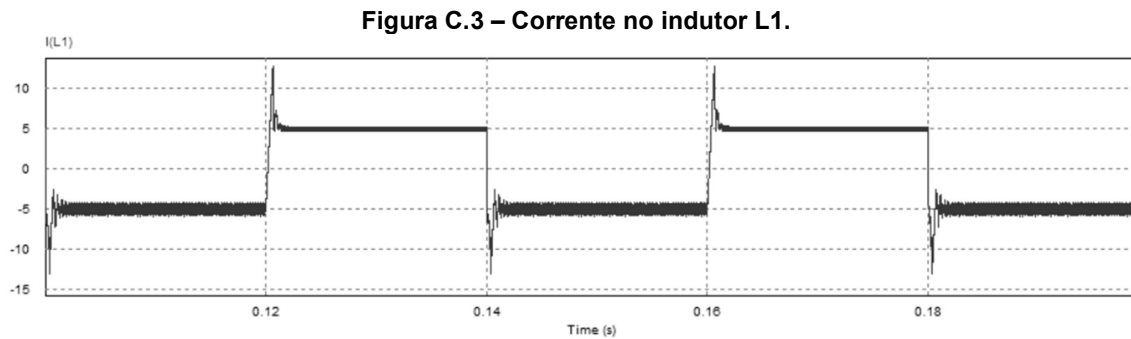


Figura C.2 – Circuito de controle simulado.



A corrente no indutor L1 é tomada como referência para o controle, pois o sentido de I_{L1} é o sentido do fluxo de potência do conversor. Para a simulação foi considerado uma onda quadrada de +5 e -5 como referência para o controle, de forma a ter-se uma onda quadrada de +5 A e -5 A como corrente no indutor L1. Essa onda,

que pode ser visualizada na Figura C.3, significa que o conversor está operando nos dois sentidos, sendo no sentido A quando a corrente é positiva, e no sentido B quando negativa.



Com o conversor nos sentidos A e B funcionando independentemente é possível atestar seu funcionamento bidirecional, que é comprovada com a aplicação em malha fechada.