

Valdemir Jose de Queiroz Junior

**Conversor Four Switch Buck-Boost Aplicado ao
Controle de Carga e Descarga de Banco de Baterias
em Veículos Elétricos**

UBERLÂNDIA

2022

Valdemir Jose de Queiroz Junior

Conversor Four Switch Buck-Boost Aplicado ao Controle de Carga e Descarga de Banco de Baterias em Veículos Elétricos

Trabalho de Conclusão de Curso da Engenharia de Controle e Automação da Universidade Federal de Uberlândia - UFU - Câmpus Santa Mônica, como requisito para a obtenção do título de Graduação em Engenharia de Controle e Automação

Universidade Federal de Uberlândia – UFU Faculdade
de Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Aniel Silva de Morais

UBERLÂNDIA

2022

Queiroz Jr., Valdemir José

Conversor Four Switch Buck-Boost Aplicado ao Controle de Carga e Descarga de Banco de Baterias em Veículos Elétricos/ **Valdemir José de Queiroz Junior.** - **UBERLÂNDIA, 2022**- 53 p.

Orientador: Prof. Dr. Aniel Silva de Moraes

Trabalho de Conclusão de Curso - Universidade Federal de Uberlândia - UFU Faculdade de Engenharia Elétrica. **2022.**

Inclui bibliografia.

1. Veículos elétricos. 2. Conversores CC-CC. 2. *Four Switch Buck-Boost*. I. Aniel Silva de Moraes. II. Universidade Federal de Uberlândia. III. Faculdade de Engenharia Elétrica. IV. Engenharia de Controle e Automação.

Dedico este trabalho aos meus pais e à toda minha família pelo carinho, compreensão e por sempre estarem ao meu lado em toda minha vida.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de primeiro agradecer ao meu pai Valdemir e a minha mãe Elaine, que sempre trabalharam muito para que eu tivesse uma boa educação e me deram a oportunidade de focar nos estudos. Sem o apoio deles não chegaria onde estou hoje.

Aos professores, Dr. Aniel Silva de Moraes e Dr. Daniel Pereira de Carvalho por além de me auxiliarem neste trabalho, mesmo que através de reprovações, colaboraram também com minha evolução pessoal durante a graduação.

Ao Me. Luís Ricardo Cândido Côrtes, que mesmo sem obrigação alguma me auxiliou durante todo o desenvolvimento do trabalho.

Aos meus amigos que estiveram comigo ao longo dessa jornada, em especial a minha companheira de vida, que desde a minha infância esteve sempre ao meu lado me apoiando.

*“O que sabemos é uma gota, o
que ignoramos é um oceano.”,
(Sir Isaac Newton)*

RESUMO

A demanda mundial por meios de transporte não emissores dos gases de efeito estufa tem impulsionado o desenvolvimento de veículos elétricos, conseqüentemente buscando novas tecnologias e soluções ao mercado desses veículos e seus acessórios. Os carregadores veiculares convencionais oferecem uma tensão nominal similar a tensão de operação dos veículos elétricos convencionais, o que não atende aos veículos elétricos não convencionais. Este trabalho tem como finalidade apresentar um conversor CC-CC *Four Switch Buck-Boost* para adequar os níveis de tensão e controlar a corrente de carga para o carregamento dos bancos de baterias desses veículos elétricos, constituídos de células de baterias em série e também em paralelo, afim de se chegar na tensão e corrente desejada para o projeto. Logo, conforme essa bateria é descarregada, seu nível de tensão diminui, variando a tensão no motor, o que é indesejado na maioria das aplicações. Assim, este trabalho propõe a utilização de um conversor CC-CC para adequar o nível de tensão para o acionamento desses motores.

Palavras-chave: Banco de baterias, Conversores CC-CC, *Four Switch Buck-Boost*, FSBB, Veículos elétricos.

ABSTRACT

The world demand for transport that do not emit greenhouse gases has boosted the development of electric vehicles, consequently searching for news technology and solutions for the market of this vehicles and accessories. The conventional electric vehicles chargers offer a voltage rating similar to the operation of conventional electric vehicles, which does not suit unconventional electric vehicles. This work has the purpose to present a Four Switch Buck-Boost DC-DC converter to adjust voltage levels and control the load current for charging the battery packs of these electric vehicles, made up of battery cells in series and also in parallel, in order to reach the desired voltage and current for the project. Therefore, as this battery is discharged, its voltage level decreases, varying the voltage in the motor, which is undesirable in the most of applications. That way, this work purpose to use a DC-DC converter to adjust the voltage level to drive these motors.

Keywords: Battery Pack, DC-DC Converters, Electric Vehicles, Four Switch Buck-Boost, FSBB.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

| | |
|---|----|
| Figura 2-1 Circuito RLC série..... | 3 |
| Figura 2-2 Topologias de Conversores CC-CC isolados e não isolados..... | 3 |
| Figura 2-3 Conversores CC-CC isolados | 4 |
| Figura 2-4 Conversores CC-CC reversível..... | 5 |
| Figura 2-5 Conversor FSBB para uso em módulos fotovoltaicos..... | 5 |
| Figura 2-6 Conversor <i>Four Switch Buck-Boost</i> | 6 |
| Figura 2-7 Junção PN | 7 |
| Figura 2-8 Junção PN e a Camada de Depleção..... | 7 |
| Figura 2-9 TBJ NPN..... | 8 |
| Figura 2-10 MOSFET canal-N | 8 |
| Figura 2-11 Símbolo do MOSFET | 9 |
| Figura 2-12 MOSFET canal-N em condução..... | 9 |
| Figura 2-13 Tensão x Corrente de um MOSFET | 10 |
| Figura 2-14 MOSFET com Diodo de Corpo | 10 |
| Figura 2-15 (a) Modelo equivalente do MOSFET com as capacitâncias (b) Representação física das capacitâncias..... | 11 |
| Figura 2-16 Gráfico das Perdas do MOSFET Real | 12 |
| Figura 2-17 (a) Estrutura do IGBT, (b) Modelo de Circuito Equivalente..... | 13 |
| Figura 2-18 Gate Drive aplicado em um sistema | 13 |
| Figura 3-1 FSBB, modo Buck | 17 |
| Figura 3-2 FSBB, modo Boost | 17 |
| Figura 3-3 FSBB, modo Buck-Boost | 17 |
| Figura 3-4 Tabela com equações para obtenção dos parâmetros do FSBB..... | 19 |
| Figura 3-5 Esquemático do circuito amplificador com o sensor INA26..... | 20 |
| Figura 3-6 Vista superior do sensor INA326..... | 21 |
| Figura 3-7 Gate Driver CDR-001, vista superior e vista inferior, respectivamente | 21 |
| Figura 3-8 STM32G431 Núcleo..... | 22 |
| Figura 3-9 Projeto da PCB | 22 |
| Figura 3-10 FSBB embarcado em um veículo elétrico | 23 |
| Figura 3-11 Topologia do FSBB proposto | 23 |
| Figura 4-1 Protótipo Conversor Four Switch Buck-Boost | 24 |

| | |
|--|----|
| Figura 4-2 Esquemático da simulação no PSIM | 25 |
| Figura 4-3 Controle no PSIM | 26 |
| Figura 4-4 Gráfico de tensão pelo tempo de V_{out} (vermelho), V_{in} (azul) e V_{ref} (verde) | 27 |
| Figura 4-5 Gráfico de corrente por tempo de corrente no indutor (vermelho) e corrente na saída (azul)..... | 27 |
| Figura 4-6 Gráfico de tensão no instante de redução da corrente de carga | 28 |
| Figura 4-7 Gráfico de corrente no instante de redução da corrente de carga | 28 |

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

FSBB — *Four Switch Buck-Boost*;

V_{in} — tensão de entrada;

V_{out} — tensões na saída;

D — Razão cíclica;

D_1 , — razão cíclica do modo *Buck*;

D_2 , — razão cíclica do modo *Boost*;

Q_1 — interruptores ativos modo *Buck*;

Q_2 — retificadores síncronos modo *Buck*;

Q_3 — interruptores ativos modo *Boost*;

Q_4 — retificadores síncronos modo *Boost*;

PWM — *pulse width modulation*;

CC-CC — corrente contínua – corrente contínua

UFU — Universidade Federal de Uberlândia

LAMAU — Laboratório de Mobilidade Automobilística e Urbana

FEELT — Faculdade de Engenharia Elétrica

TBJ — Transistor Bipolar de Junção

MOSFET — *Metal Oxide Silicon Field-Effect Transistors*

IGBT — *Insulated Gate Bipolar Transistor*

GEE — gases de efeito estufa

EV — *Electric Vehicle*

PEV — *Plug in Electric Vehicle*

HEV — *Hybrid Electric Vehicle*

PHEV — *Plug in Hybrid Electric Vehicle*

FCV — *Fuel Cell Vehicle*

PCB — *Printed Circuit Board*

PI — Proporcional Integral

SUMÁRIO

| | | |
|----------|--|-----------|
| 1 | INTRODUÇÃO | 1 |
| 1.1 | MOTIVAÇÃO E APRESENTAÇÃO DO PROBLEMA | 1 |
| 1.2 | OBJETIVOS ESPECÍFICOS DO TRABALHO | 1 |
| 2 | REVISÃO BIBLIOGRÁFICA | 2 |
| 2.1 | CONSIDERAÇÕES INICIAIS | 2 |
| 2.2 | CONVERSORES CC-CC | 2 |
| 2.3 | CONVERSOR FOUR SWITCH BUCK-BOOST | 5 |
| 2.4 | TRANSISTORES DE POTÊNCIA..... | 6 |
| 2.4.1 | <i>Junção PN</i> | 6 |
| 2.4.2 | <i>Transistor Bipolar de Junção (TBJ)</i> | 7 |
| 2.4.3 | <i>Metal Oxide Silicon Field-Effect Transistors (MOSFET)</i> | 8 |
| 2.4.4 | <i>Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)</i> | 12 |
| 2.5 | GATE DRIVERS | 13 |
| 2.6 | VEÍCULOS ELÉTRICOS..... | 14 |
| 2.7 | CARGA DE BANCOS DE BATERIAS | 14 |
| 3 | METODOLOGIA..... | 16 |
| 3.1 | CONSIDERAÇÕES INICIAS | 16 |
| 3.2 | <i>PROTÓTIPO</i> FOUR SWITCH BUCK-BOOST | 16 |
| 3.2.1 | <i>Princípio de operação do Conversor</i> | 16 |
| 3.2.2 | <i>Cálculo dos componentes</i> | 18 |
| 3.2.3 | <i>Sensor</i> | 20 |
| 3.2.4 | <i>Gate Driver</i> | 21 |
| 3.2.5 | <i>Controlador</i> | 21 |
| 3.2.6 | <i>Placa de Circuito Impresso</i> | 22 |
| 3.3 | PROPOSTA DO FSBB EMBARCADO..... | 22 |
| 4 | IMPLEMENTAÇÃO | 24 |
| 4.1 | PROTÓTIPO DO CONVERSOR FSBB | 24 |
| 4.2 | PROPOSTA DO CONVERSOR FSBB EMBARCADO | 25 |
| 4.2.1 | <i>Simulação</i> | 25 |
| 4.2.2 | <i>Controle</i> | 25 |

| | |
|-------------------------|-----------|
| 4.2.3 Resultados..... | 26 |
| 5 CONCLUSÃO..... | 29 |
| ANEXOS | 32 |

1 INTRODUÇÃO

1.1 Motivação e apresentação do problema

No ano de 2018 foi fundado na Universidade Federal de Uberlândia (UFU) o Laboratório de Mobilidade Automobilística e Urbana (LAMAU) com o objetivo de desenvolver pesquisas e projetos tecnológicos no âmbito da sustentabilidade e mobilidade. Em que foi desenvolvido, por estudantes de graduação, um protótipo de motocicleta elétrica com o intuito de participar do *Moto Student*, uma competição internacional entre estudantes de universidades do mundo inteiro.

O banco de baterias da motocicleta desenvolvida pelo LAMAU, foi projetado para alimentar o motor síncrono de ímã permanente fornecido pela competição, que possui uma tensão trifásica nominal de 96V. Porém esse banco é construído a partir de células de íons de lítio que transformam energia química em energia elétrica para o sistema, gerando assim a variação na tensão da descarga.

Com relação a carga, o problema estaria nos carregadores veiculares convencionais por possuírem uma tensão mínima superior a tensão de operação do banco de baterias. Assim, se faz necessário um conversor para adequar os níveis de tensão e controlar a corrente de carga. Quanto a descarga seria uma adversidade, pois o motor da moto possui tensão nominal de 96V, enquanto a tensão na bateria pode variar entre 67,5V-113,4V, o que prejudica o desempenho da moto. O papel do controlador seria manter a tensão de entrada do inversor constante e igual a tensão nominal do *pack* de baterias.

1.2 Objetivos específicos do trabalho

Este trabalho tem como objetivo revisar conceitos importantes sobre semicondutores de potência reais aplicados em conversores CC-CC, assim como as topologias desses conversores e métodos de controle e acionamento. Além disso, analisar a construção de um protótipo do Conversor *Four Switch Buck-Boost* (FSBB) e por fim estudar a proposta de um FSBB bidirecional aplicado para o controle de carga e descarga de banco de baterias em veículos elétricos.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 Considerações iniciais

Este tópico trará uma explicação do que são conversores CC-CC, que foi a topologia utilizada neste trabalho, transistores de potência, métodos de controle para conversores chaveados, veículos elétricos e como é realizada a carga e descarga em seu banco de baterias. Assim, contextualizando o leitor de termos e aplicações utilizadas neste trabalho.

2.2 Conversores CC-CC

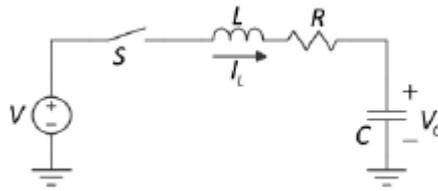
A eletrônica de potência estuda os conversores estáticos, isto é, aqueles que não possuem partes móveis como máquinas elétricas, tendo papel fundamental na atualidade com suas diversas aplicações. Dentro da eletrônica de potência os conversores CC-CC são essenciais em aplicações que necessitam de um controle de fluxo de corrente contínua, tais como: sistemas de acionamentos de motores, carregadores de baterias, conversão de energia solar fotovoltaicas, transmissão de corrente contínua em altas tensões, fontes chaveadas, sistemas eletrônicos embarcados dentre várias outras aplicações (TOFOLI, 2018).

Os conversores CC-CC são circuitos eletrônicos formados por dispositivos semicondutores de potência, com elementos passivos e ativos responsáveis pela comutação, realiza a conversão e condicionamento da energia elétrica em sua saída, a partir de uma entrada de tensão e corrente contínua.

A Figura 2.1 mostra um circuito RLC série com um interruptor S, essa representa um semicondutor de potência do tipo MOSFET, IGBT ou BJT, que opera como um interruptor, ou seja, ora como aberta, ora como fechada, bloqueando a corrente ou à conduzindo (BARBI, 2006). A relação dessa comutação entre chave aberta e fechada pode ser dada pela razão do sinal em nível lógico alto pelo período de chaveamento, sendo chamada de razão cíclica ou ciclo de trabalho (D), que vai determinar a tensão de saída, dada pela Equação 2.1 (KAZIMIERCZUK, 2016).

$$D = \frac{t_{on}}{T} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = f_s t_{on} \quad (2.1)$$

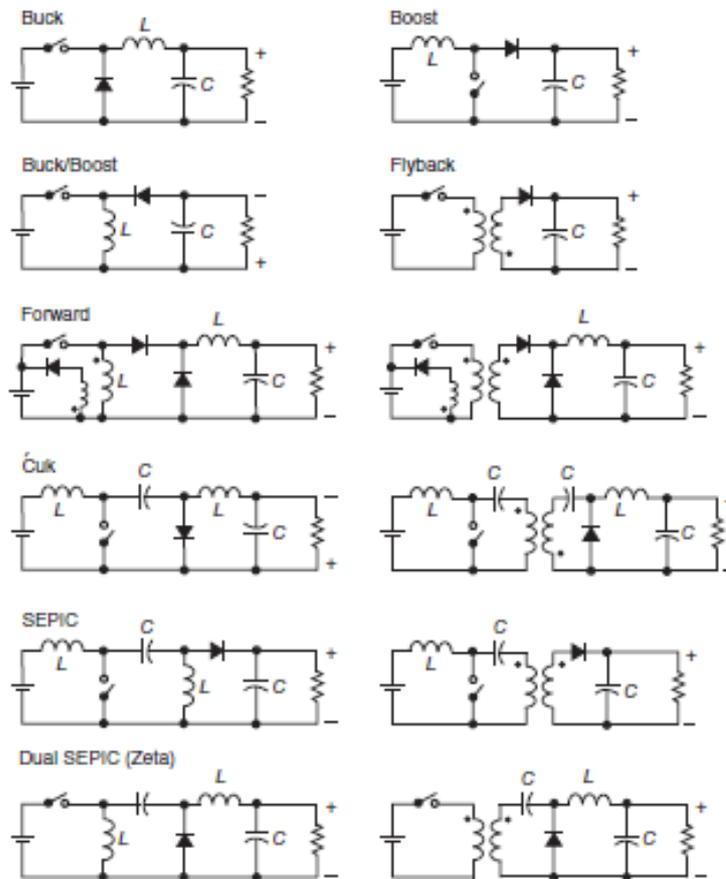
Figura 2-1 Circuito RLC série



Fonte: (BARBI, 2015).

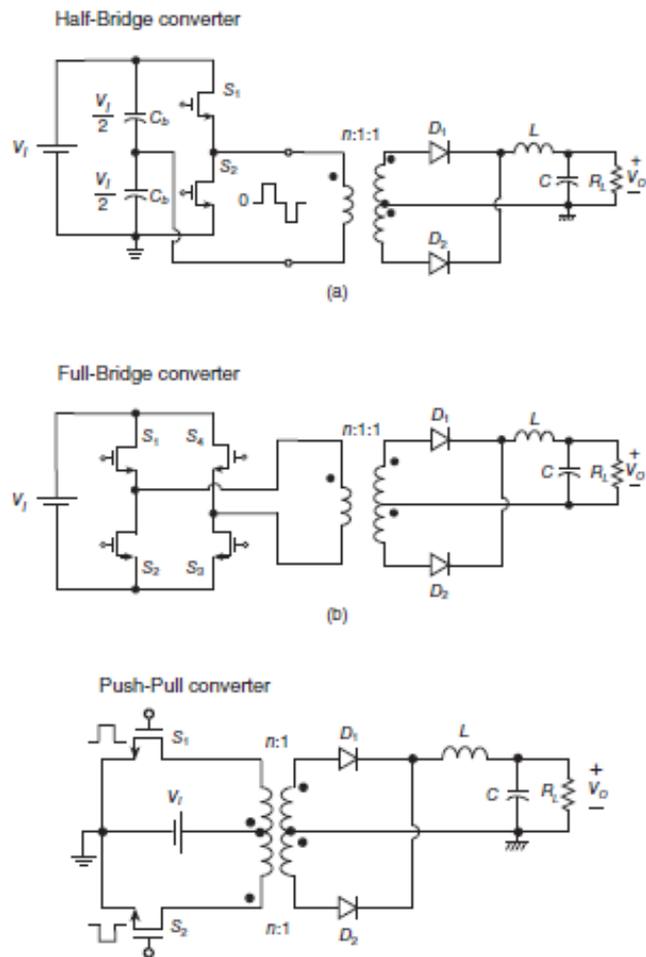
Uma forma de distinguir esses conversores pode ser quanto à sua isolação ou não, o primeiro tipo apresenta isolamento galvânico, que por conta de um acoplamento magnético ou um transformador, a saída do dispositivo fica isolada da energia elétrica da entrada, o que é uma vantagem para o dispositivo, pois permite um melhor condicionamento da tensão de saída e proteção para a carga. O segundo não apresenta essa isolação, porém são amplamente utilizados (BARBI, 2006). A Figura 2.2 apresenta os dois exemplos citados e a Figura 2.3 representa a topologia dos principais conversores CC-CC isolados.

Figura 2-2 Topologias de Conversores CC-CC isolados e não isolados



Fonte: (KAZIMIERCZUK, 2016).

Figura 2-3 Conversores CC-CC isolados



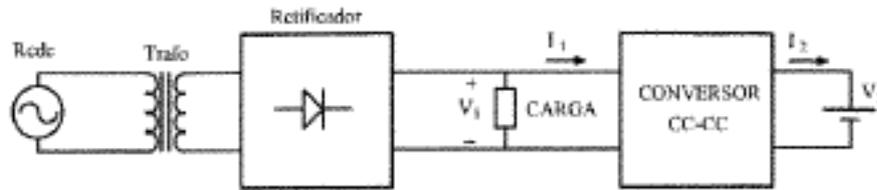
Fonte: (KAZIMIERCZUK, 2016).

Observando as figuras é possível notar que os diferentes tipos de conversores CC-CC possuem disposições diferentes de seus componentes, dessa forma podem elevar ou diminuir a tensão de entrada com a relação à saída.

O ganho estático do conversor CC-CC é a relação entre a tensão de saída pela tensão de entrada do conversor em regime permanente (V_{out}/V_{in}), o mesmo está relacionado à razão cíclica e ao rendimento, que é representada pela razão entre a potência de saída e potência de entrada (P_{out}/P_{in}) (KAZIMIERCZUK, 2016).

Estes conversores também podem ser classificados quanto à sua reversibilidade. Existem situações em que o fluxo de energia deve ser tanto do sentido da fonte de entrada para a fonte de saída, quanto o sentido contrário (BARBI, 2006).

Figura 2-4 Conversores CC-CC reversível



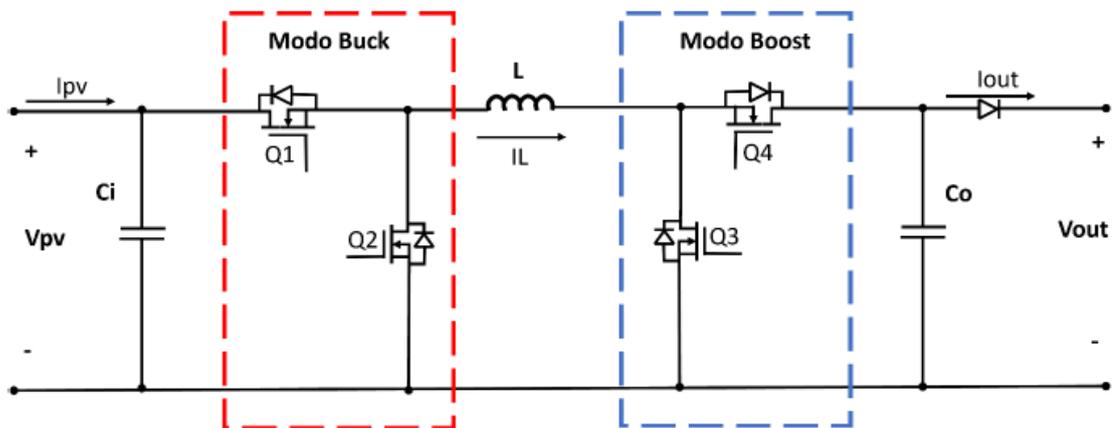
Fonte: (BARBI,2006).

A Figura 2.4 mostra um exemplo de uma aplicação em que o conversor CC-CC atua com reversibilidade. Ao mesmo tempo a rede fornece energia para a carga e para o conversor, que por sua vez alimenta uma bateria V2. Em eventuais falhas na rede, o fluxo de energia é invertido e a bateria V2 passa a alimentar a carga, alterando o sentido de I1 e I2 (BARBI, 2006).

2.3 Conversor Four Switch Buck-Boost

A topologia utilizada neste trabalho foi inspirada no Conversor *Four Switch Buck-Boost* visto na Figura 2.5, que foi referenciada na tese de CÔRTEZ (2021), o autor busca otimizar o fluxo de potência em sistemas fotovoltaicos, dependentes das condições climática em que estão submetidos, visando assim entregar a maior potência possível.

Figura 2-5 Conversor FSBB para uso em módulos fotovoltaicos



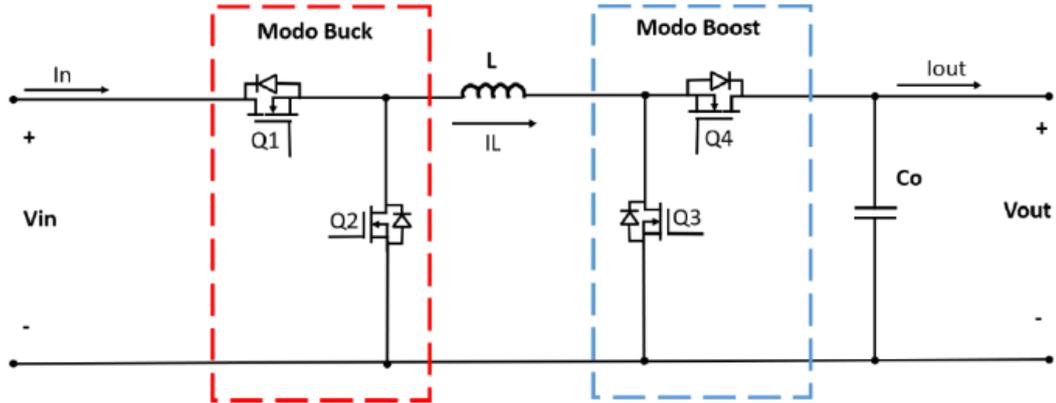
Fonte: (CÔRTEZ, 2021).

Essa topologia foi adaptada para ser utilizada em sistemas fotovoltaicos, atuando apenas como fonte no circuito, por isso a utilização do diodo no conversor, visando apenas um sentido de corrente no circuito. Os módulos fotovoltaicos atuam como uma fonte de corrente, em razão disso foi inserido também no sistema um capacitor de acoplamento em sua entrada, pois uma fonte de corrente em paralelo com um capacitor tem o comportamento de uma fonte de tensão.

Esse trabalho visa propor uma topologia bidirecional em aplicações para veículos elétricos, não sendo necessário a utilização do diodo na saída e do capacitor na entrada, visto

que o *pack* de baterias desses veículos se comporta como uma fonte de tensão. Demonstrada a topologia utilizada neste estudo pode ser vista na figura 2.6.

Figura 2-6 Conversor *Four Switch Buck-Boost*



Fonte: (CÔRTEZ, 2021).

O ganho estático desse conversor está representado na Equação 2.2, que D_1 é a razão cíclica do modo *Buck* e D_2 a razão cíclica do modo *Boost* (REN et al.,2008).

$$G = \frac{D_1}{(1 - D_2)} \quad (2.2)$$

A bidirecionalidade deste conversor se dá pelos controles dos interruptores Q1, Q2, Q3, e Q4, que além de controlar o fluxo de potência também atua como um conversor *Buck-Boost*, podendo abaixar a tensão provinda de carregadores de veículos elétricos convencionais para carregar o veículo e também podem elevar a tensão provinda do banco de baterias para o inversor, fornecendo assim tensão constante para o bom desempenho do inversor do motor.

O princípio de funcionamento e metodologia de controle deste conversor serão apresentados no tópico de Metodologia.

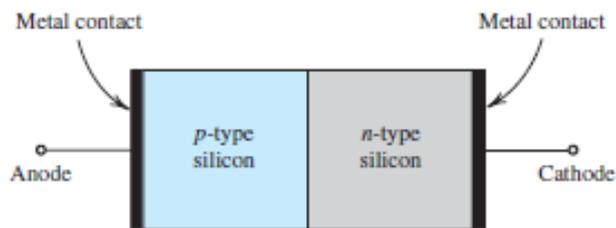
2.4 Transistores de Potência

Este tópico irá revisar os dispositivos semicondutores de potência com foco em transistores e justificar a escolha do *MOSFET* para a aplicação no FSBB. Não tendo a pretensão de se aprofundar em detalhes físicos ou químicos de materiais semicondutores

2.4.1 Junção PN

Para melhor compreender as estruturas e a operação desses semicondutores, será revisado o conceito de Junção PN exposta na Figura 2.7.

Figura 2-7 Junção PN

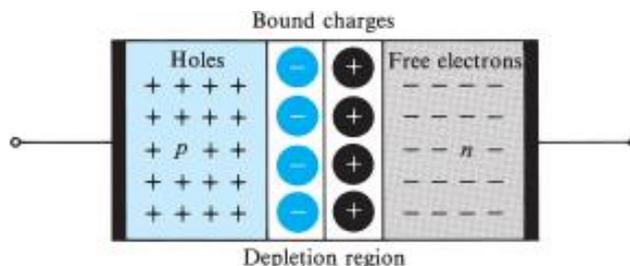


Fonte: (SEDRA, 2015).

Um material semiconductor, como o silício por exemplo, pode ser dopado de duas maneiras, negativamente, que consiste em adicionar impurezas ao material deixando-o com excesso de elétrons livres, ou positivamente, em que são adicionados elementos que possuem um elétron a menos na Camada de Valência, causando excesso de lacuna (SEDRA, 2015).

A união destas duas camadas por meio da difusão, no qual os elétrons próximos à junção migram da camada N para a camada P, preenchem as lacunas. Assim surge um campo elétrico que impede que os outros elétrons livres passem da camada N para a P, esta zona é chamada de Camada de Depleção, que pode ser vista na Figura 2.8, para que o dispositivo semiconductor conduza, ele deverá vencer essa barreira de potencial.

Figura 2-8 Junção PN e a Camada de Depleção

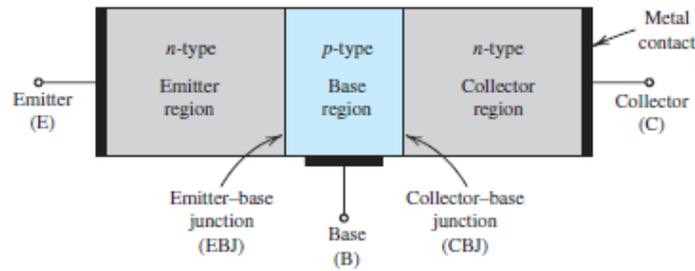


Fonte: (SEDRA, 2015).

2.4.2 Transistor Bipolar de Junção (TBJ)

Transistores bipolar de junção possuem três regiões dopadas com duas junções PN, podendo ser do tipo PNP ou NPN, como visto na Figura 2.9. Mais comumente utilizados em aplicações de baixa potência, os TBJs exigem uma energia de comando relativamente alta quando comparados com outros transistores, pois necessitam manter uma corrente na base para que o dispositivo permaneça em condução, quanto maior a corrente na base, maior será a corrente no coletor, o que aumenta o consumo de energia do sistema e reduz a eficiência.

Figura 2-9 TBJ NPN



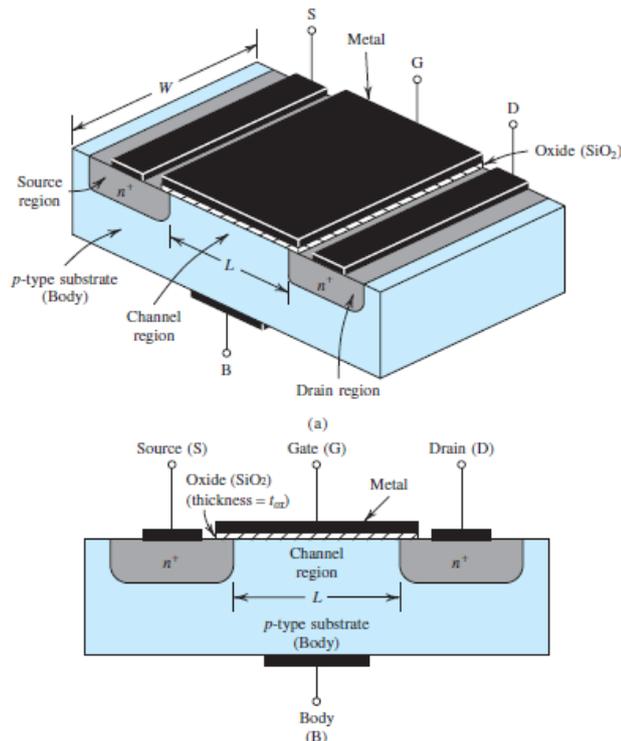
Fonte: (SEDRA, 2015).

Outra desvantagem desse transistor para aplicações de elevada potência é a limitada frequência de chaveamento, por volta de dezenas de kHz.

2.4.3 Metal Oxide Silicon Field-Effect Transistors (MOSFET)

Utilizou-se neste trabalho quatro MOSFETs, serão os transistores de potência focados. Assim como nos TBJs, podem ser divididos em dois, os de canal-P e os de canal-N. Trabalharemos apenas com os MOSFETs de enriquecimento, como são conhecidos os MOSFETs de canal-N, podendo ser visto na figura 2.10.

Figura 2-10 MOSFET canal-N

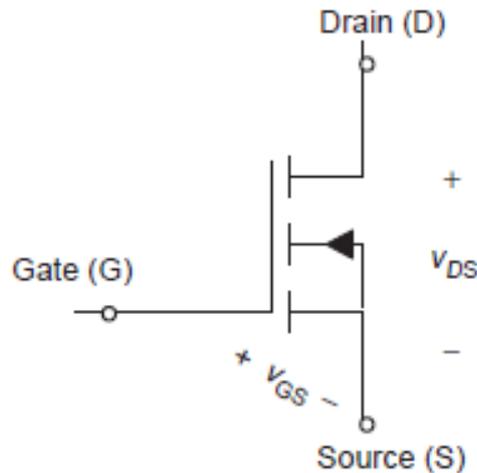


Fonte: (SEDRA, 2015).

A grande vantagem do MOSFET é que seu controle é feito por tensão e não por corrente. Possui elevada impedância de comando, o que significa que requer baixa energia para colocar

o dispositivo em condução ou bloqueio, tendo um ótimo tempo de resposta, permitindo sua aplicação com frequência de chaveamento na casa de centenas de kHz, motivo pelo qual foi escolhido para ser utilizado na topologia deste trabalho.

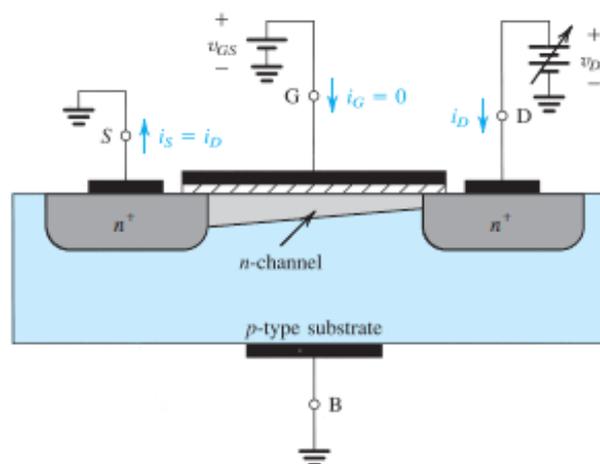
Figura 2-11 Símbolo do MOSFET



Fonte: (RASHID, 2006).

Para que o MOSFET entre em condução, é necessária a aplicação de uma tensão positiva entre *Gate* e *Body* ou Substrato. O terminal *Gate* é isolado do semiconductor por óxido de Silício (SiO_2) e os terminais *Source* e *Body* são curto-circuitados internamente no dispositivo. Assim com uma tensão positiva aplicada entre *Gate* e *Source*, o potencial positivo do Gate repele as lacunas na região P, criando uma carga negativa, porém sem elétrons livres. Quando essa tensão é aumentada, os elétrons livres presentes na região P são atraídos e formam um canal N dentro da região P, como pode ser visto na Figura 2.12, possibilitando assim a passagem de corrente entre Dreno e *Source* (SEDRA, 2015).

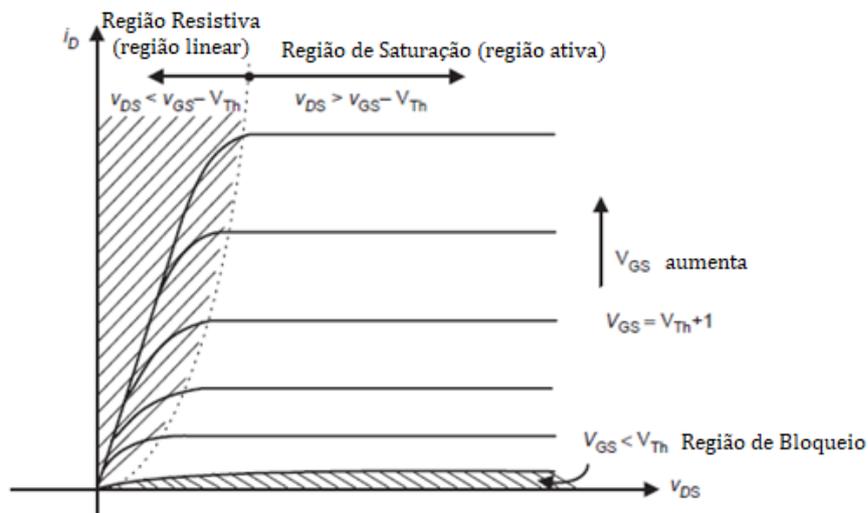
Figura 2-12 MOSFET canal-N em condução



Fonte: (SEDRA, 2015).

Conforme o valor da tensão entre Gate e Source é elevado, mais elétrons livres são atraídos, ampliando o canal N e reduzindo a resistência R_{ds} , permitindo um maior fluxo de I_d , este comportamento baseado na Primeira Lei de Ohm é chamada de região resistiva. As três regiões de operação do diodo são representadas na Figura 2.13.

Figura 2-13 Tensão x Corrente de um MOSFET

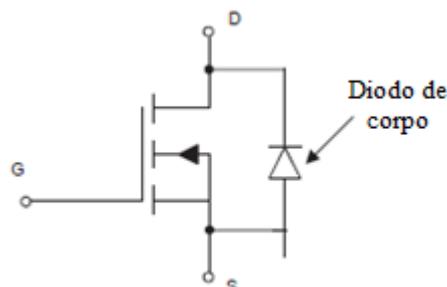


Fonte: Adaptado de (RASHID, 2006).

O MOSFET diferentemente do TBJ não atua na região de saturação, e sim nas regiões de bloqueio e resistiva. Na primeira, o próprio nome já caracteriza a operação do transistor, está bloqueado ou em corte, já a segunda é a região em que o MOSFET conduz, atuando como um interruptor estático, podendo operar no modo de comutação. A região ativa possui aplicações em que o MOSFET atua como um amplificador de tensão.

Os MOSFETs contêm um diodo de corpo, inerente à construção do dispositivo, conectado entre o *drain* e o *source*, como pode ser visto na Figura 2.14. Esse diodo permite o fluxo de corrente inverso no semicondutor, do *source* para o *drain*, permitindo a bidirecionalidade do dispositivo, o que pode ser um efeito colateral indesejado para algumas aplicações.

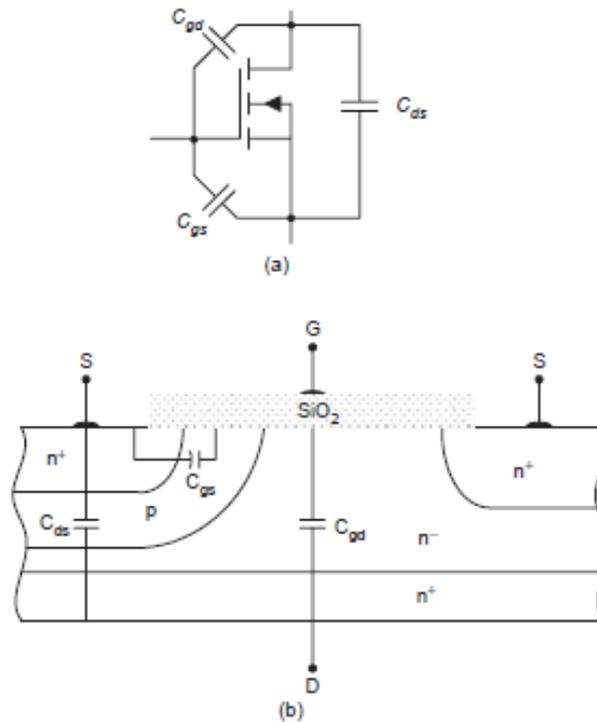
Figura 2-14 MOSFET com Diodo de Corpo



Fonte: (RASHID, 2006).

Vale mencionar que na fabricação do MOSFET surgem capacitâncias internas, um modelo simplificado pode ser visto na figura 2.15.

Figura 2-15 (a) Modelo equivalente do MOSFET com as capacitâncias (b) Representação física das capacitâncias.



Fonte: (RASHID, 2006).

Onde:

- C_{gd} – Capacitância de gate-dreno
- C_{gs} – Capacitância de gate-source
- C_{ds} – Capacitância de dreno-source

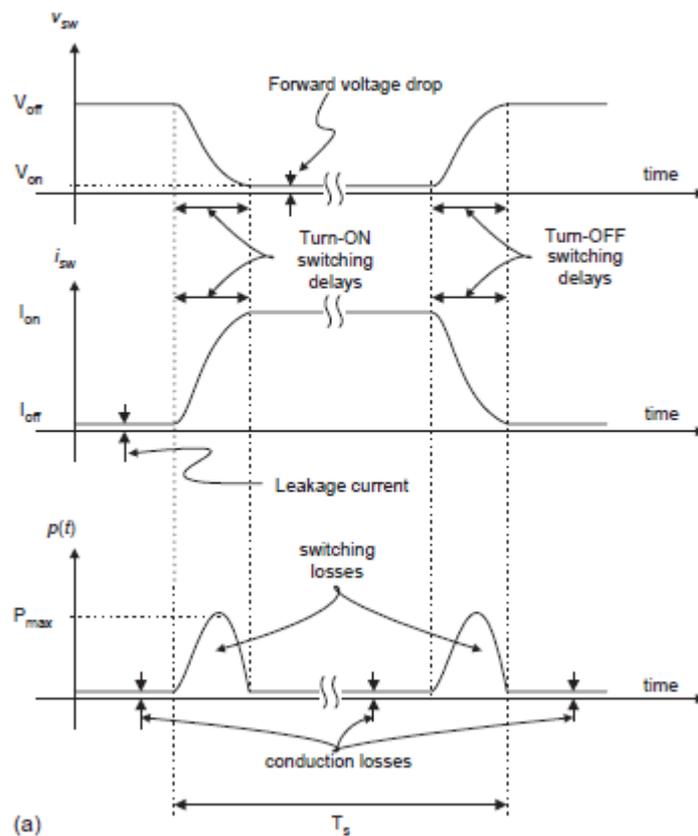
Em que:

- $C_{i\ s} = C_{gd} + C_{gs}$ (Capacitância de entrada)
- $C_{o\ s} = C_{gd} + C_{ds}$ (Capacitância de saída)

A capacitância de entrada é um parâmetro que pode causar problemas nos tempos de comutação do MOSFET, pois ao comutar, o capacitor é carregado e descarregado pelo circuito de comando do *Gate*, assim o tempo de entrada e saída em condução do MOSFET dependerá do tempo de carga e descarga de C_{iss} (BARBI, 2015).

Com foco deste trabalho em aplicação prática, é essencial considerar o MOSFET real e compreender suas perdas por comutação e condução. O mesmo tem limitada capacidade de condução de corrente quando está conduzindo ou *on-state* e tensão reversa de bloqueio também limitada quando bloqueado ou *off-state*. Por conta de sua resistência finita, além de possuir limitada taxa de comutação, também apresenta uma polarização direta quando *on-state* e uma fuga de corrente, que é um fluxo de corrente reversa pelo dispositivo quando *off-state*, em vistas dessas características, o MOSFET real apresenta perdas em seus ambos estados. Conhecidas como Perdas por Condução quando o semicondutor está conduzindo, Perdas por Comutação quando o dispositivo está em período de chaveamento e Perdas por Bloqueio, que nada mais é que a fuga de corrente (*Leakage*), quando *off-state* (RASHID, 2006).

Figura 2-16 Gráfico das Perdas do MOSFET Real

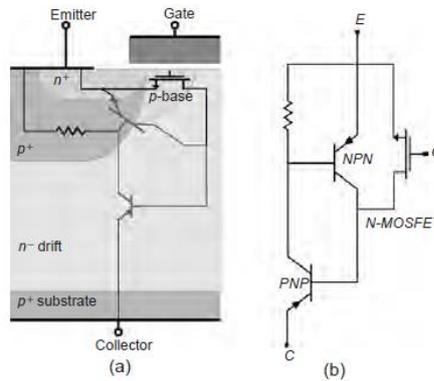


Fonte: (RASHID, 2006).

2.4.4 Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)

O IGBT se tornou muito popular no final da década passada por ser um semicondutor interruptor, em aplicações que os TBJs e MOSFETs não são aplicáveis. Assim como o MOSFET, o IGBT também é controlado por tensão, o que é uma vantagem para aplicações de elevada potência (RASHID, 2006).

Figura 2-17 (a) Estrutura do IGBT, (b) Modelo de Circuito Equivalente



Fonte: (RASHID, 2006).

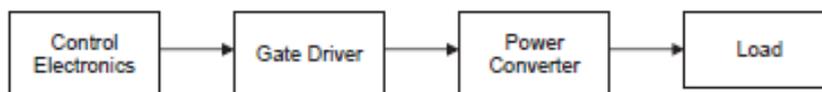
Mesmo que esses transistores tenham estrutura e funcionamento semelhantes, possuem aplicações diferentes. O IGBT consegue atuar em circuitos com elevada tensão melhor do que os MOSFETs, porém comutam com frequências de chaveamento menores do que os mesmos. Para aplicações acima de 50kHz devem ser utilizados MOSFETs, portanto em aplicações de média tensão e altas frequências, recomenda-se uso. Porém para aplicações de alta tensão e baixa frequência, o IGBT é a melhor opção (POMILIO, 2014).

2.5 Gate Drivers

Como foi visto nos tópicos a cima, existem diversas topologias e dispositivos que permitem o fluxo de potência entre entrada e saída de um conversor, porém sem um controle adequado o circuito não funcionará corretamente. Para fazer o acionamento desses semicondutores de potência é necessária a implementação de *gate drivers*, que liga o controle com a potência como visto na Figura 2.18.

Os *gate drivers* são circuitos eletrônicos responsáveis por permitir que os transistores de potência atuem na região de corte, ativa ou de saturação. Os mesmos são de suma importância para que esses dispositivos possam atuar como interruptores em altas frequências.

Figura 2-18 Gate Drive aplicado em um sistema



Fonte: (RASHID, 2006).

2.6 Veículos Elétricos

A preocupação com o aquecimento global, e por consequência as mudanças climáticas, resultaram em vários acordos entre os países emissores de gases de efeito estufa (GEE). O mais recente deles, o “*Fit for 55*” que propõe a redução drástica na utilização de combustíveis fósseis e outros que também geram o GEE, assim propondo o desenvolvimento de veículos elétricos (THE..., 2022).

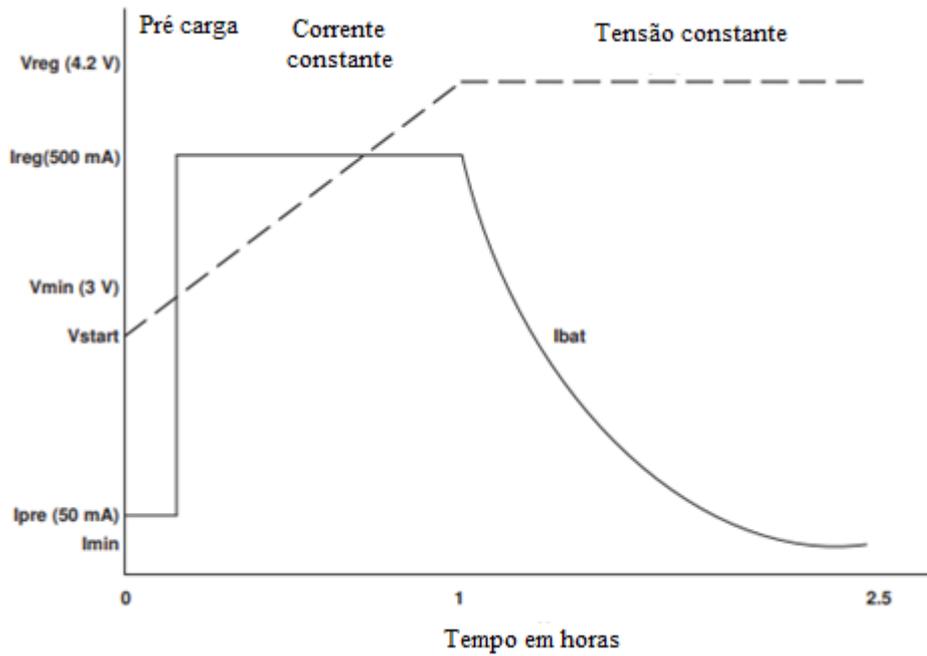
Veículos elétricos, do inglês *electric vehicle (EV)*, são meios de transporte que através da energia química armazenada em sua bateria recarregável, produz energia elétrica que gera energia cinética, assim dando movimento ao veículo. Existem diversos tipos de veículos elétricos, dentre eles: *Plug in Electric Vehicle (PEV)*, em que sua eletricidade para recarregar as células da bateria vem da rede elétrica convencional; *Hybrid Electric Vehicle (HEV)*, onde existem tanto um motor a combustão interna quanto um motor elétrico para impulsionar o veículo; *Plug in Hybrid Electric Vehicle (PHEV)*, semelhante ao HEV, também consta com alimentação da rede para alimentar seu banco de baterias; *Fuel Cell Vehicle (FCV)*, um veículo elétrico que utiliza fontes de energia química, como o hidrogênio, em energia elétrica para alimentar um motor elétrico. Existem outras topologias desses veículos, porém são baseados nos mesmos conceitos que os citados acima (THEOTONIO, 2018).

2.7 Carga de Bancos de Baterias

Como a moto do LAMAU e a grande maioria de veículos elétricos comerciais utilizam as células de íons de Lítio (Li-ion) como bateria e este trabalho dará ênfase ao método de carregamento dessas células e não entrará no mérito de propriedades físico-químicas das mesmas.

A principal função de um método de carregamento é recarregar um banco de baterias eficientemente, afim de evitar efeitos prejudiciais do carregamento excessivo ou reduzido, prolongando assim a vida útil das células de bateria (PINHO, GALDINO, 2014). Uma forma de se fazer o carregamento eficientemente é o dividindo em etapas, a etapa de pré-carga, corrente constante e tensão constante, como pode ser visto na Figura 2.19. Vale lembrar que essa curva é um exemplo e depende das características construtivas das células.

Figura 2-19 Curva de Corrente (linha contínua) e Tensão (linha tracejada) pelo tempo



Fonte: Adaptado de (TEXAS INSTRUMENTS, 2022).

Ao se carregar um banco de baterias descarregado, recomenda-se utilizar o método de pré-carga, que consiste em aplicar uma corrente mínima para preparar a bateria a ser carregada. Logo após esse estágio, inicia-se a etapa de corrente constante, que corresponde em aplicar uma corrente de valor fixo no *pack* até que o mesmo atinja o valor de tensão final. Posteriormente se tem o método de tensão constante, que como o próprio nome já diz, utiliza uma tensão de valor constante igual a tensão máxima por célula de bateria. Existe ainda mais um estágio de carregamento chamado de tensão flutuante, que envolve uma tensão constante mínima, assim como a corrente, afim de se manter a bateria sempre carregada (LINDEN, REDDY, 2001).

3 METODOLOGIA

3.1 Considerações iniciais

O protótipo do conversor foi desenvolvido pelo Laboratório de Máquinas Elétricas Especiais da Faculdade de Engenharia Elétrica (FEELT) da Universidade Federal de Uberlândia e foi baseado na tese de mestrado do CÔRTEES 2021. Neste tópico serão abordados aspectos construtivos e seleção dos principais componentes desse protótipo FSBB, que servem de base para a proposta do conversor embarcado em veículos elétricos.

3.2 Protótipo Four Switch Buck-Boost

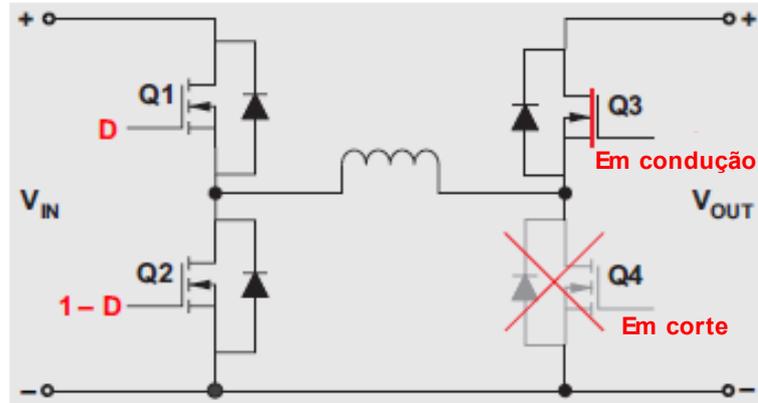
A maioria dos conversores CC-CC são usados em aplicações em que tanto a tensão de entrada, quanto a de saída possuem um valor fixo, ou possuem uma pequena variação. Entretanto, em aplicações como um banco de baterias de um veículo elétrico por exemplo, exigem uma ampla faixa de operação em decorrência da carga mínima e total do *pack*. Quando comparado com as outras topologias, o conversor *Four Switch Buck-Boost* encaixa-se muito bem nessas aplicações (SUN, 2019).

Essa comparação com outros conversores CC-CC se dá pelo fato de o FSBB não apresentar polaridade invertida, assim como o *Cúk* e o *Buck-Boost* convencional, eliminando a necessidade de circuitos auxiliares. Também apresenta menos elementos que os conversores Zeta e Sepic, reduzindo assim a complexidade tanto para a modelagem matemática, quanto para o controle (CÔRTEES, 2021).

3.2.1 Princípio de operação do Conversor

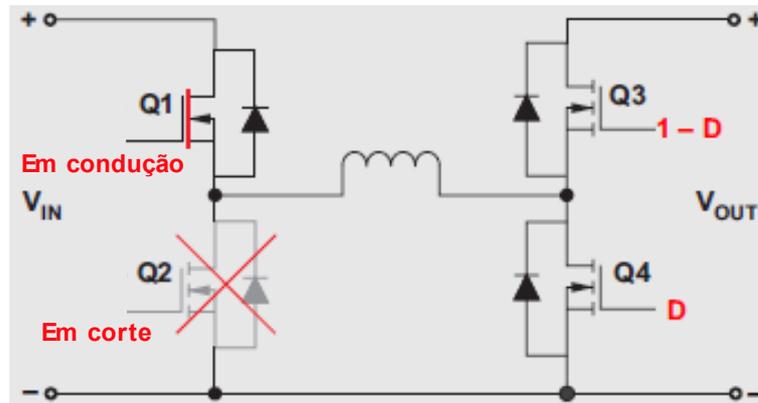
O FSBB, tanto para manter a tensão constante na entrada do inversor, quanto para controlar a tensão de entrada na bateria para seu carregamento, deve operar ora como abaixador, ora como elevador de tensão. Logo, funciona como um conversor *Buck-Boost* através do controle dos quatro *MOSFETs* nele presente. As figuras abaixo ilustram o funcionamento do FSBB através do *duty cycle (D)* dos interruptores.

Figura 3-1 FSBB, modo Buck



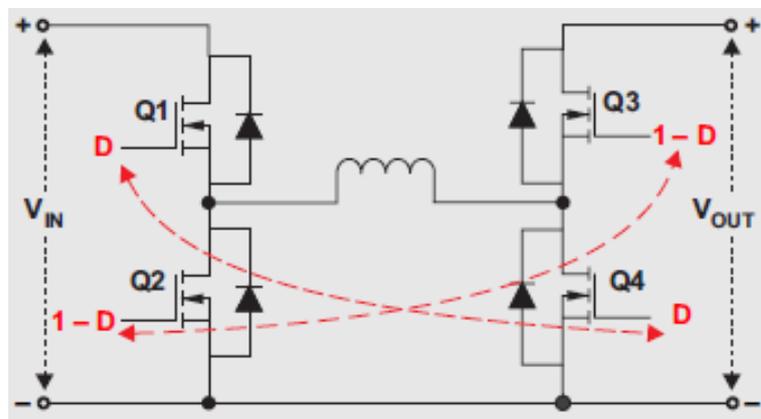
Fonte: Adaptado de (SUN, 2019).

Figura 3-2 FSBB, modo Boost



Fonte: Adaptado de (SUN, 2019).

Figura 3-3 FSBB, modo Buck-Boost



Fonte: (SUN, 2019).

O modo *Buck* atua quando V_{IN} for maior que V_{OUT} , Q3 opera como um curto-circuito, sempre fechado, Q4 funcionará como um circuito aberto, ou seja, não haverá corrente passando por ele, enquanto Q1 e Q2 são controlados pelo *duty cycle* calculado. Já quando V_{IN} for menor que V_{OUT} , o conversor entra em modo *Boost*, em que Q1 atuará como um curto circuito enquanto Q2 será um circuito aberto, Q3 e Q4 são controlados pelo ciclo de trabalho estipulado. Diferente dos outros modos, na topologia *Buck-Boost*, nenhum interruptor ficará sempre aberto ou sempre fechado, quando houver uma pequena variação entre V_{IN} e V_{OUT} , todos interruptores atuarão em função do *duty cycle* definido para o modo.

3.2.2 Cálculo dos componentes

A Figura 2.5 mostra a configuração esquemática básica do FSBB, através dela, é possível observar os diversos componentes e parâmetros presentes no conversor. As seguintes equações para os cálculos das características citadas foram retiradas de um *application notes* da *Texas Instruments* (HAGEDORN, 2018). Os parâmetros de projetos necessários para essas operações são:

- $V_{IN\ max}$ – Tensão de entrada máxima
- $V_{IN\ min}$ – Tensão de entrada mínima
- V_{OUT} - Tensão de saída
- D_{Buck} – *Duty cycle* mínimo para o modo *Buck*
- D_{Boost} – *Duty cycle* mínimo para o modo *Boost*
- η - Rendimento estimado do conversor
- F_{SW} - Frequência de chaveamento do conversor
- K_{ind} – Coeficiente que representa a o *ripple* da corrente do indutor com relação à corrente máxima de saída, uma boa estimativa de valor é entre 20-40% da corrente de saída
- I_{LIM} – Corrente limite do interruptor, identificado no datasheet do dispositivo escolhido
- $V_{OUT\ ripple}$ – Desejável *ripple* de tensão de saída

A seguir, na Figura 3.4 é possível observar uma tabela com as diversas equações para obtenção dos parâmetros de projetos (HAGEDORN, 2018). Os valores devem ficar entre os

obtidos para a operação *Buck* e *Boost*, para que o conversor possa operar em ambas regiões sem perdas ou estresses desnecessários. Vale lembrar que mesmo após o uso destas equações, ajustes de valores podem ser necessários, visto que essa tabela serve apenas como base para os cálculos.

Figura 3-4 Tabela com equações para obtenção dos parâmetros do FSBB

| Buck | Boost | Parameter |
|--|--|---|
| Duty Cycle Calculation | | |
| $D_{\text{Buck}} = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{INmax}} \times \eta} \quad (19)$ | $D_{\text{Boost}} = 1 - \frac{V_{\text{INmax}} \times \eta}{V_{\text{OUT}}} \quad (20)$ | where <ul style="list-style-type: none"> • V_{INmax} = maximum input voltage • V_{INmin} = minimum input voltage • V_{OUT} = desired output voltage • D_{Buck} = minimum duty cycle for buck mode • D_{Boost} = maximum duty cycle for boost mode • η = estimated efficiency at calculated V_{IN}, V_{OUT}, and I_{OUT} |
| Inductor Selection | | |
| $L > \frac{V_{\text{OUT}} \times (V_{\text{INmax}} - V_{\text{OUT}})}{K_{\text{ind}} \times F_{\text{SW}} \times V_{\text{INmax}} \times I_{\text{OUT}}} \quad (21)$ | $L > \frac{V_{\text{INmin}}^2 \times (V_{\text{OUT}} - V_{\text{INmin}})}{F_{\text{SW}} \times K_{\text{ind}} \times I_{\text{OUT}} \times V_{\text{OUT}}^2} \quad (22)$ | where <ul style="list-style-type: none"> • V_{INmax} = maximum input voltage • V_{INmin} = minimum input voltage • V_{OUT} = desired output voltage • I_{OUT} = desired maximum output current • F_{SW} = switching frequency of the converter • K_{ind} = estimated coefficient that represents the amount of inductor ripple current relative to the maximum output current. |
| Calculating Maximum Switch Current | | |
| $I_{\text{SWmax}} = \frac{\Delta I_{\text{max}}}{2} + I_{\text{OUT}} \quad (23)$ | $I_{\text{SWmax}} = \frac{\Delta I_{\text{max}}}{2} + \frac{I_{\text{OUT}}}{1 - D_{\text{Boost}}} \quad (24)$ | where <ul style="list-style-type: none"> • V_{INmax} = maximum input voltage • V_{INmin} = minimum input voltage • V_{OUT} = desired output voltage • I_{OUT} = desired output current • ΔI_{max} = maximum ripple current through the inductor • I_{SWmax} = maximum switch current • D_{Buck} = minimum duty cycle for buck mode • D_{Boost} = maximum duty cycle for boost mode • F_{SW} = switching frequency of the converter • L = selected inductor value • I_{maxout} = maximum deliverable current through inductor by the converter • I_{LIM} = switch current limit, specified in converter datasheet |
| $\Delta I_{\text{max}} = \frac{(V_{\text{INmax}} - V_{\text{OUT}}) \times D_{\text{Buck}}}{F_{\text{SW}} \times L} \quad (25)$ | $\Delta I_{\text{max}} = \frac{V_{\text{INmin}} \times D_{\text{Boost}}}{F_{\text{SW}} \times L} \quad (26)$ | |
| $I_{\text{maxout}} = I_{\text{LIM}} - \frac{\Delta I_{\text{max}}}{2} \quad (27)$ | $I_{\text{maxout}} = \left(I_{\text{LIM}} - \frac{\Delta I_{\text{max}}}{2} \right) \times (1 - D_{\text{Boost}}) \quad (28)$ | |
| Output Voltage Setting | | |
| $I_{\text{R1/2}} \geq 100 \times I_{\text{FB}} \quad (29)$ | | where <ul style="list-style-type: none"> • $I_{\text{R1/2}}$ = current through the resistive divider to GND • I_{FB} = feedback bias current from data sheet • $R1, R2$ = resistive divider values, see Figure 2. • V_{FB} = feedback voltage from the datasheet • $I_{\text{R1/2}}$ = current through the resistive divider to GND, calculated in Equation 11 • V_{OUT} = desired output voltage |
| $R2 = \frac{V_{\text{FB}}}{I_{\text{R1/2}}} \quad (30)$ | | |
| $R1 = R2 \times \left(\frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{FB}}} - 1 \right) \quad (31)$ | | |
| Output Capacitor Selection | | |
| $C_{\text{OUTmin1}} = \frac{K_{\text{ind}} \times I_{\text{OUT}}}{8 \times F_{\text{SW}} \times V_{\text{OUTripple}}} \quad (32)$ | $C_{\text{OUTmin}} = \frac{I_{\text{OUT}} \times D_{\text{Boost}}}{F_{\text{SW}} \times \Delta V_{\text{OUT}}} \quad (33)$ | where <ul style="list-style-type: none"> • C_{OUTmin} = minimum output capacitance • C_{OUTmin1} = minimum output capacitance required • C_{OUTmin2} = minimum output capacitance required for a desired overshoot • I_{OUT} = maximum output current of the application • D_{Boost} = duty cycle calculated with Equation 7 • F_{SW} = switching frequency of the converter • V_{OUT} = desired output voltage • ΔV_{OUT} = desired output voltage ripple • $V_{\text{OUTripple}}$ = desired output voltage ripple • K_{ind} = estimated coefficient that represents the amount of inductor ripple current relative to the maximum output current. • ΔV_{OUTesr} = additional output voltage ripple due to capacitors ESR • ESR = equivalent series resistance of the used output capacitor |
| $\Delta V_{\text{OUTesr}} = \text{ESR} \times K_{\text{ind}} \times I_{\text{OUT}} \quad (34)$ | $\Delta V_{\text{OUTesr}} = \text{ESR} \times \left(\frac{I_{\text{OUT}}}{1 - D_{\text{Boost}}} + \frac{K_{\text{ind}} \times I_{\text{OUT}} \times V_{\text{OUT}}}{2 \times V_{\text{IN}}} \right) \quad (35)$ | |
| $C_{\text{OUTmin2}} = \frac{(K_{\text{ind}} \times I_{\text{OUT}})^2 \times L}{2 \times V_{\text{OUT}} \times \Delta V_{\text{OUT}}} \quad (36)$ | | |

Fonte: (HAGEDORN, 2018).

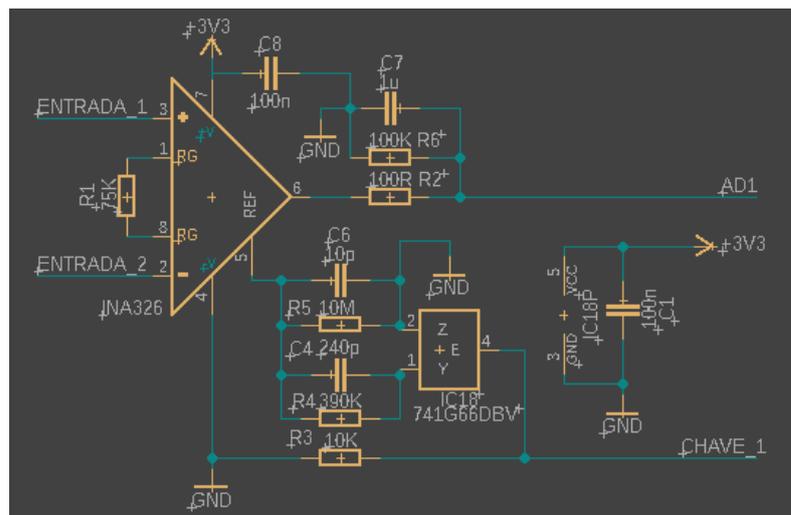
3.2.3 Sensor

Determinar o valor de fluxo de corrente é de extrema importância atualmente para aplicações de controle em eletrônica. Cada uma delas tem requisitos diferentes quanto ao desempenho, isolamento, precisão, robustez, *range*, dentre outros. Existem diversos métodos de medição que seguem princípios físicos diferentes, dentre eles: a primeira Lei de Ohm, Lei de Faraday, sensores de efeito de campo magnético (efeito hall) e de efeito Faraday (ZIEGLER, et al., 2009).

Como a aplicação não necessita de isolamento galvânica e possui uma abordagem simples, foi utilizado o resistor *shunt*, que é baseado na primeira Lei de Ohm. A queda de tensão através desse resistor é usada como uma medida proporcional do fluxo de corrente. O mesmo é introduzido na trilha em que se deseja mensurar a corrente, portanto apresenta uma potência dissipada no mesmo, que pode ser calculada através da Lei de Ohm, em que essa potência é igual ao produto da resistência pela corrente ao quadrado (ZIEGLER, et. al., 2009).

Esse valor pode ser extremamente baixo, por isso foi escolhido o amplificador instrumental INA326 da *Texas Instrumentes*®, que além de atender as necessidades do projeto também possui um *datasheet* com todas as informações necessárias para se projetar o circuito ideal para a aplicação. A figura 3.5 ilustra o esquemático do circuito, o qual foi baseado segundo o *datasheet* fornecido pelo próprio fabricante.

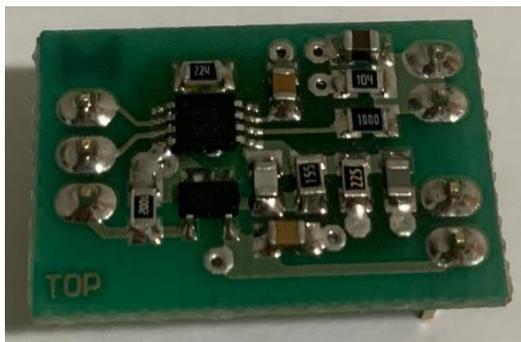
Figura 3-5 Esquemático do circuito amplificador com o sensor INA26



Fonte: o próprio autor.

O protótipo deste sensor também foi projetado e construído pelo Laboratório de Máquinas Elétricas Especiais da UFU. A figura 3.6 mostra uma foto da vista superior desse componente.

Figura 3-6 Vista superior do sensor INA326



Fonte: o próprio autor.

3.2.4 Gate Driver

O *MOSFET* escolhido para o protótipo foi o IRFP460 que possui uma tensão *Drain-source* de até 500V e uma corrente de dreno constante de 20A. Como foi visto no capítulo 2.5, é necessário um dispositivo eletrônico para fazer o acionamento desses semicondutores de potência. Por esse motivo, foram escolhidos os *gate drivers* da CREE®, o *SiC MOSFET Isolated Gate Driver CRD-001*. Essa placa vista na figura 3.7, além de atender as demandas do projeto para acionamento dos *MOSFETs*, oferece isolamento galvânica.

Figura 3-7 Gate Driver CDR-001, vista superior e vista inferior, repectivamente



Fonte: o próprio autor.

3.2.5 Controlador

A escolha do controlador é de suma importância, pois o mesmo além de receber os valores dos sensores para realizar o controle, também deverá atender a frequência de chaveamento da aplicação. Para realizar o controle desse conversor foi utilizado o microcontrolador STM32G431 visto na Figura 3.8, além de realizar a frequência de chaveamento de 250kHz que foi projetado, o mesmo será responsável por receber os sinais de correntes e tensões dos sensores e mandar um pulso PWM para que o *gate driver* possa acionar os *MOSFETs* no *duty cycle* desejado.

Figura 3-8 STM32G431 Núcleo

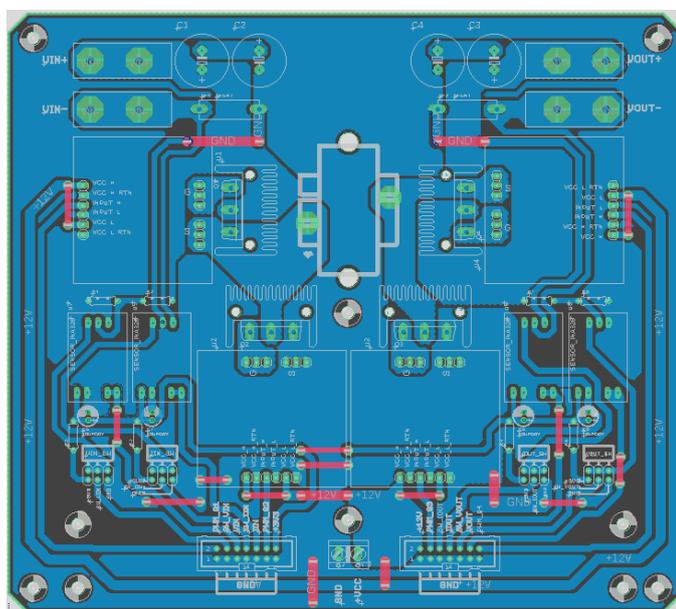


Fonte: (STM32G4..., 2019).

3.2.6 Placa de Circuito Impresso

O projeto da placa de circuito impresso, como são mais conhecidos *Printed Circuit Board (PCB)*, desenvolvido pelo Laboratório de Máquinas Elétricas Especiais pode ser visto na Figura 3.9 e seu projeto encontra-se no Anexo B. Foi projetado para que fosse um protótipo flexível, pois como o controlador não é fixado na placa, permite que seja substituído por outro que seja superior para a aplicação. O mesmo serve para os sensores INA326, pois como a placa já foi antes projetada, permite que outra seja fabricada com o mesmo dimensionamento de pinagem. O indutor possui espaço para que seja substituído por um de maior enrolamento.

Figura 3-9 Projeto da PCB



Fonte: o próprio autor

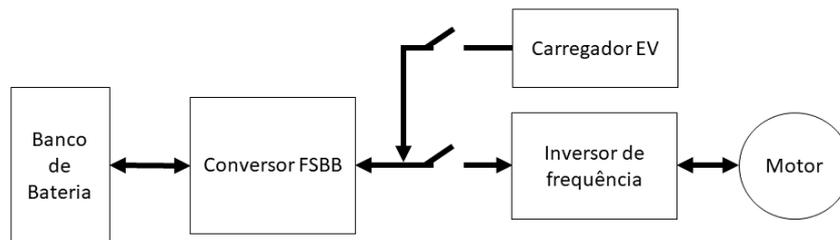
3.3 Proposta do FSBB embarcado

A proposta de um conversor CC-CC foi baseada na topologia do *Four Switch Buck Boost*, além de não haver necessidade de isolamento galvânica, o FSBB por ser união do conversor

Buck-Boost, atua como abaixador ou elevador de tensão e não tem saída invertida igual ao convencional, apresentando um menor número de elementos passivos que os demais conversores e facilitando o controle do mesmo.

Essa topologia se mostrou ideal para a aplicação de controle de carga e descarga de bancos de baterias em veículos elétricos. Esse conversor ficará localizado na entrada no do banco de baterias, alimentando o inversor como mostra a Figura 3.10. O conversor nessa aplicação tem função de fonte de potência para o inversor.

Figura 3-10 FSBB embarcado em um veículo elétrico

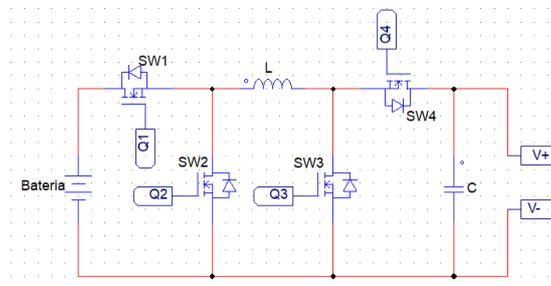


Fonte: o próprio autor

Foi utilizada a moto do LAMAU como base para os cálculos e simulação dessa proposta. Considerando uma tensão contínua fornecida pela bateria variando de 67,5V a 113,4V, o conversor FSBB fornecerá uma tensão constante de 96V para o inversor, valor nominal de tensão do motor. Além disso, também trabalhará em sentido oposto, fazendo o controle de carga do banco de baterias conforme visto na secção 2.7.

Como não se trata de um conversor multiportas, é importante ter um intertravamento entre as chaves que conectam o FSBB ao carregador e também ao inversor, para que uma chave esteja fechada, a outra deverá estar aberta.

Figura 3-11 Topologia do FSBB proposto



Fonte: o próprio autor

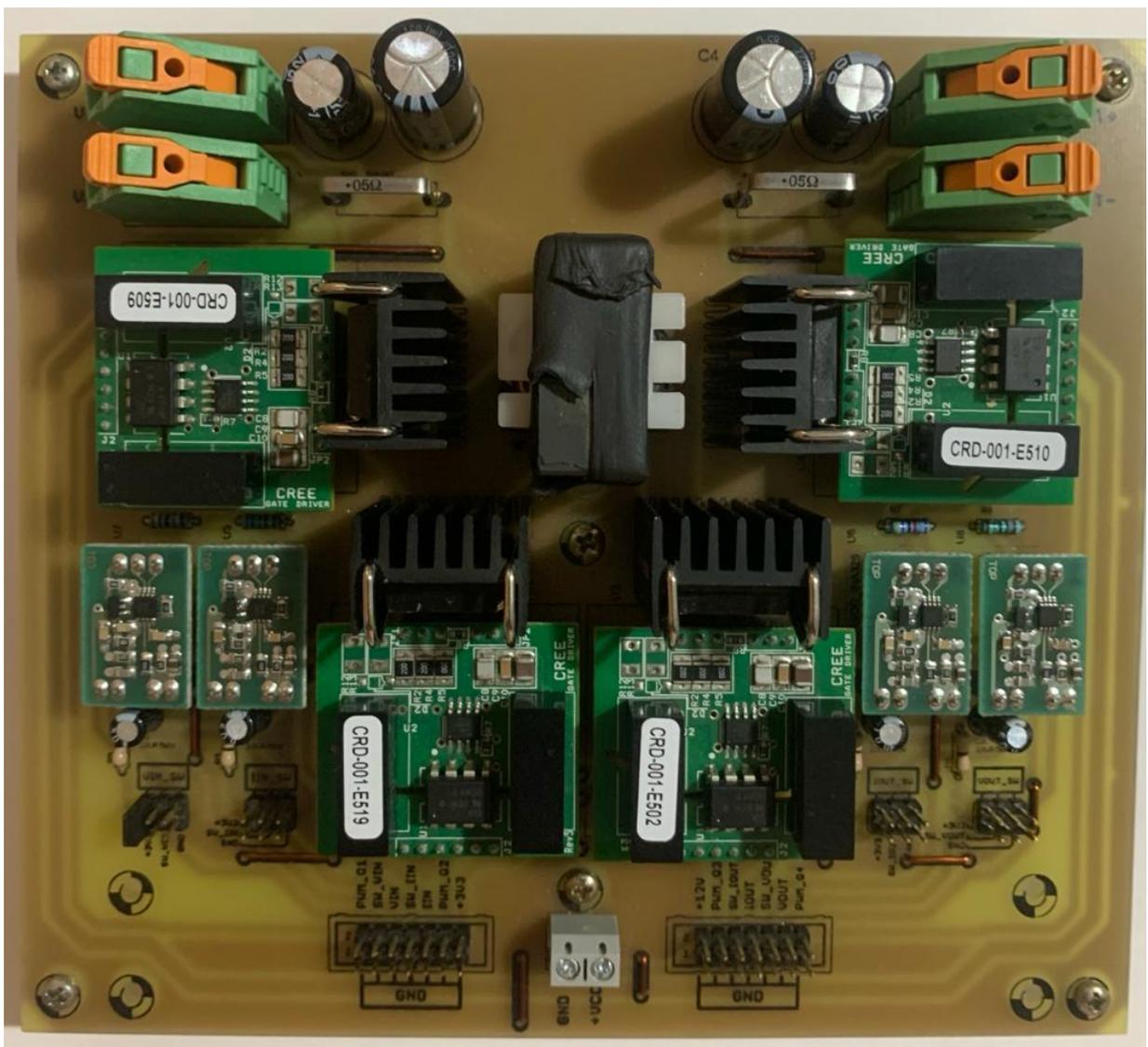
Os valores dos componentes utilizados na simulação foram feitos através das equações apresentadas na secção 3.2.2 e realizados com o auxílio do *software* Matlab. Esses, podem ser vistos no Anexo A.

4 IMPLEMENTAÇÃO

4.1 Protótipo do Conversor FSBB

O protótipo do conversor FSBB foi fabricado no Laboratório de Máquinas Elétricas Especiais da FEELT utilizando os componentes citados na secção 3.2. A Figura 4.1 mostra o protótipo já montado, Anexo B é possível observar todas as folhas e projeto da PCB como citado no tópico 3.2.6.

Figura 4-1 Protótipo Conversor Four Switch Buck-Boost



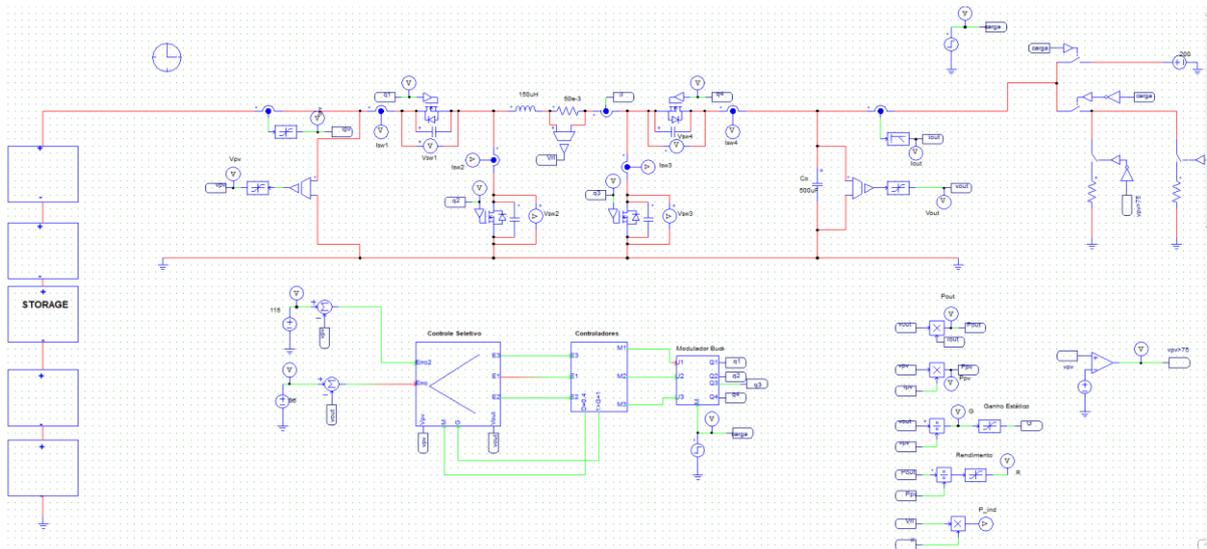
Fonte: o próprio autor

4.2 Proposta do Conversor FSBB embarcado

4.2.1 Simulação

A simulação do conversor mostrada na Figura 4.2 foi realizada através do *software* PSIM. Foi possível apenas realizar a simulação da descarga no banco de baterias, pois o modo de carga por ser mais complexo e depender de características construtivas das células de bateria, ficará para um estudo futuro. A mesma foi dividida em três etapas de operação com 3 cargas diferentes, a primeira de 0 a 1.5 segundos com a carga 1 simula o motor drenando 90A da bateria. No instante seguinte, de 1.5 até 2 segundos, foi aplicado um degrau de carga, a partir de 1.5 segundos o motor passa a drenar uma corrente de 16A do motor. Subsequentemente nenhuma carga é imposta, o motor roda a vazio. Nos instantes 0.5, 1.4, 2 e 2.15 segundos foram inseridas perturbações para simular variações de aceleração da motocicleta.

Figura 4-2 Esquemático da simulação no PSIM



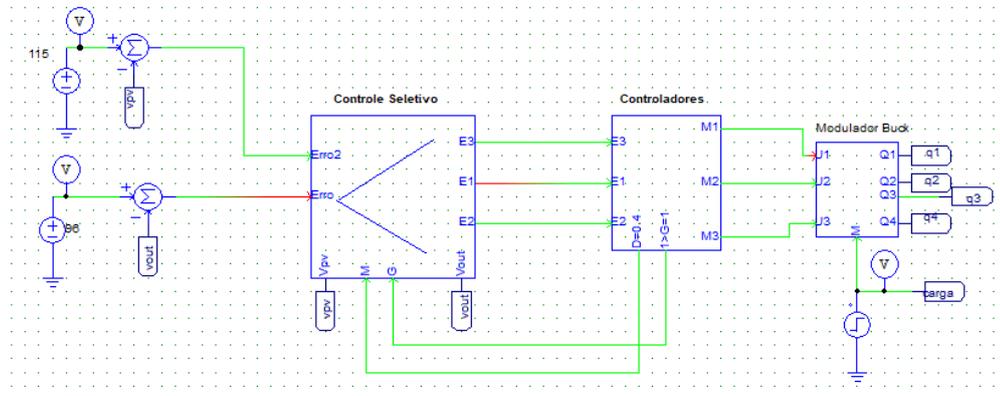
Fonte: o próprio autor

4.2.2 Controle

O controle do conversor FSBB foi realizado em malha fechada, para o modo de descarga da bateria, o conversor atua primeiro como um *buck* e posteriormente como o *boost*. Para que a tensão na carga seja constante de 96V, o FSBB deverá operar como um abaixador, visto que inicialmente a tensão de entrada é maior que a de saída e conforme o *pack* é descarregado, esses valores se invertem, necessitando de um elevador de tensão. Por esse motivo foram incluídos dois controladores na simulação, um Proporcional Integral (PI) para o modo *buck* e outro para o modo *boost*, com um controle seletivo definindo qual PI atua no sistema. A parte de controle

da simulação foi representada por caixas que possuem o controle dentro delas e podem ser vistos na Figura 4.3.

Figura 4-3 Controle no PSIM



Fonte: o próprio autor

O controle para descarga da bateria atua na tensão de saída do conversor (V_{OUT}), mantendo-a constante, pois está sempre a comparando com uma tensão de referência (V_{REF}) de 96V, a diferença entre V_{OUT} e V_{REF} gera um erro que entra nos dois controladores. Quando o *duty cycle* do modo *buck* chega a 98%, o sinal de erro é comutado para o controlador do modo *boost* e esse começa a atuar, fazendo com ambos controladores operem no modo *buck-boost*. A partir de $V_{REF} > V_{OUT}$, o modo *boost* começa a comandar o sistema até o ciclo de trabalho máximo de 47%, pois a partir disto a bateria está em seu valor mínimo de tensão.

O controle de carga do *pack* mesmo que não tenha sido realizado, será feito usando apenas o controlador do modo *buck* que transfere energia da saída para a entrada, o interruptor Q1 sempre estará fechado e Q2 sempre aberto, enquanto Q3 fica comutando e Q4 é o interruptor complementar.

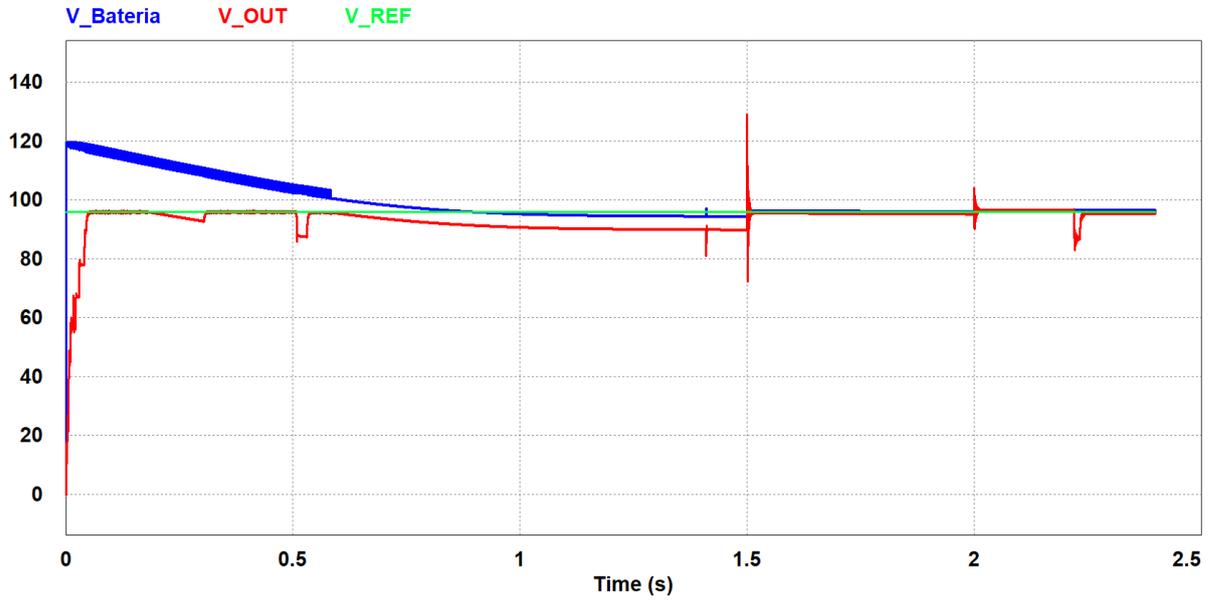
4.2.3 Resultados

As figuras a seguir são *prints screens* do *Simview* do *software* PSIM. Na Figura 4.4 é possível notar que mesmo com a tensão de entrada descendo, a tensão de saída se mantém próxima a tensão de referência. Na etapa de carregamento é observado que a tensão na bateria aumenta até seu valor máximo.

Os resultados mostram que o controle se mostrou eficiente em manter a tensão de saída próxima ao *set point* estabelecido de 96V. Apenas a partir do instante de 0.5 segundos é possível notar que o controle não conseguiu manter o valor de referência em decorrência da elevada corrente de carga. Pelas figuras 4.6 e 4.7 é possível notar que após a redução brusca de 90A

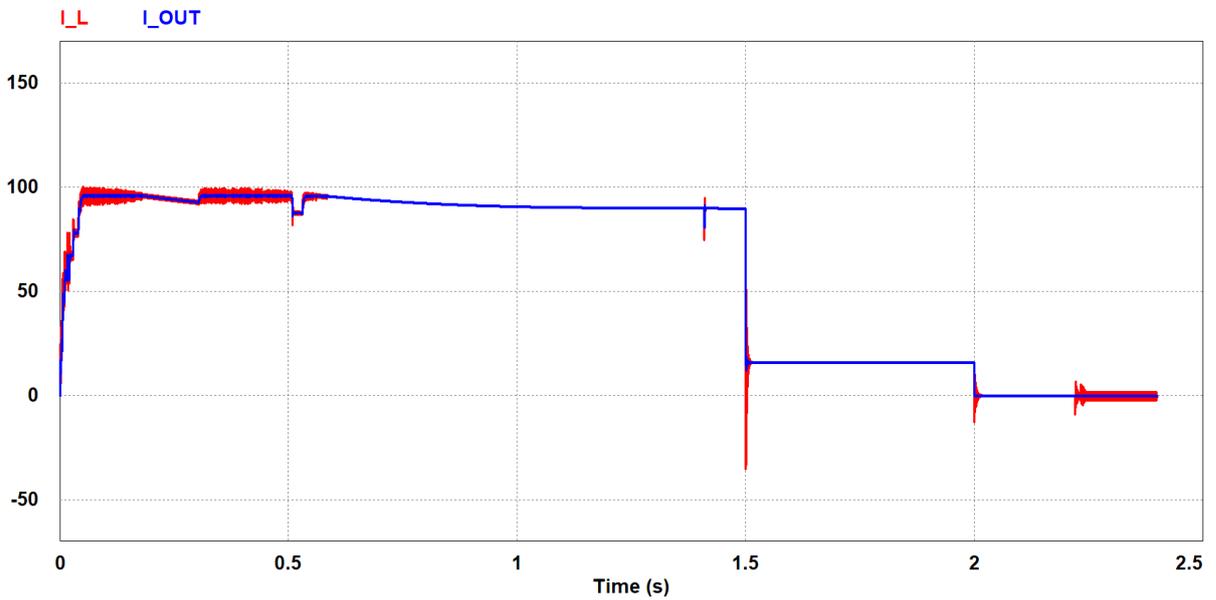
para 16A de corrente de carga drenada pelo motor, existe tanto um pico de tensão, quanto de corrente de saída, mas que foram controlados pelo controle nos instantes seguintes.

Figura 4-4 Gráfico de tensão pelo tempo de V_{out} (vermelho), V_{in} (azul) e V_{ref} (verde)



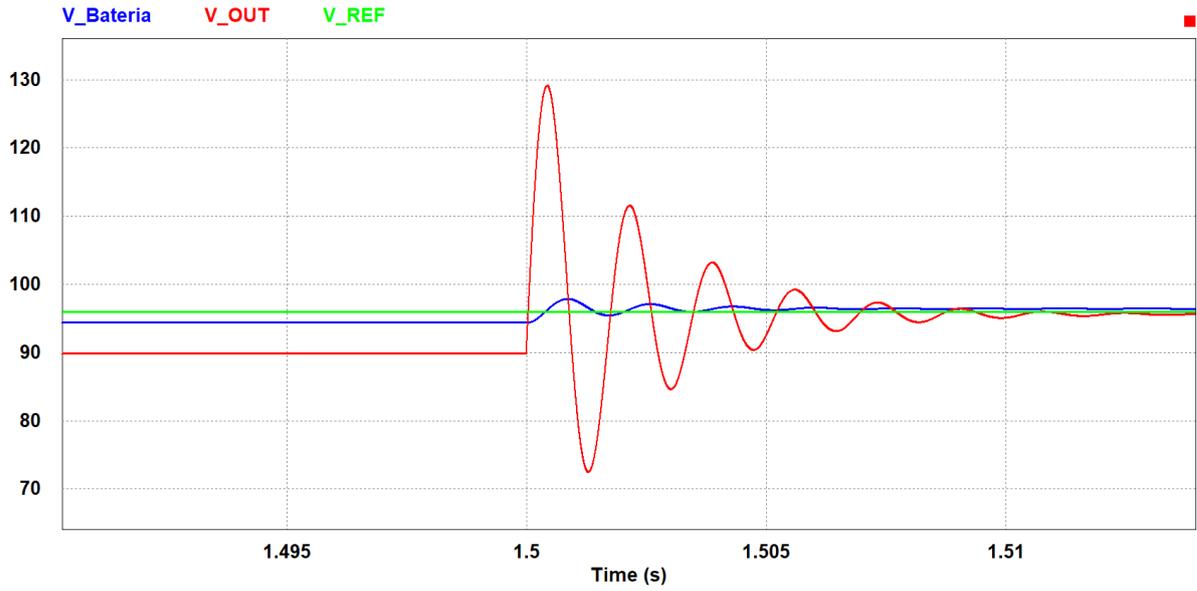
Fonte: o próprio autor

Figura 4-5 Gráfico de corrente por tempo de corrente no indutor (vermelho) e corrente na saída (azul)



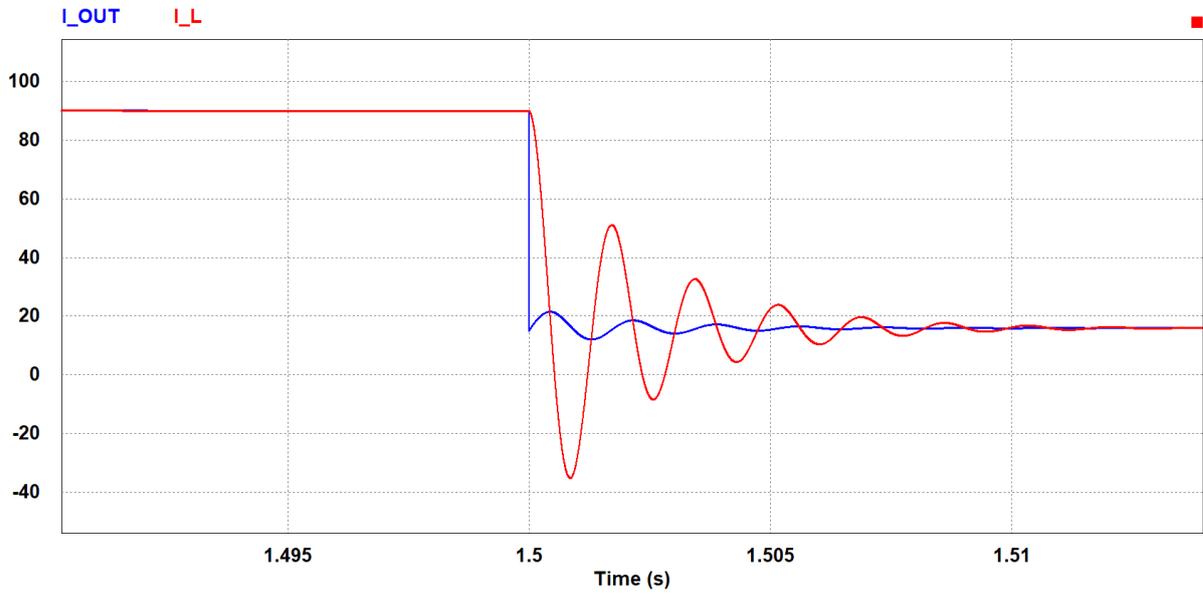
Fonte: o próprio autor

Figura 4-6 Gráfico de tensão no instante de redução da corrente de carga



Fonte: o próprio autor

Figura 4-7 Gráfico de corrente no instante de redução da corrente de carga



Fonte: o próprio autor

5 CONCLUSÃO

Este trabalho de conclusão de curso além de apresentar um estudo sobre os aspectos construtivos de um conversor CC-CC *Four Switch Buck-Boost*, trouxe também uma proposta de uma aplicação real e atual para esse tipo de conversores. O crescimento do mercado de veículos elétricos traz consigo a necessidade de mais estudos e desenvolvimento para a área, para que no futuro sejam tão viáveis quanto os veículos movidos a combustão interna hoje.

O texto foi dividido em quatro partes, em que primeiro foram apresentados o problema e uma proposta para a solução do problema. Posteriormente foi realizada uma revisão bibliográfica com os principais conceitos para que o leitor pudesse compreender melhor a proposta e sua importância. No terceiro tópico foram retratados os aspectos construtivos relacionados ao projeto e fabricação de um conversor FSBB, assim como apresentar a proposta desse para aplicações em veículos elétricos, tomando como base a moto elétrica do LAMAU. Subsequentemente, foram apresentados o resultado final do protótipo montado e os resultados da simulação, demonstrando que o FSBB atende à demanda do projeto para descarga da bateria.

Para trabalhos futuros, será proposto realizar o além do controle de descarga da bateria, mas também o controle de carga, igualmente importante para aplicações em veículos elétricos. Também assim como foi realizado para o protótipo do FSBB para otimização de painéis foto voltaicos, será proposta o desenvolvimento e fabricação desse conversor embarcado para ser aplicado em veículos elétricos, para isso, além de mais simulações e estudos sobre a topologia, será necessária a análise térmica da placa para que possa ser robusta e compacta para a aplicação.

REFERÊNCIAS

BARBI, Ivo. **Modelagem de conversores CC-CC empregando modelo médio em espaço de estados**. Edição do autor. Florianópolis-SC, 2015.

BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar Cruz. **Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. 2a Edição do autor. Florianópolis - SC, 2006.

BARBI, Ivo, **Projetos de Fontes Chaveadas**. 3ed Edição do autor, 2015.

CÔRTEZ, Luís Ricardo Cândido. **Aplicação distribuída de conversores buck-boost com quatro interruptores para minimizar efeitos de sombreamento e maximizar a extração de potência em módulos fotovoltaicos**. Orientador: Prof. Dr. Aniel Silva de Moraes. 2021. Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia - MG, 2021. Disponível em: <https://repositorio.ufu.br/handle/123456789/33842>

HAGEDORN, Julian. **Basic calculations of a 4 switch Buck-Boost power stage**. Texas Instruments, Dallas, Texas, USA, Rep. SLVA535B, 2018.

KAZIMIERCZUK, Marian K. **Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters**. 2. ed. Dayton: Wiley & Sons, 2016.

PINHO, J. T, GALDINO, M. A. **Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos**. Rio de Janeiro, 2014.

POMILIO, J. A. **Eletrônica de Potência**. Campinas, 2014. Disponível em: <https://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/elpot.html>

RASHID, Muhammad H. **Power Electronics Handbook**. 2th, 2006

REN, Xiaoyong et al. **Four switch Buck-Boost converter for telecom DC-DC power supply applications**. In: 2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics

Conference and Exposition. IEEE, 2008. p. 1527-1530.
<https://doi.org/10.1109/APEC.2008.4522927>

SEDRA, Adel S, SMITH, Kenneth C. **Microelectronic Circuits**. 7 th. Oxford University Press, 2015.

STM32G4 **Nucleo-32 board User Manual**. 2019. STMicroelectronics. Disponível em: https://www.st.com/resource/en/user_manual/um2397-stm32g4-nucleo32-board-mb1430-stmicroelectronics.pdf. Acesso em: 11 ago. 2022.

SUN, Bosheng. *Multimode control for a four-switch buck-boost converter*. Texas Instruments, Dallas, Texas, USA, 2019.

THE ‘Fit For 55’ package at a glance. 2022. Disponível em: <https://europeanclimate.org/stories/the-fit-for-55-package-at-a-glance/>. Acesso em: 05 abr. 2022.

THEOTONIO, Sergio Barcelos. **Veículos Elétricos e Híbridos**. Rio de Janeiro, 2018.

TEXAS INSTRUMENTS. **Li-Ion Battery Charger Solution Using an MSP430 MCU**. Application note, 2022. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/an/slaa287b/slaa287b.pdf?ts=1659106190121>

TOFOLI, Fernando Lessa (2018). **Conversores CC-CC Não Isolados Análise, Modelagem E Controle**. São Paulo: Artliber.

Ziegler, S. et al. **Current Sensing Techniques: A Review**, in *IEEE Sensors Journal*, vol. 9, no. 4, pp. 354-376, April 2009, doi: 10.1109/JSEN.2009.2013914.

ANEXOS

ANEXO A – EQUAÇÕES BASES PARA CÁLCULO DOS COMPONENTES DO FSBB

```
%% Equações para cálculo dos componentes do FSBB

Pomin = Vo*Iomin
Pomax = Vo*Iomax

RLmin = Vo/Iomax
RLmax = Vo/Iomin

Mvdcmin = Vo/Vimax
Mvdcmax = Vo/Vimin

% Relação de transformação
n = (N*Dmax)/((1-Dmax)*Mvdcmax)
n = 11 % adotando n = 11

Dmin = n*Mvdcmin/(n*Mvdcmin+N)
Dmax = n*Mvdcmax/(n*Mvdcmax+N)

Lm_min = n^2*RLmax*(1-Dmin^2)/(2*fs)
Lm = 2.5e-3 % Adotando Lm = 2,5 mH

D_iLmax = n*Vo*(1-Dmin)/(fs*Lm)

Iimax = Mvdcmax*Iomax

ISMmax = Iimax+(Iomax/n)+(D_iLmax/2)
IDMmax = n*Iimax+Iomax+(n*D_iLmax/2)

VSMmax = n*Vo+Vimax
VDMmax = Vo+(Vimax/n)

Vr = Vo/100
Vrcpp = 0.8*Vr % 80% de Vr

rCmax = Vrcpp/IDMmax
VCpp = Vr-Vrcpp
Cmin = Dmax*Vo/(fs*RLmin*VCpp)
C = 4e-3 % Adotando C = 4 mF/25 V/2.5 m?

% ILm_rms = Iimax+(Iomax/n)
ILm_rms = Iomax/(n*(1-Dmax))

PrL = rL*ILm_rms^2

ISrms = Iomax*sqrt(Dmax)/(n*(1-Dmax))
PrDS = rDS*ISrms^2

PrT1 = rT1*ISrms^2

Psw = fs*Co*(n*Vo/Dmin^2 % switching loss in the MOSFET
```

```

PFET = PrDS + (Psw/2)

% the diode loss due to RF
IDrms = Iomax/sqrt(1-Dmax)
PRF = RF*IDrms^2
% The diode loss due to VF
PVF = VF*Iomax
% the total diode conduction loss
PD = PVF+PRF

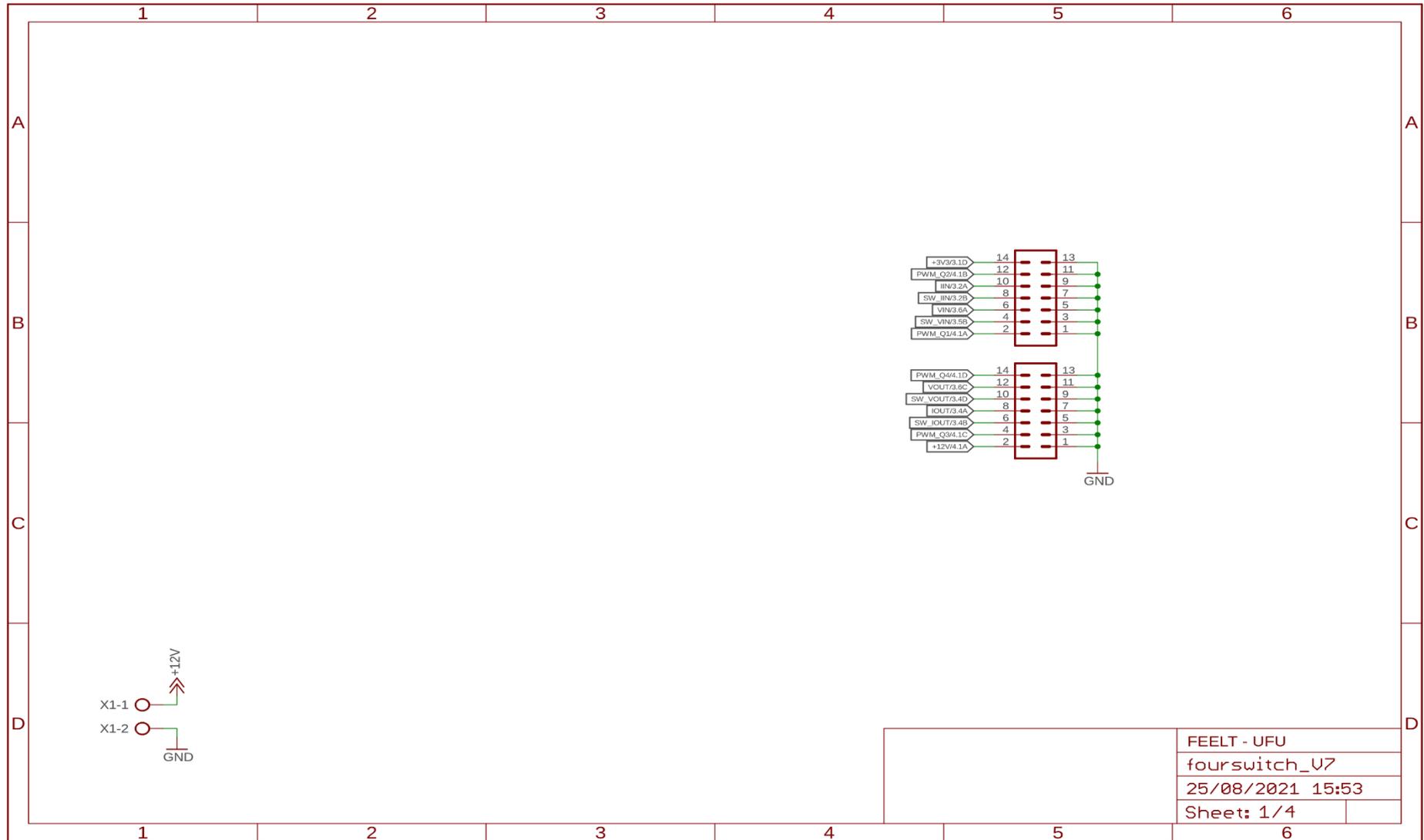
PrT2 = rT2*IDrms^2

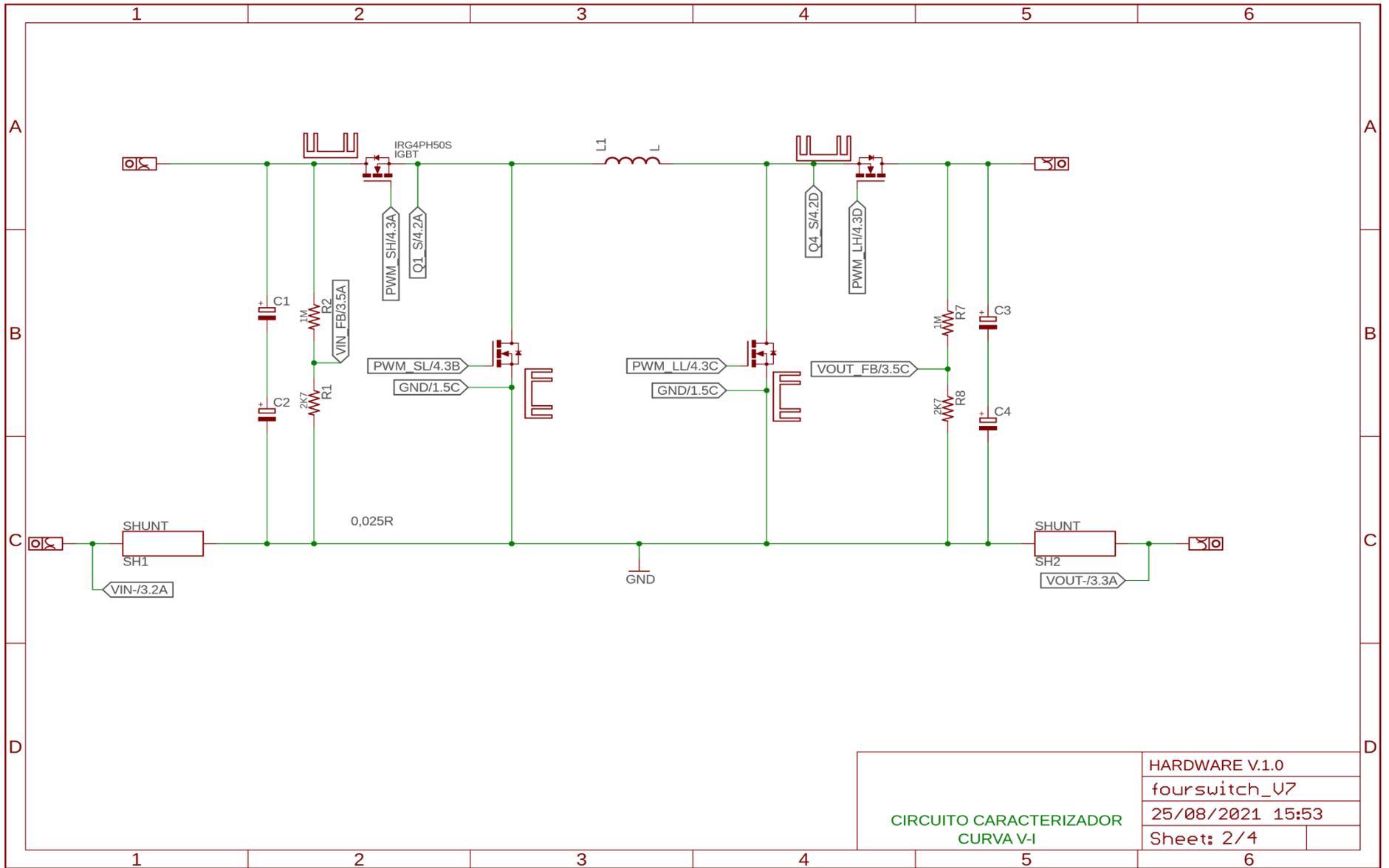
% The power loss in the capacitor ESR
ICrms = Iomax*sqrt(Dmax/(1-Dmax))
PrC = rC*ICrms^2

% The total power loss
PLS = PrDS+Psw+PD+PrL+PrT1+PrT2+PrC
Pomax = Vo*Iomax
N = Pomax/(Pomax+PLS)    % N=81,86%

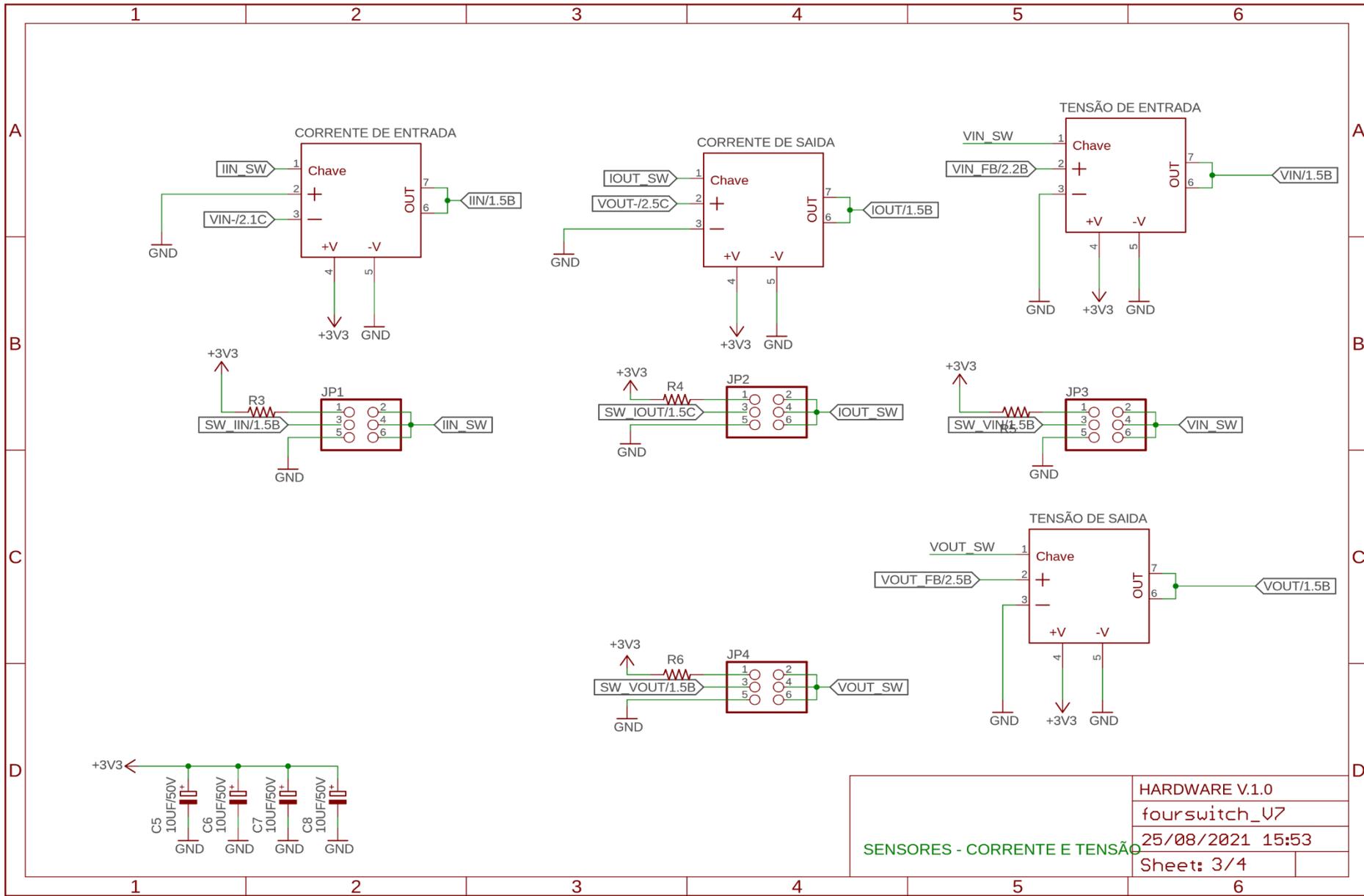
```

ANEXO B – ESQUEMÁTICO PARA PROTÓTIPO DO CONVERSOR *FSBB*



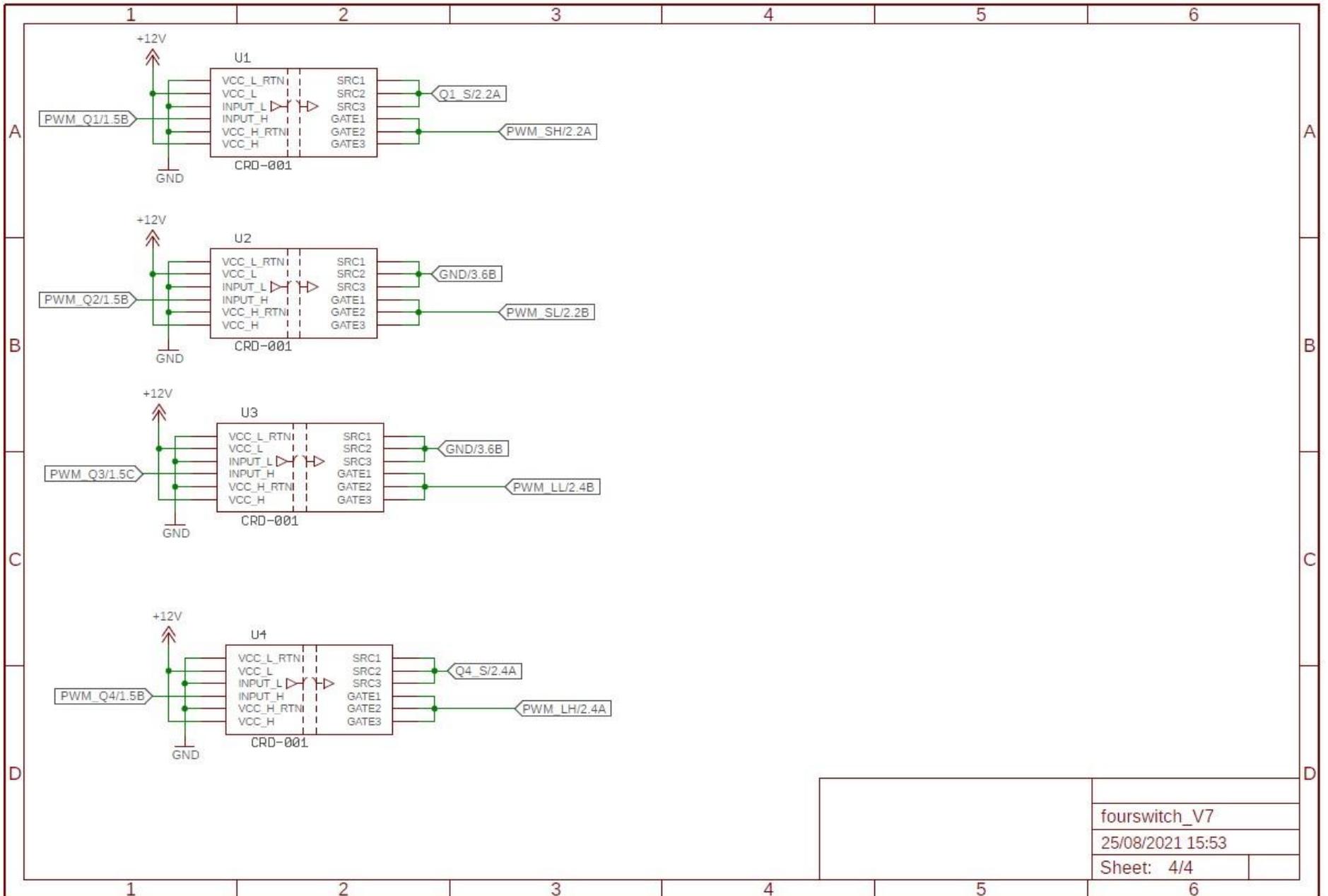


| | |
|--|------------------|
| CIRCUITO CARACTERIZADOR CURVA V-I | HARDWARE V.1.0 |
| | fourswitch_U7 |
| | 25/08/2021 15:53 |
| | Sheet: 2/4 |



HARDWARE V.1.0
 fourswitch_v7
 25/08/2021 15:53
 Sheet: 3/4

SENSORES - CORRENTE E TENSÃO



fourswitch_V7

25/08/2021 15:53

Sheet: 4/4

ANEXO C – LAYOUT PARA PROTÓTIPO DO CONVERSOR *FSBB*

