

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
CURSO DE ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

Arthur Oliveira Damasceno

**CONVERSOR SÍNCRONO CC-CC PARA ENSAIO DE CARGA E
DESCARGA DE BATERIAS DE ÍONS DE LÍTIO**

Santa Maria, RS, Brasil
2023

Arthur Oliveira Damasceno

**CONVERTOR SÍNCRONO CC-CC PARA ENSAIO DE CARGA E DESCARGA DE
BATERIAS DE ÍONS DE LÍTIO**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao do curso de Engenharia de Controle e Automação da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Engenheiro de Controle e Automação**.

Orientador: Prof. Dr. Jonas Roberto Tibola

Santa Maria, RS, Brasil
2023

Arthur Oliveira Damasceno

**CONVERSOR SÍNCRONO CC-CC PARA ENSAIO DE CARGA E DESCARGA DE
BATERIAS DE ÍONS DE LÍTIO**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao do curso de Engenharia de Controle e Automação da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Engenheiro de Controle e Automação**.

Aprovado em 15 de março de 2023.

Jonas Roberto Tibola, Dr. (UFSM)
(Presidente/Orientador)

Lucas Vizzotto Bellinaso, Dr. (UFSM)

Rafael Concatto Beltrame, Dr. (UFSM)

Santa Maria, RS, Brasil
2023

AGRADECIMENTOS

Primeiro, agradeço a minha família, pelo apoio imensurável, meu pai Joceli, minha mãe Fabiana e meu irmão Victor, sem eles não poderia nem sequer imaginar minha vida e trajetória.

Agradeço a minha namorada, Válery, pelo amor, carinho, compreensão e motivação dia após dia, eu te amo e agradeço, para sempre.

Ao professor Jonas Tibola, que desde o primeiro contato que tive, foi extremamente paciente e prestativo, apresentando cada conceito e cada aplicação como se fosse a primeira vez. Agradeço eternamente pelos recursos alocados, pelas reuniões fora de hora, e até dia de trabalho. Pela inspiração e pelo apoio ao “bajeiro” que procurava realizar a impossível tarefa de implementar um conta giros no seu carro.

Agradeço aos meus queridos amigos e companheiros do laureado time de elétrica da equipe Bombaja UFSM, Matheus Piccinin, Leonardo Meinerz e Luiz Martinelli, sem vocês, quiçá teria chego nesta etapa da minha vida.

À Universidade Federal de Santa Maria, ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC) e ao Grupo de Pesquisa e Desenvolvimento em Sistemas Elétricos e Computacionais (GESEC), por permitirem que o ensino público tenha este patamar de excelência ao qual agradeço ter gozado.

A todos os professores que fizeram parte da minha trajetória, escrevo com tranquilidade ao afirmar que todos fizeram parte deste trabalho, obrigado pelos desafios e pelo conhecimento dividido.

À equipe Bombaja UFSM, por ter me apresentado amigos para uma vida toda e ter formado o profissional que eu sou, minha eterna admiração e agradecimento, acima de tudo orgulho, me faltam palavras.

Muito obrigado!

Sê Bajeiro

*"Se ao teu projeto não cedes o teu sono
Para ti, depois, erguer o louro
Embora te domine o sofrimento
Se não te agradas, ao menos um momento;*

*Com as tradições 'bajeiras' fremir,
Dos eixos rígidos que deixaram de existir,
Se não te orgulhas de estar na liderança,
Quando te fizeram credor da esperança;*

*Pela conquista suprema das dinâmicas,
Se te negas, a sujar-te em lamas,
E, antes de todos, ir para o enduro,
Infiltrar-te isolado no percurso;*

*Reconhecer para completar, vencer;
O Slalom, o AV e o ST,
Se por estares em CVT montado,
Julgas haver-se o velho ardor quebrado;*

*Se rei não és do campo da amplidão,
Se te faltas a coragem de um campeão,
E o penetrante olhar da águia não tens,
Quando a caminho, do pódio vens;*

*Digo-te então:
Erraste a vocação!
Para trás! Chora em vão meu companheiro!
Não serás nunca! um verdadeiro BAJEIRO!"*

-Arthur Damasceno

RESUMO

CONVERSOR SÍNCRONO CC-CC PARA ENSAIO DE CARGA E DESCARGA DE BATERIAS DE ÍONS DE LÍTIO.

AUTOR: Arthur Oliveira Damasceno

ORIENTADOR: Jonas Roberto Tibola

Este trabalho tem como intuito a implementação e a validação experimental de um conversor CC-CC para ensaios de carga e descarga de pacotes de baterias de íons de lítio. Inicialmente, foi realizada uma revisão bibliográfica dos assuntos compreendidos no trabalho. Em seguida, foi definida a topologia de conversor bidirecional síncrono, escolha das chaves semicondutoras empregadas, e projeto do filtro LCL para a atenuação do *ripple* de corrente das baterias. Para o projeto das malhas de controle, primeiramente foram obtidos os modelos correspondentes às dinâmicas do sistema, propondo um modelo em espaço de estados para o filtro LCL, levantando uma função de transferência para a energia no barramento CC e uma função de transferência de primeira ordem para a dinâmica de tensão das baterias. Em seguida, foram consideradas estratégias satisfatórias para o controle de malha: retroação de estados com servo mecanismo para o controle da corrente no filtro e controladores PI para as demais malhas. Considerando a necessidade de controle em malha fechada, foram desenvolvidos instrumentos de medição para as variáveis. Estes foram condicionados para as características elétricas do sistema eletrônico e calibrados em ensaios práticos. Ainda quanto à medição das variáveis do sistema, foi implementado um observador de estados de Luenberger para estimar a tensão no capacitor do filtro LCL. Para a implementação, foi realizada a programação em linguagem C do processador de sinais digitais, unificando o processamento das variáveis medidas, o cálculo das leis de controle, algoritmos de carga e descarga de baterias e a modulação do sinal aplicado nos atuadores. Por fim, o sistema proposto foi construído e submetido a ensaios de validação, e os resultados dos experimentos foram satisfatórios quanto aos objetivos do projeto.

Palavras Chaves: Eletrônica de Potência. Controle. Instrumentação. Programação. Baterias. Lítio íon.

ABSTRACT

DC-DC SYNCHRONOUS CONVERTER FOR CHARGE AND DISCHARGE TEST OF LITHIUM ION BATTERIES.

AUTHOR: Arthur Oliveira Damasceno

ADVISOR: Jonas Roberto Tibola

The present work aims at the implementation and functional validation of a DC-DC converter for charging and discharging tests applied on lithium ion battery packs. Initially, a bibliographic review of the subjects included in the work was carried out. Next, the synchronous converter topology was defined, semiconductor switches were chosen, and then, an LCL filter was designed for current ripple attenuation on the batteries. For control loop design, first, system dynamics had to be modeled, a state-space model for the LCL filter, a first order transfer function for the energy in the DC bus and a for battery voltage dynamics. Next, satisfactory strategies for control loops were considered: full state feedback with servomechanism to current control in the filter magnets, and PI controllers for the other loops. Considering the need for closed loop control, measuring instruments were developed, these were conditioned to the electrical characteristics of the electronic system and calibrated in practical tests. Still regarding the measurement of the system variables, a Luenberger state observer was implemented to estimate the voltage on the LCL filter capacitor. For the proposed general features implementation, the digital signal processor was programmed in C language, unifying the processing of the measured variables, control laws calculation, battery charge and discharge algorithms and the signal modulation applied to the actuators. Finally, the proposed system was built and submitted to validation tests, experiment results shown satisfactory results regarding the project objectives.

Keywords: Power Electronics. Control. Instrumentation. Programming. Batteries. Lithium ion.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Preço e capacidade total de células em mercado	14
Figura 2 - Célula de íons de lítio NCR18650	17
Figura 3 - Aumento da densidade de baterias últimas décadas	18
Figura 4 - Retificadores, conversores e inversores de energia elétrica	19
Figura 5 - Conversor CC/CC	19
Figura 6 - Topologia unidirecional e bidirecional do conversor Buck.....	20
Figura 7 - Conversor de indutores intercalados.....	21
Figura 8 - Forma de onda para indutores intercalados	22
Figura 9 - Filtros LCL e L	23
Figura 10 - Diagrama de blocos definição de um instrumento.....	24
Figura 11 - Transdutor de corrente com efeito Hall	25
Figura 12 - Transdutor de corrente LA 55-P	26
Figura 13 - Circuito interno simplificado do ACPL-C87B	27
Figura 14 - Circuito interno simplificado do AMC1301	27
Figura 15 - Circuito amplificador de instrumentação.....	28
Figura 16 - esquema de pinos do AD620	28
Figura 17 - Circuito interno simplificado do AD620	28
Figura 18 - Diagrama de blocos de modelo em espaço de estados	31
Figura 19 - Diagrama de blocos de malha fechada	32
Figura 20 - Diagrama de blocos de malha aberta	32
Figura 21 - Diagrama de blocos controlador PID.....	32
Figura 22 - Diagrama de blocos controle em cascata.....	33
Figura 23 - Diagrama de blocos retroação de estados	34
Figura 24 - Diagrama de blocos com observador de estados	36
Figura 25 - Proposta de implementação do sistema	37
Figura 26 - Placa de Processamento <i>Mother board</i> V1.0.....	38
Figura 27 - DSP da <i>Texas Instruments</i> modelo TMS320F28379D.....	39
Figura 28 - Circuito de instrumentação de sinal em corrente.....	39
Figura 29 - Hardware de implementação de tempo-morto.....	41
Figura 30 - Gráfico de auxílio na seleção de resistor para tempo-morto	41
Figura 31 - Filtro LCL	43
Figura 32 - Diagrama de blocos Filtro LCL	43

Figura 33 - Diagrama de Bode função de transferência $G_{iu}(s)$	44
Figura 34 - Diagrama de Bode para função de transferência $IL2(s)IL1(s)$	45
Figura 35 - Circuito considerado no modelo.....	46
Figura 36 - Esquemático de placa do filtro LCL.....	49
Figura 37 - CAD de placa do filtro LCL.....	50
Figura 38 - Circuito simplificado do VO3120.....	51
Figura 39 - Esquemático da placa de <i>gate driver</i>	52
Figura 40 - CAD da placa do <i>gate-driver</i>	53
Figura 41 – Circuito eletrônico do conversor.....	54
Figura 42 - Vista lateral CAD conversor.....	54
Figura 43 - Esquemático da placa de sensor de tensão do barramento.....	55
Figura 44 – CAD da placa de sensor de tensão do barramento.....	55
Figura 45 - Esquemático da placa do sensor isolado de tensão das baterias.....	56
Figura 46 - CAD da placa do sensor de tensão das baterias.....	57
Figura 47 - Circuito simplificado LA 55-P.....	57
Figura 48 - Esquemático da placa sensor de corrente.....	58
Figura 49 - CAD da placa do sensor de corrente.....	58
Figura 50 - Fonte de tensão utilizada (480 W).....	59
Figura 51 - Carga resistiva de 400 W.....	60
Figura 52 - Comparação de modelos contínuo e discreto em resposta ao degrau.....	62
Figura 53 - Polos do compensador.....	64
Figura 54 - Resposta ao degrau em malha fechada.....	65
Figura 55 - Diagrama de blocos de malha de corrente.....	66
Figura 56 - Circuito simplificado para descarga.....	67
Figura 57 - Diagrama de Bode de malha aberta.....	69
Figura 58 - Resposta ao degrau unitário.....	69
Figura 59 - Circuito equivalente Thèvenin para bateria.....	70
Figura 60 - Diagrama de Bode de malha aberta.....	71
Figura 61 - Resposta ao degrau para o sistema compensado.....	71
Figura 62 - Circuito simplificado do conversor em carga.....	72
Figura 63 - Malha de controle para corrente constante.....	72
Figura 64 - Controle em cascata de corrente e tensão de carga.....	72
Figura 65 - Circuito completo do sistema.....	73
Figura 66 - Diagrama de blocos de controle de tensão do barramento CC.....	73

Figura 67 - Bancada de ensaios.	74
Figura 68 - Módulo de processamento.	75
Figura 69 - Conversor eletrônico.....	76
Figura 70 - Filtro LCL.	76
Figura 71 - Conjunto de baterias.	77
Figura 72 - Sensor de corrente em ensaio de calibração 78	78
Figura 73 - Calibração de sensores de corrente.....	78
Figura 74 - Sensores de tensão 79	79
Figura 75 - Dados de ensaio de calibração dos sensores de tensão.....	80
Figura 76 - Placa do sensor de tensão do barramento 81	81
Figura 77 - Calibração sensor de tensão do barramento.....	81
Figura 78 - Diagrama do código implementado.....	83
Figura 79 - Resposta ao degrau de corrente prático 84	84
Figura 80 - Resposta ao degrau barramento CC.....	85
Figura 81 - Ensaio parcial de carga de baterias 86	86
Figura 82 - Esquemático do módulo de sensor de temperatura.....	91
Figura 83 - Modelo CAD 3D do módulo sensor de temperatura.	91

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Componentes exemplo filtro LCL.....	23
Tabela 2 - Componentes exemplo filtro LC	24
Tabela 3 - Parâmetros físicos indutor L1.....	48
Tabela 4 - Parâmetros físicos indutor L2.....	49

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	14
1.2	OBJETIVO GERAL.....	15
1.3	OBJETIVOS ESPECÍFICOS	16
2	REVISÃO BIBLIOGRAFICA	17
2.1	BATERIAS DE ÍONS DE LÍTIO	17
2.1.1	Emprego de baterias de íons de Lítio	18
2.2	CONVERSORES ESTÁTICOS.....	18
2.2.1	Conversor bidirecional síncrono	20
2.2.2	Aplicação de conversores em carga e descarga de baterias	21
2.2.2.1	<i>Conversores intercalados</i>	21
2.2.2.2	<i>Filtros passivos de ordem superior</i>	22
2.3	INSTRUMENTAÇÃO	24
2.3.1	Instrumentação de tensão e corrente	24
2.3.2	Medidas isoladas	25
2.3.2.1	<i>Sensores de efeito Hall</i>	25
2.3.2.2	<i>Amplificadores isolados</i>	26
2.3.3	Amplificador de instrumentação	27
2.4	MODELAGEM DE SISTEMAS	29
2.4.1	Modelo no espaço de estados	29
2.4.1.1	<i>Estado</i>	29
2.4.1.2	<i>Variáveis de estado</i>	30
2.4.1.3	<i>Vetor de estados</i>	30
2.4.1.4	<i>Espaço de estados</i>	30
2.4.2	Equacionamento no espaço de estados	30
2.5	CONTROLE.....	31
2.5.1	Controle em malha fechada	31
2.5.2	Controle em cascata	33
2.5.3	Controle no espaço de estados	33
2.5.4	Observador de estados	35
3	MATERIAIS E MÉTODOS	37
3.1	PROPOSTA DE COMPOSIÇÃO DO SISTEMA	37
3.2	MÓDULO DE PROCESSAMENTO E CONTROLE.....	37
3.2.1	Entradas analógicas da placa de processamento	39
3.2.2	Saídas PWM da placa de processamento	40
3.3	FILTRO LCL	42
3.3.1	Análise de funções de transferência do filtro	43
3.3.2	Modelo do filtro no espaço de estados	45
3.3.3	Projeto físico dos indutores	47
3.3.4	Placa de circuito do filtro de potência	49
3.4	CONVERSOR ELETRÔNICO.....	50
3.4.1	Entrada de potência e barramento capacitivo CC	50
3.4.2	Gate-Drivers	51
3.4.3	MOSFET e placa de circuito do Conversor Eletrônico	53
3.5	INTRUMENTAÇÃO DE TENSÃO DO BARRAMENTO CC.....	54
3.6	INSTRUMENTAÇÃO DE TENSÃO DAS BATERIAS	56

3.7	INTRUMENTAÇÃO DE CORRENTES DO FILTRO LCL	57
3.8	FONTE DE ALIMENTAÇÃO DO CONVERSOR	58
3.9	CARGA RESISTIVA PARA ENSAIO DE DESCARGA	59
3.10	CONTROLE.....	60
3.10.1	Controle de corrente das baterias.....	60
<i>3.10.1.1</i>	<i>Observador de estados</i>	<i>65</i>
3.10.2	Malha de tensão do barramento CC.....	66
3.10.3	Malha de tensão das baterias	70
4	RESULTADOS E DISCUSSÕES	74
4.1	SISTEMA IMPLEMENTADO.....	74
4.2	CALIBRAÇÃO DE SENSORES.....	77
4.2.1	Calibração sensor de corrente.....	77
4.2.2	Calibração sensores de tensão de baterias	79
4.2.3	Calibração do sensor de tensão do barramento	80
4.3	FIRMWARE	82
4.4	ENSAIOS PRÁTICOS DE FUNCIONAMENTO.....	84
4.4.1	Ensaio da malha de corrente	84
4.4.2	Ensaio da malha de tensão do barramento.....	85
4.4.3	Ensaio parcial de carga de baterias	86
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	87
6	TRABALHOS FUTUROS.....	88
	REFERÊNCIAS	89
	APÊNDICE A – SENSOR DE TEMPERATURA	91

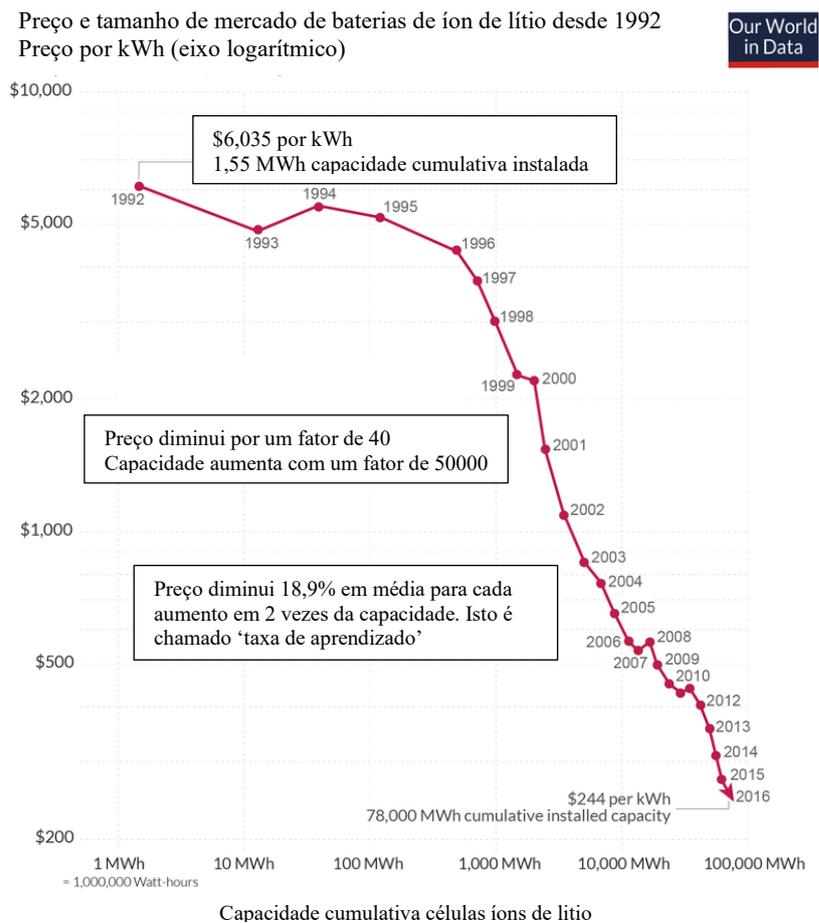
1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será introduzido o contexto geral e a motivação para a realização do trabalho proposto, bem como a apresentação dos objetivos gerais e específicos para a conclusão do projeto.

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

O emprego de baterias de íons de lítio cresce conforme a densidade de energia desta tecnologia aumenta, principalmente pelo fato de este parâmetro viabilizar a sua utilização não somente em soluções estacionárias, como também em soluções móveis e de mobilidade. O custo também decresceu com o avanço da tecnologia. A Figura 1 ilustra esse declínio.

Figura 1 - Preço e capacidade total de células em mercado



Fonte: (RITCHIE, 2021).

Junto com o avanço da tecnologia em fabricação de baterias de lítio, também há o avanço em âmbitos que vão ao encontro do aumento da eficiência na utilização destas e também na diminuição da predação do tempo de vida das células. Estas pesquisas passam pelo estudo de algoritmos de carga e gerenciamento, circuitos empregados na carga e gerenciamento de pacotes empregando múltiplas células de baterias.

Dentro do estudo de fontes ininterruptas, também são estudadas baterias de lítio, diminuindo o tamanho e massa total dos bancos de baterias hoje majoritariamente implementados com baterias de chumbo ácido.

O trabalho apresentado neste relatório busca viabilizar ensaios de carga, descarga e gerenciamento de baterias de íons de lítio, permitindo modificações futuras no sistema, tanto no âmbito de *software* como *hardware*, tornando o sistema uma bancada de estudo para o laboratório GSEC (Grupo de Pesquisa e Desenvolvimento em Sistemas Elétricos e Computacionais).

No primeiro capítulo do documento são apresentados contexto e objetivos do trabalho submetido, definindo escopo e motivação para o projeto. No segundo capítulo é realizada uma revisão da bibliografia no âmbito da pesquisa desenvolvida para a implementação do projeto. O terceiro capítulo apresenta o desenvolvimento dos conceitos e o projeto em detalhe. No quarto capítulo são apresentados os resultados do funcionamento da banca implementada e seus periféricos. Por fim, o documento encerra com uma discussão dos resultados apresentados e sugestões de sequência para a pesquisa.

1.2 OBJETIVO GERAL

Com o objetivo de implementar um sistema para futuros estudos na área de gerenciamento de carga, descarga e caracterização de baterias de lítio, este trabalho abordará o desenvolvimento de um conversor CC-CC bidirecional para tal experimento.

Nesse sentido, faz-se necessário uma pesquisa e entendimento sobre topologias e projeto de conversores, técnicas de controle moderno, instrumentação eletrônica, algoritmos e requisitos para controle de carga de baterias de lítio. Para alcançar estes objetivos, o projeto foi dividido em quatro etapas, sendo estas: (i) projeto de topologia de conversor e filtro de saída, (ii) modelagem do sistema e projeto de controle, (iii) desenvolvimento *hardware* e *firmware* para instrumentação e controle do conversor, (iv) caracterização de células de bateria e implementação de algoritmos de carga e descarga.

1.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Com as quatro etapas do projeto definidas, elencou-se objetivos específicos para cada etapa.

1. Projeto de topologia de conversor e filtro de saída
 - Especificar a topologia do conversor com base nos objetivos de carga e descarga de baterias;
 - Projeto de filtro de saída para atender a ondulação de corrente nas baterias;
2. Modelagem do sistema e projeto de controle
 - Modelar o sistema em espaço de estados;
 - Projeto de controle no espaço de estados conforme requisitos;
3. Desenvolver *hardware* e *firmware*
 - Desenvolver *hardware* para instrumentação da planta e controle do conversor;
 - Implementar *firmware* para processamento da instrumentação e implementação das malhas de controle projetadas;
4. Caracterização de baterias e implementação de algoritmos de carga e descarga
 - Caracterizar baterias utilizando malha de corrente implementada;
 - Projetar a malha de tensão para implementação de algoritmos de carga e descarga de baterias.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo são apresentados alguns conceitos acerca dos tópicos que compõem este trabalho, de forma que as informações nele contidas auxiliem na compreensão dos capítulos posteriores.

Inicialmente, são apresentados conceitos gerais sobre baterias de íons de lítio, de forma a apresentar aspectos da aplicação deste trabalho. Em seguida, serão introduzidos conceitos sobre topologias de conversores empregados. Ainda, serão revisados conceitos de instrumentação eletrônica e, por fim, modelagem e controle de sistemas.

2.1 BATERIAS DE ÍONS DE LÍTIO

Baterias de íons de lítio são um tipo de bateria composta de células recarregáveis, onde íons de lítio se movem do eletrodo negativo, através de um eletrólito, para o eletrodo positivo em processo de descarga, e no sentido oposto quando em carga.

As primeiras pesquisas e desenvolvimentos envolvendo o lítio no âmbito de construção e baterias começaram em 1912 através do trabalho do físico Gilbert Newton Lewis, porém, ainda levaram décadas para a bateria de lítio se tornar segura e comercializável.

Em 1979, na Universidade de Oxford, o professor John Goodenough descobriu que, utilizando o lítio, seria possível construir baterias recarregáveis.

Em 1994 foram desenvolvidas as baterias cilíndricas 18650, que tem seu nome derivado do tamanho. Este formato une características otimizadas de densidade energética, segurança e volume físico. A Figura 2 ilustra uma bateria Li-ion 18650 da fabricante Panasonic.

Figura 2 - Célula de íons de lítio NCR18650



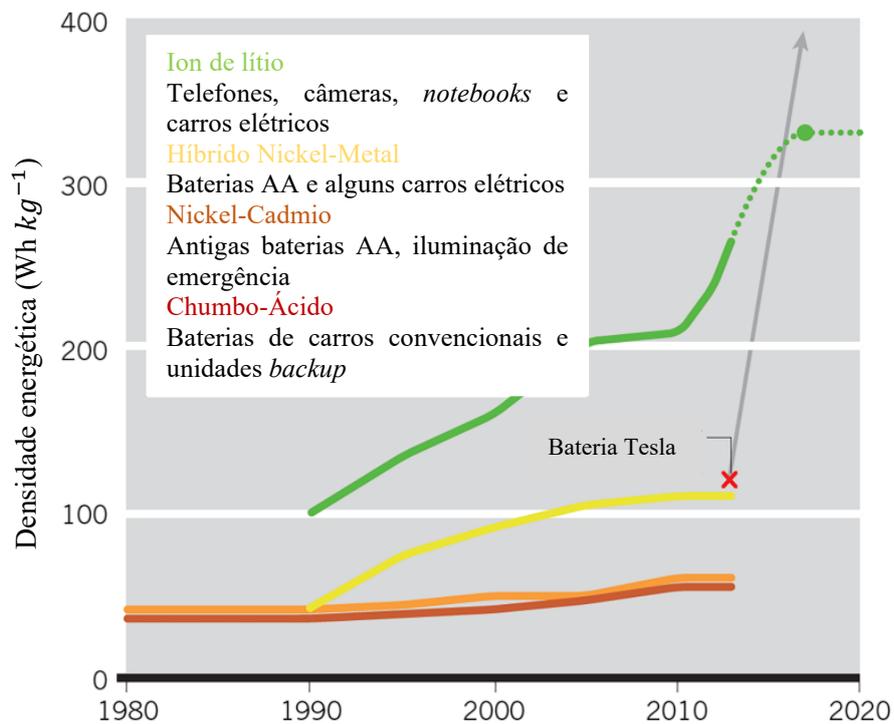
Fonte: (TME, 2023).

2.1.1 Emprego de baterias de íons de Lítio

Baterias de lítio têm sido comumente utilizadas em *notebooks*, celulares, entre outros. Ainda, a alta tensão de célula (3,6 V) permite utilizar pacotes menores quando em comparação com as baterias de chumbo ácido ou baterias baseadas em níquel.

A característica de alta densidade de energia (Wh/Kg), alta vida útil e baixa taxa de auto descarga a tornam ótima candidata para aplicações como veículos elétricos e unidades de armazenamento de energia. A Figura 3 ilustra a evolução da densidade energética das baterias citadas.

Figura 3 - Aumento da densidade de baterias últimas décadas

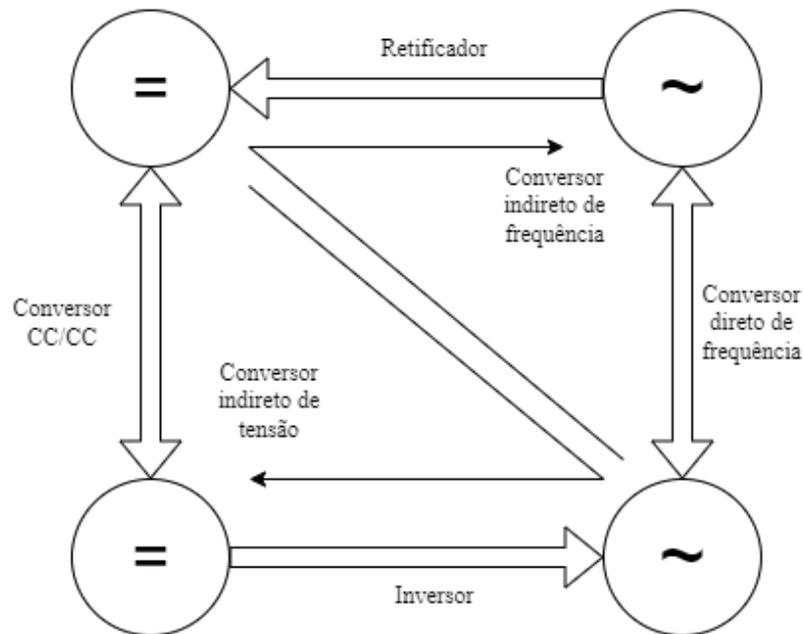


Fonte: (SAIDANI et al., 2017)

2.2 CONVERSORES ESTÁTICOS

Dentro da área de eletrônica de potência, conversores são circuitos que convertem potência de uma forma para outra utilizando dispositivos eletrônicos, dentre eles chaves semicondutoras, modificando a corrente ou a tensão (W. HART DANIAL, 2010). Além disso, realizam a conexão de interface entre fonte e carga de modo a adequar níveis e formas de onda. São classificados de diferentes formas, dependendo do tipo de transformação, podendo ser do tipo CA/CC (Corrente Alternada / Corrente Contínua), CC/CC, CC/CA e CA/CA, conforme representado na Figura 4.

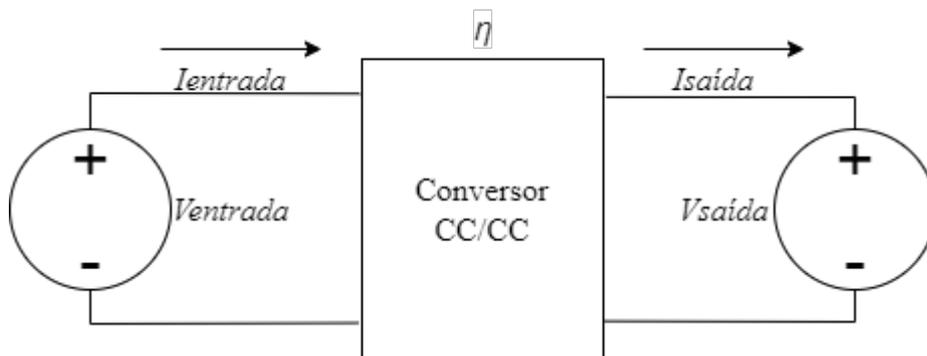
Figura 4 - Retificadores, conversores e inversores de energia elétrica



Fonte: Adaptado de (BARBI, 1997).

Os conversores estáticos CC/CC, convertem tensão e/ou corrente contínuas, elevando ou rebaixando o nível destas utilizando circuitos eletrônicos compostos de elementos passivos, como capacitores e indutores, operados por chaves semicondutoras, (BARBI; MARTINS, 2006). A partir da razão, é possível determinar o ganho estático, ou ganho CC do conversor. A Figura 5 ilustra a simplificação de um conversor CC e a Equação (1) apresenta a relação de potência de entrada e saída. Onde η é a eficiência de conversão.

Figura 5 - Conversor CC/CC



Fonte: Adaptado de (BARBI; MARTINS, 2006).

$$\eta \cdot V_{entrada} \cdot I_{entrada} = V_{saída} \cdot I_{saída}$$

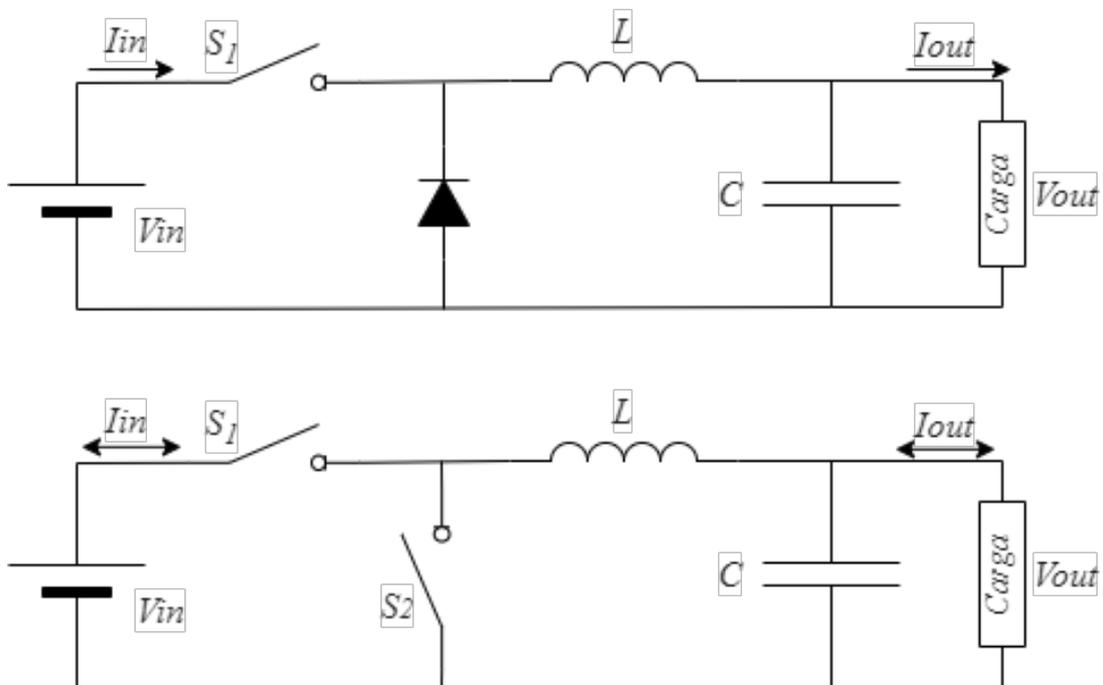
(1)

2.2.1 Conversor bidirecional síncrono

Conversores podem ser classificados quanto aos quadrantes de operação das chaves empregadas. Dentro desta classificação encontram-se conversores unidirecionais e bidirecionais. Os conversores CC-CC bidirecionais são conversores que possuem a capacidade de transmissão de energia bidirecional, ou seja, a corrente poderá fluir em ambas as direções. As topologias para os conversores CC-CC bidirecionais derivam das topologias dos conversores CC-CC básicos (ou conversores unidirecionais).

A diferença entre as topologias encontra-se na troca do diodo de roda-livre dos conversores básicos por uma chave de potência, como um MOSFET ou IGBT (RASHID, 1999). Com a substituição do diodo pela chave semicondutora, denomina-se o conversor como síncrono, onde a razão-cíclica aplicada nas chaves é complementar, e a queda de tensão é relativamente menor quando comparada à queda de tensão em um diodo de roda-livre, aumentando a eficiência de conversão, diminuindo efeitos de aquecimento e permitindo uma maior frequência de chaveamento. A Figura 6 ilustra conversores *Buck* unidirecional e bidirecional, respectivamente.

Figura 6 - Topologia unidirecional e bidirecional do conversor Buck.



Fonte: Autor.

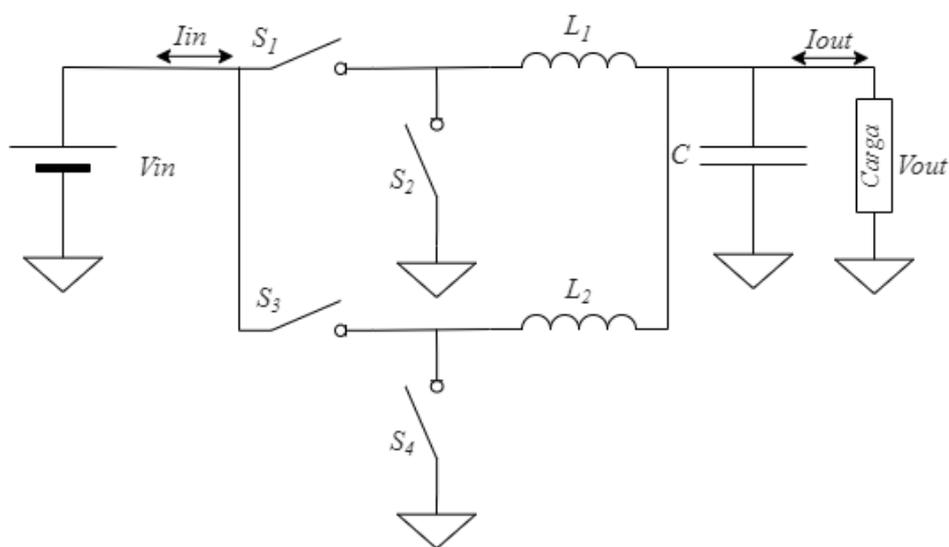
2.2.2 Aplicação de conversores em carga e descarga de baterias

Conversores para carga e descarga de baterias de lítio devem ser bidirecionais, permitindo que, em relação à fonte de alimentação, a corrente seja positiva para a carga e negativa na descarga. Ainda, deve-se buscar a diminuição da ondulação de corrente, com intuito de evitar que sejam danificadas as células em ensaio, principalmente quando utilizados pacotes de baterias com configurações de alta capacidade, implicando em um maior nível de corrente de saída do conversor. Desta forma, existem topologias de conversores e filtros de saída que permitem que seja atingido este objetivo, dentre estes serão especificados os conversores intercalados e filtros de saída de ordem superior.

2.2.2.1 Conversores intercalados

Conversor intercalado, ou *interleaved converter* é uma técnica utilizada para reduzir valores e por consequência massa e volume dos componentes de filtro. Esta topologia apresenta uma associação em paralelo de chaves e indutores, conectados a um conjunto capacitor/carga comum, como pode ser vista na Figura 7.

Figura 7 - Conversor de indutores intercalados



Fonte: Autor.

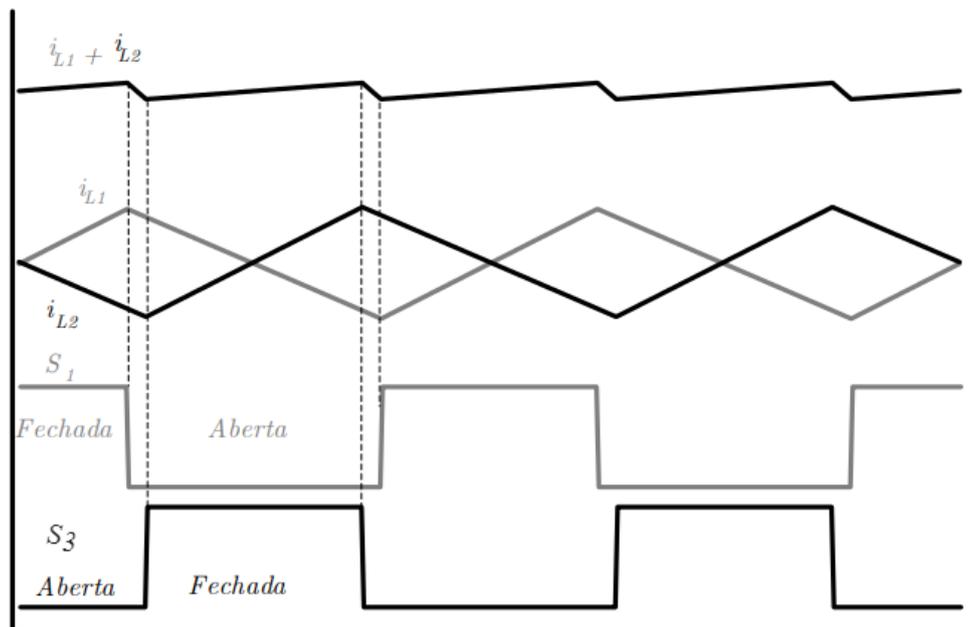
A quantidade de fases no conversor pode ser aumentada de acordo com as necessidades da aplicação quanto à ondulação de corrente. As chaves funcionam em comutações defasadas, conforme a Equação (2) (FILHO, 2019).

$$\theta = \frac{360^\circ}{n} \quad (2)$$

Onde n é o número de fases do conversor intercalado.

A corrente que passa no capacitor e na carga é a resultante de correntes nos indutores de fase, resultando em menores variações de pico-a-pico e também em uma maior frequência a ser considerada no projeto do capacitor de filtro em comparação à topologia simples do conversor *buck*, por exemplo. A Figura 8 ilustra a forma de onda das correntes de indutores e chaves.

Figura 8 - Forma de onda para indutores intercalados



Fonte: Adaptado de (FILHO, 2019).

2.2.2.2 Filtros passivos de ordem superior

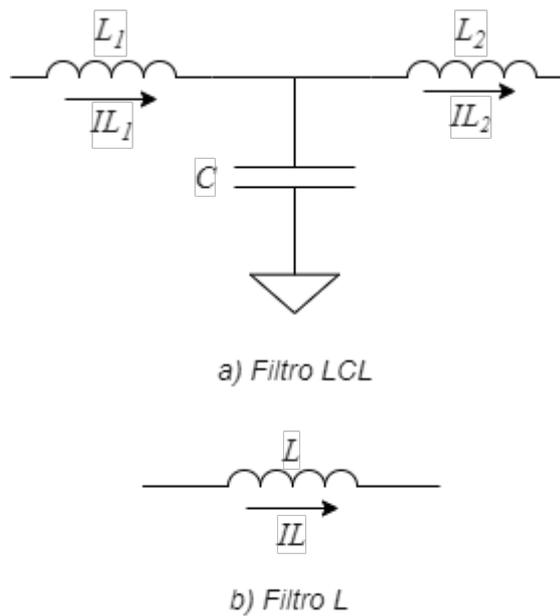
Uma abordagem também utilizada na redução de ondulação de corrente ou tensão em conversores de potência é o aumento da ordem dos filtros passivos de saída. Esta pode ser empregada em diversas aplicações como conversores conectados à rede sem transformador e aplicações de conversores CC-CC de potência. Filtros de ordem superior como LCL, CLC e LCLC são empregados dependendo das especificações da aplicação em questão (SOSA et al., 2015).

As principais vantagens desta abordagem são: os elementos de chaveamento do conversor não necessitam de alteração quando comparados com o circuito básico e para uma

determinada faixa de ondulação determinada, e o tamanho dos componentes passivos pode ser reduzido devido ao aumento da ordem do filtro.

Para efeitos de comparação, um filtro passivo L projetado para 1% de ondulação de corrente no indutor, em frequência de comutação de 50 kHz estipula valores para o componente magnético cerca de 130 vezes maiores que as mesmas especificações projetadas para um filtro LCL. A Figura 9 ilustra ambas topologias e as Tabelas 1 e 2 essa comparação.

Figura 9 - Filtros LCL e L



Fonte: Autor.

Tabela 1 - Componentes exemplo filtro LCL

Filtro LCL	
L1	50 μ H
L2	17 μ H
C	12 μ F

Fonte: Autor.

Tabela 2 - Componentes exemplo filtro L

Filtro LC	
L	6 mH

Fonte: Autor.

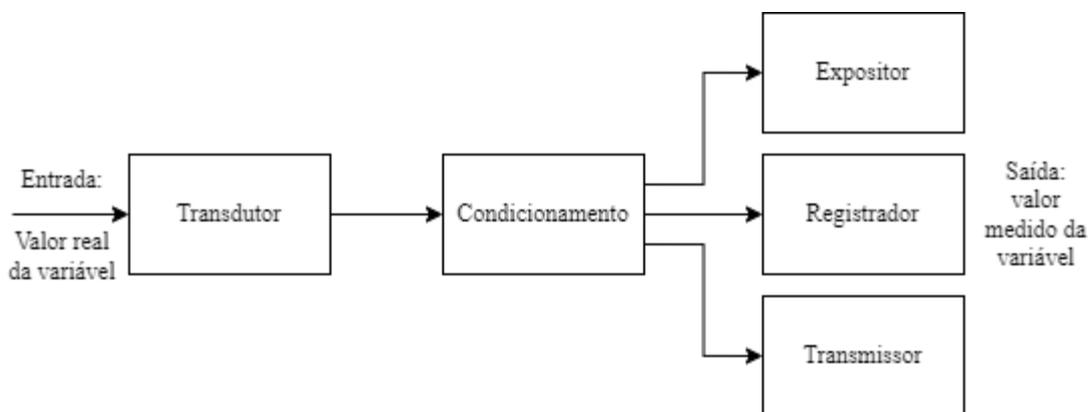
2.3 INSTRUMENTAÇÃO

Na área da eletrônica, sinais podem ser divididos entre analógicos e digitais, ou sinais de tempo contínuo e sinais de tempo discreto. No caso dos sinais de tempo contínuo, a variável independente é contínua, dessa forma os sinais são definidos de maneira contínua, ou seja, para todos os instantes de tempo. Por outro lado, os sinais de tempo discreto são definidos somente em instantes discretos, onde a variável independente assume apenas um conjunto discreto de valores (OPPENHEIM; WILLISKY, 2010). Nesta sessão será realizada uma breve revisão sobre a instrumentação de sinais em circuitos elétricos, abordando diversas formas de instrumentação utilizadas no trabalho.

2.3.1 Instrumentação de tensão e corrente

Instrumentos de medição têm como fundamento básico uma relação numérica de fenômenos físicos, como as medidas elétricas, de forma a condicionar este sinal para registro, armazenamento e/ou exposição. Diversos autores mostram diferentes conceitos sobre as partes componentes de um instrumento de medição. Neste trabalho será adotado o modelo de (BOLTON, 2004). A Figura 10 ilustra a composição genérica de um instrumento.

Figura 10 - Diagrama de blocos definição de um instrumento



Fonte: Adaptado de (BOLTON, 2004).

Neste arranjo, são constituintes do instrumento, o transdutor, responsável por correlacionar uma magnitude física como temperatura, pressão, posição, dentre outras em um

sinal elétrico como corrente ou tensão. O circuito de condicionamento é responsável por manipular o sinal elétrico de forma a adequar este ao sistema de saída da medida, seja este um expositor digital ou analógico, um registrador, normalmente advindo de um conversor A/D ou um transmissor como uma rede 4-20 mA ou 0-5 V.

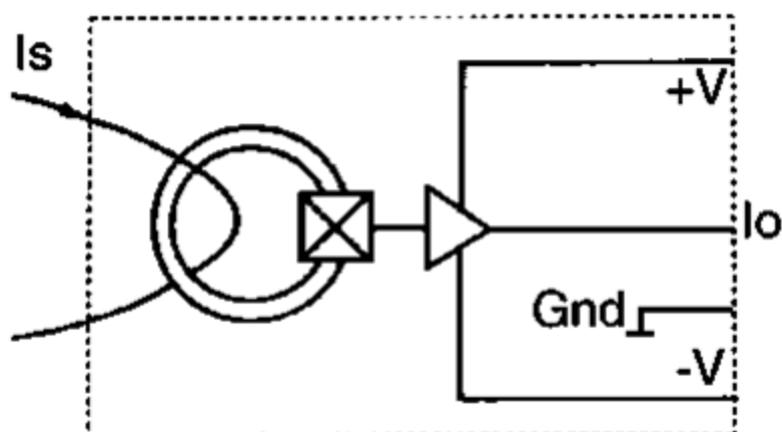
2.3.2 Medidas isoladas

Em sistemas ditos modulares, onde funcionalidades são divididas em subsistemas como medição, atuação, computação ou controle, é interessante que sejam consideradas interfaces de medida isolada, garantindo maior segurança para o sistema como um todo, permitindo que uma falha gere danos ao menor número de componentes.

2.3.2.1 Sensores de efeito Hall

Os sensores de corrente baseados no efeito Hall são dispositivos capazes de monitorar correntes contínuas e alternadas sem a necessidade de conexão elétrica entre o circuito de monitoramento e o circuito a ser monitorado. Alguns destes sensores são capazes de monitorar correntes em circuitos com frequência de ordem de centenas de quilohertz, sem haver qualquer tipo de desgaste por atrito mecânico, além de ser imune a contaminantes ambientais devido ao seu isolamento galvânico, sua construção de estado sólido e seu encapsulamento, vedando-o totalmente do ambiente externo (CARVALHO; MILLÉO, 2017). A Figura 11 apresenta uma ilustração do funcionamento do efeito Hall em sensores.

Figura 11 - Transdutor de corrente com efeito Hall

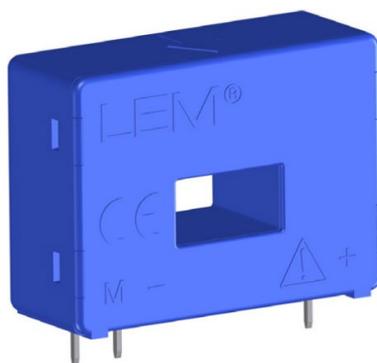


Fonte: (NEIS, 2000).

A sua tensão de saída é proporcional ao campo magnético ao qual o sensor está exposto. Esta tensão poderá ser positiva ou negativa de acordo com o deslocamento no espaço do gerador do campo magnético ou o sentido da corrente, caso esta seja o gerador do campo magnético.

Neste trabalho, são empregados dois sensores LA 55-P da fabricante LEM. Estes sensores funcionam com o princípio de efeito Hall e se adequam à aplicação devido à praticidade de utilização, alcance da medida, alta banda de frequência, boa linearidade e isolamento. A Figura 12 ilustra o transdutor de corrente.

Figura 12 - Transdutor de corrente LA 55-P



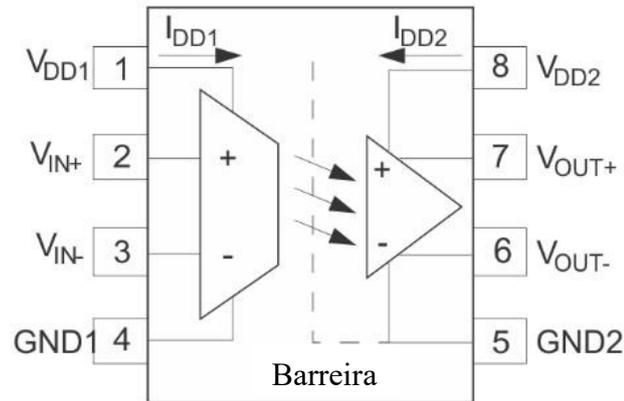
Fonte: (LEM, 2018).

2.3.2.2 Amplificadores isolados

Ainda sobre medidas isoladas, também podem ser citados os amplificadores isolados. Estes são dispositivos eletrônicos que permitem a medida isolada, utilizando outros meios de transmissão entre os lados isolados. A aplicação, amplitude das variáveis medidas e grau necessário de isolamento são os parâmetros que definem a necessidade do tipo de dispositivo a ser utilizado.

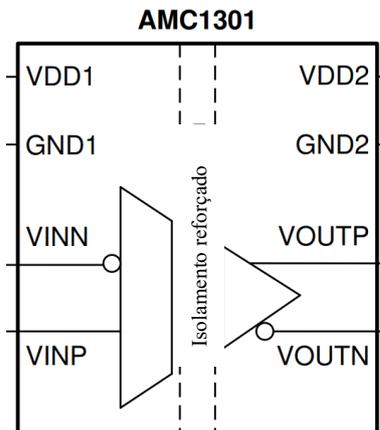
Os amplificadores isolados possuem meios de acoplamento ótico e também capacitivos, como exemplo os CIs ACPL-C87B da fabricante *Agilent Technologies*, que possui isolamento ótico, e o amplificador isolado AMC1301, da fabricante *Texas Instruments*, que possui acoplamento capacitivo como isolador. As Figuras 13 e 14 ilustram os amplificadores supracitados.

Figura 13 - Circuito interno simplificado do ACPL-C87B



Fonte: (BROADCOM, 2017).

Figura 14 - Circuito interno simplificado do AMC1301

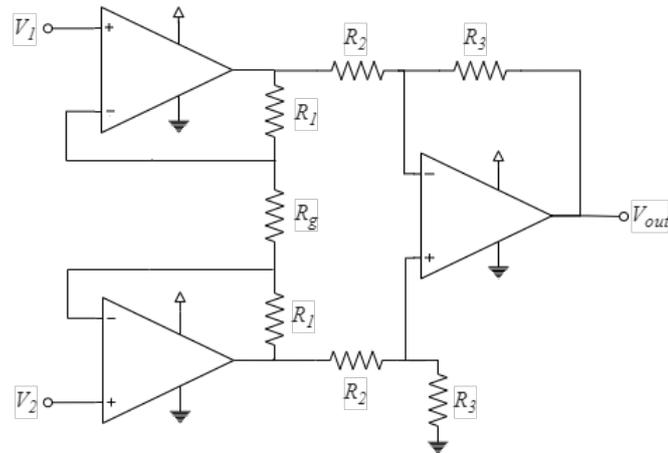


Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2017).

2.3.3 Amplificador de instrumentação

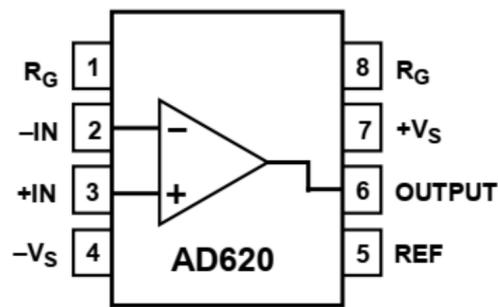
Amplificadores de instrumentação são circuitos formados por três amplificadores operacionais, como mostrado na Figura 15. Comercialmente, os Amp-Ops de instrumentação aparecem como circuitos integrados prontos, como, por exemplo, o AD522, AD3630, AD622 e AD620 (DEVICES, 2023), mostrados nas Figuras 16 (pinagem do CI) e 17 (esquemático simplificado do circuito interno). Características destes circuitos incluem alta razão de rejeição de modo comum (*Common-mode rejection ratio* - CMRR), alta impedância de entrada e baixa impedância de saída. Por ter elevada CMRR, Amp-Ops de instrumentação são comumente usados em aplicações onde se deseja amplificar sinais muito pequenos que aparecem junto de sinais de modo comum (geralmente ruídos) elevados, como, por exemplo, em aplicações biomédicas e instrumentação de alta precisão.

Figura 15 - Circuito amplificador de instrumentação



Fonte: Autor.

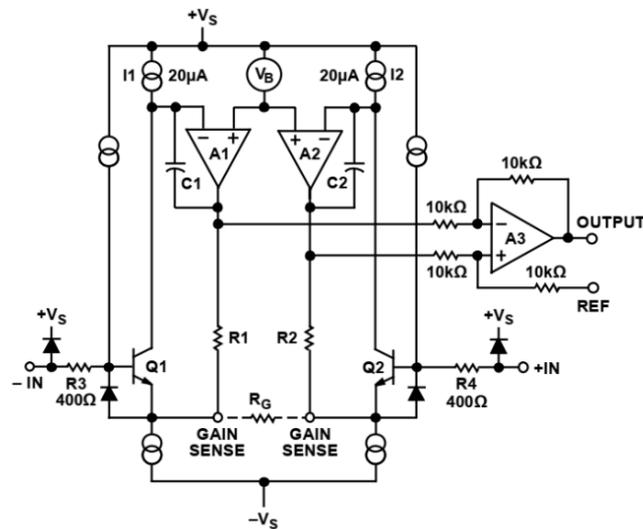
Figura 16 - esquema de pinos do AD620



Vista superior

Fonte: (ANTONEVICH et al., 1981).

Figura 17 - Circuito interno simplificado do AD620



Fonte: (ANTONEVICH et al., 1981).

Ilustrado na Figura 15, temos duas entradas de tensão do circuito que iremos chamar de V_1 (entrada 1) e V_2 (entrada 2). Os pinos correspondentes na Figura 16 são o 2 e 3, sendo que a tensão de saída V_{out} aparece no pino 6. Os resistores de valores R_1 , R_2 e R_3 são internos ao circuito integrado, como mostrado na Figura 17, e o projetista não pode alterar esses valores. Usualmente, por exemplo, para o AD620, temos que $R_1 = 24,7 \text{ k}\Omega$ e $R_2 = R_3 = 10 \text{ k}\Omega$. Entre os pinos 1 e 8 da Figura 16 é inserido um resistor externo, R_G , responsável pelo ganho de todo o circuito. Esta é uma das características mais importantes e interessantes desse circuito: este único resistor externo R_G define o valor do ganho do circuito para que seja igual ao ganho desejado e fazendo com que o projeto do circuito de amplificação seja extremamente simples.

2.4 MODELAGEM DE SISTEMAS

No estudo de sistemas de controle, o modelo matemático de um sistema dinâmico é definido como um conjunto de equações que representa a dinâmica do sistema com precisão ou, pelo menos, razoavelmente bem. Um sistema pode ser representado de muitas maneiras diferentes e, portanto, pode ter vários modelos matemáticos, dependendo do intuito da aplicação ou estudo. A dinâmica de muitos sistemas mecânicos, elétricos, térmicos, econômicos, biológicos ou outros pode ser descrita em termos de equações diferenciais. Essas equações diferenciais são obtidas pelas leis físicas que regem dado sistema — por exemplo, as leis de Newton para sistemas mecânicos e as leis de Kirchhoff para sistemas elétricos (OGATA, 2010).

2.4.1 Modelo no espaço de estados

A modelagem de sistemas em espaço de estados é muito utilizada no estudo da teoria de controle moderno, pois esta, diferente da teoria de controle clássico, estuda sistemas que podem ser constituídos de múltiplas entradas e saídas, bem como não linearidades e variações no tempo. Assim, o modelo em espaço de estados, permite que essas características sejam mantidas no equacionamento do sistema. Para um melhor entendimento do leitor, serão definidos quatro conceitos, como no trabalho de (OGATA, 2010): estado, variáveis de estado, vetor de estado e espaço de estados.

2.4.1.1 Estado

O estado de um sistema dinâmico é o menor conjunto de estado, onde o conhecimento destas na origem de referência do tempo, juntamente com o conhecimento da entrada do sistema

a partir deste tempo inicial, determina completamente o sistema para tempos positivos relativo ao início.

2.4.1.2 Variáveis de estado

As variáveis de estado constituem o menor número necessário de variáveis que determinam o estado de um sistema. Desta forma, sabendo o valor inicial destas e os valores de entrada do sistema, podemos definir completamente o estado do sistema dinâmico.

Não necessariamente as variáveis de estado precisam ser mensuráveis ou observáveis no sistema, isto também é uma vantagem do equacionamento por espaço de estados, porém, na prática é melhor que o modelo seja definido por variáveis que permitam a realimentação completa do sistema de controle.

2.4.1.3 Vetor de estados

O vetor de estados, chamado de \mathbf{x} , é o conjunto de variáveis de estado que definem totalmente o estado em qualquer tempo maior que o tempo inicial.

2.4.1.4 Espaço de estados

O espaço que possui n dimensões, onde n é igual ao número de variáveis de estado no modelo do sistema, e seus eixos coordenados são a representação de todos os valores que as variáveis de estados podem assumir. Um ponto no espaço de estados é um vetor de estados onde cada variável de estado assume um valor instantâneo único e desta forma é definido um estado.

2.4.2 Equacionamento no espaço de estados

A análise do sistema no espaço de estados envolve a definição de variáveis de entrada $\mathbf{u}(t)$, variáveis de saída $\mathbf{y}(t)$ e variáveis de estado $\mathbf{x}(t)$. O número de variáveis de estado que definem o sistema será sempre o mesmo, independente do modelo estabelecido para o sistema.

O sistema dinâmico deve conter elementos que memorizem os valores de entrada. Comumente em sistemas dinâmicos, as saídas dos integradores dos estados internos são utilizadas como variáveis de estado, como por exemplo a tensão em um capacitor ou o potencial elástico em uma mola. O número de variáveis de estado que definem completamente a dinâmica de um sistema é igual ao número de integradores existentes no sistema.

As Equações (3) e (4) definem, respectivamente, a equação de estado e a equação de saída de um sistema dinâmico.

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t) \quad (3)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{g}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t) \quad (4)$$

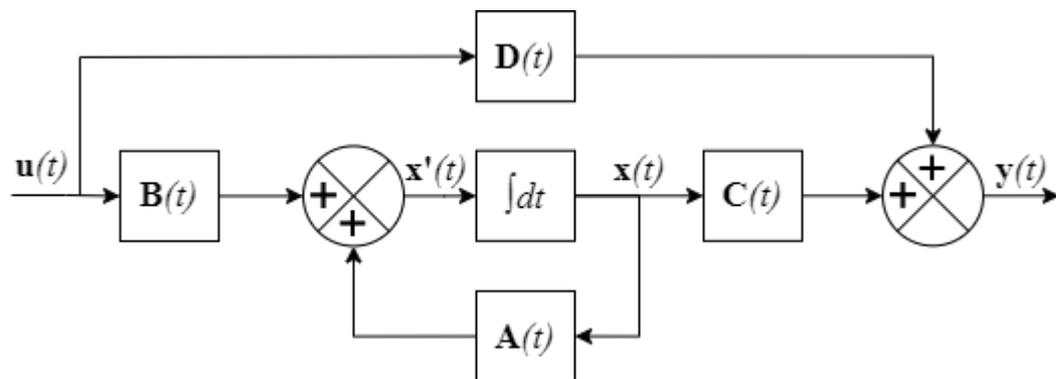
Considerando um sistema dinâmico invariante no tempo, linear ou linearizado ao redor do ponto de operação, as Equações (3) e (4) assumem as suas formas lineares ilustradas nas Equações (5) (equação de estado de um sistema linear invariante no tempo) e (6) (equação de saída do mesmo sistema).

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \quad (5)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t) \quad (6)$$

O sistema modelado no espaço de estados, ou seja, equacionado em torno e seus dispositivos acumuladores, pode ser ilustrado por diagramas de blocos na forma convencional mostrada na Figura 18.

Figura 18 - Diagrama de blocos de modelo em espaço de estados



Fonte: Autor.

2.5 CONTROLE

Nesta sessão serão abordados alguns conceitos da área de controle de sistemas que envolvem o trabalho desenvolvido.

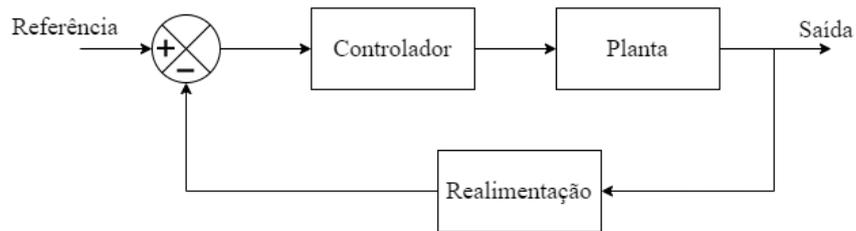
2.5.1 Controle em malha fechada

O controle em malha fechada, ou controle com realimentação, consiste na utilização da diferença entre a entrada de referência e a saída real do sistema, para tomada de ações de correção no sistema para que sejam atendidos critérios de comportamento esperados.

Em contraste, no controle em malha aberta, os compensadores são projetados para uma aplicação, em que, não existem distúrbios não modelados e não variações paramétricas de planta ou entrada e saída.

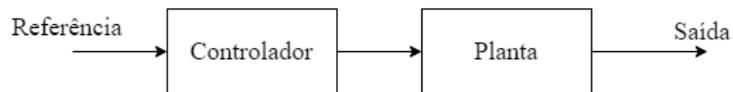
A Figuras 19 e 20 ilustram diagramas de blocos de sistemas em malha fechada e aberta respectivamente.

Figura 19 - Diagrama de blocos de malha fechada



Fonte: Autor.

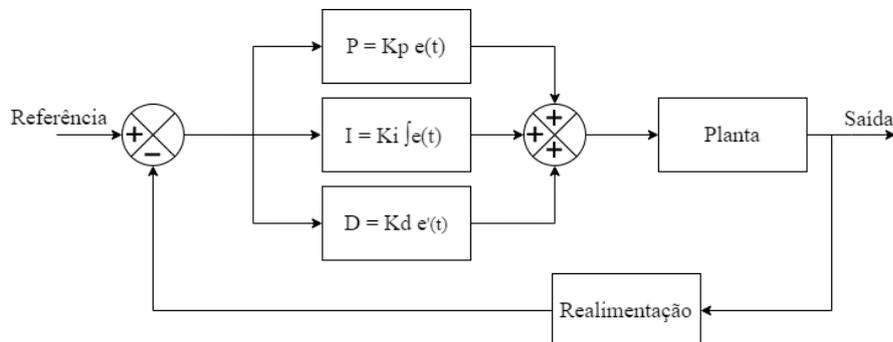
Figura 20 - Diagrama de blocos de malha aberta



Fonte: Autor.

Existem diversas técnicas para projeto de controladores. Um dos métodos vastamente utilizado na indústria é o controle PID, (Proporcional, Integral, Derivativo). A Figura 21 ilustra um diagrama de blocos de uma malha de controle PID.

Figura 21 - Diagrama de blocos controlador PID



Fonte: Autor.

A ação proporcional tem como base a multiplicação do erro atual por uma constante, chamada ganho proporcional. A ação integral multiplica o ganho integral pelo somatório do

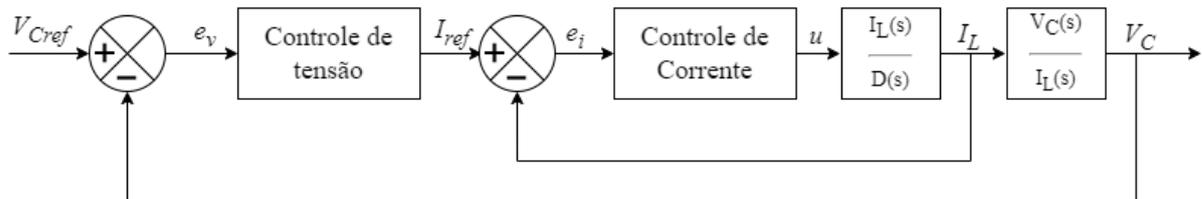
erro no tempo. A ação derivativa fornece produto do ganho derivativo pela derivada do erro no ponto de operação.

2.5.2 Controle em cascata

O controle em cascata é um método implementado quando é necessário um controle mais fino, sobre uma variável mais rápida e susceptível a distúrbios, dentro de uma malha de controle mais lenta e estável, melhorando assim a resposta de ambas.

Uma malha de controle em cascata tem dois controladores convencionais com realimentação negativa. O sinal do controlador primário estabelece a referência para o controlador da malha interna, e o sinal da segunda malha vai para o atuador aplicado no processo. A Figura 22 ilustra uma malha com controladores em cascata aplicada em um conversor *Boost* CC-CC.

Figura 22 - Diagrama de blocos controle em cascata



Fonte: Autor

2.5.3 Controle no espaço de estados

A teoria de controle moderno se baseia no conceito de retroação de estados. Esta é uma forma de controle onde são alocados todos os polos do sistema em busca de um estado definido em tempo finito. Para que este estado seja alcançado é necessário que sejam analisados a controlabilidade do sistema e se este é alcançável.

Um sistema no espaço de estados é dito controlável quando é possível levar um estado para zero em tempo finito com um valor de controle, ou seja, as Equações (7) e (8) ilustram a afirmação.

$$\mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0 \quad (7)$$

$$\exists \mathbf{u}(t) : \mathbf{x}(t_f) = 0 \quad (8)$$

Para o conceito de alcançabilidade, define-se que um sistema é alcançável quando existe um valor de atuação que permite alcançar um estado definido em tempo finito, ou seja, a

Equação (9) ilustra a situação, ainda com a condição da Equação (7) sendo verdadeira. Assim, um sistema alcançável é controlável, mas o oposto não é sempre verdadeiro.

$$\exists \mathbf{u}(t) : \mathbf{x}(t_f) = \mathbf{x}_f \quad (9)$$

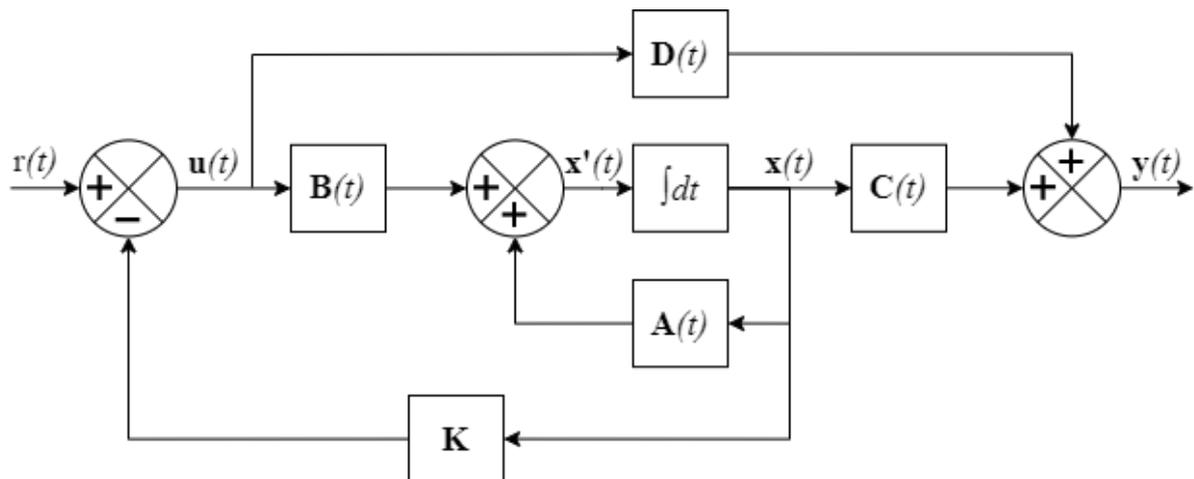
Definidos os conceitos de controlabilidade e alcançabilidade, pode-se definir a retroação de estados como um método e controle em malha fechada onde são definidos os ganhos de uma matriz \mathbf{K} tal que sejam atingidos os objetivos de resposta. As Equações (10) e (11) representam o sistema de controle em malha fechada no espaço de estados.

$$u = r - \mathbf{K}\mathbf{x} \quad (10)$$

$$\begin{cases} \mathbf{x}' = (\mathbf{A} - \mathbf{BK})\mathbf{x} + \mathbf{B}r \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}u \end{cases} \quad (11)$$

Para que sejam definidos os ganhos da matriz \mathbf{K} , são utilizadas diversas técnicas como a retroação total de estados por alocação de polos e o regulador LQR (do inglês, *Linear Quadratic Regulator*). Este segundo método que é uma técnica de controle ótimo, adotada com intuito de balancear de forma pré-definida o par velocidade de resposta e energia de atuação. A Figura 23 ilustra um sistema de controle em malha fechada para um sistema no espaço de estados.

Figura 23 - Diagrama de blocos retroação de estados



Fonte: Autor.

2.5.4 Observador de estados

Em sistemas onde não é possível, por quaisquer maneiras ou motivos, aferir uma ou mais variáveis de estado, é possível utilizar um observador de estados, ou seja, um dispositivo matemático que infere um valor para as variáveis não medidas.

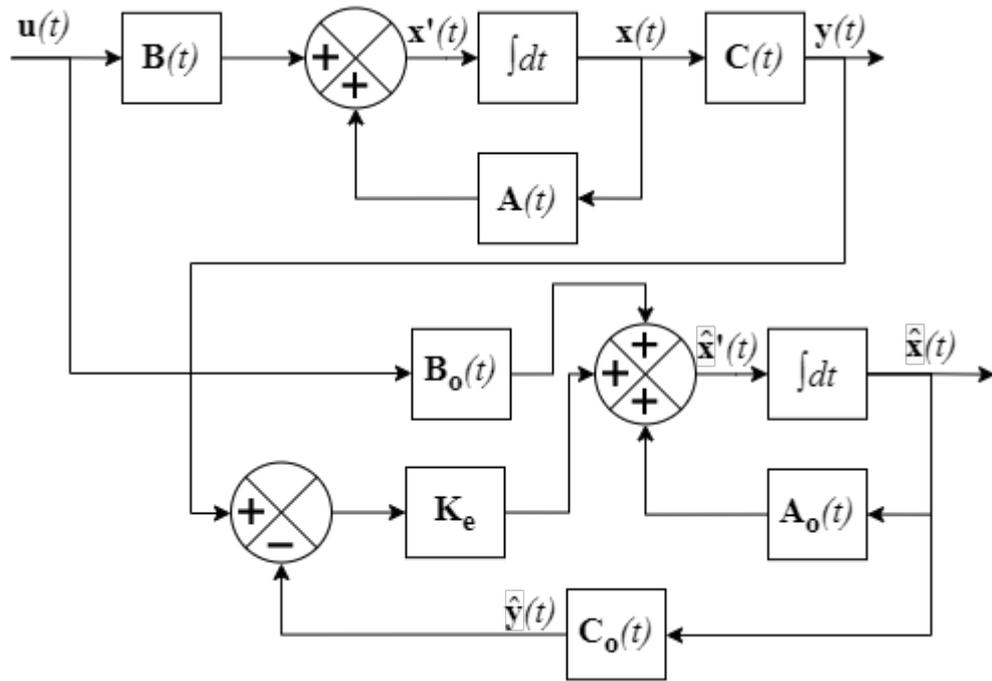
Visto que em sistemas de controle por retroação de estados é necessária a análise de todas as variáveis de estado da planta, em sistemas onde um ou mais variáveis não são aferidas, é necessária a utilização de observadores de estado. Para que seja entendido o projeto de um observador de estados, será revisado o conceito de observabilidade.

Um sistema é dito observável quando é possível reconstruir completamente seu estado a partir da aferição da saída do sistema. Para averiguar a observabilidade do sistema, é necessário que o posto da matriz de observabilidade (\mathbf{M}_o) seja igual a ordem do sistema. A matriz de observabilidade é encontrada conforme a Equação (12).

$$\mathbf{M}_o = \begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ \mathbf{CA} \\ \vdots \\ \mathbf{CA}^{n-1} \end{bmatrix} \quad (12)$$

Um tipo de observador utilizado na Literatura é o observador de estados de Luenberger (LUENBERGER, 1971). Este observador reconstrói os estados completos do sistema, e consiste na alocação de polos, comumente 4 a 10 vezes mais rápidos que os polos dominantes do sistema de controle, para a autocorreção das variáveis observadas através das saídas do sistema. A Figura 24 mostra a dinâmica de um sistema de observador de estados de uma planta em malha aberta.

Figura 24 - Diagrama de blocos com observador de estados



Fonte: Autor.

A dinâmica de um observador de estados não influencia na dinâmica do sistema planta/controlador, desta forma, o projeto de compensadores e de observadores é realizado de forma independente.

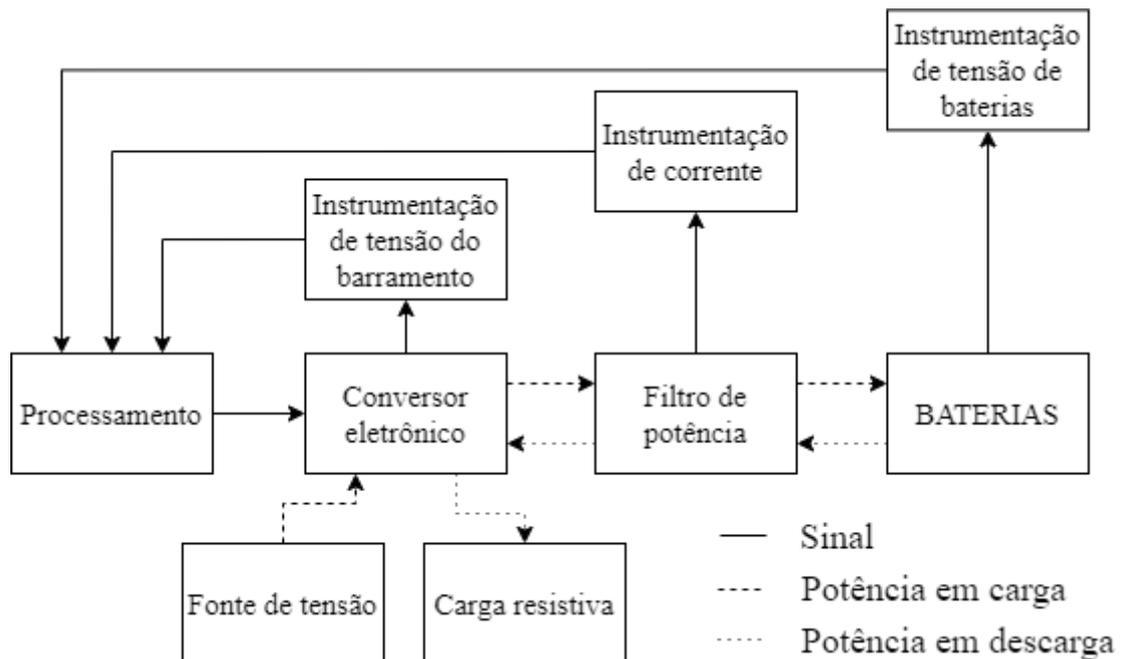
3 MATERIAIS E MÉTODOS

Neste capítulo são apresentados os materiais e métodos utilizados no desenvolvimento do conversor, filtro, instrumentação, malhas de controle e *firmware* do sistema.

3.1 PROPOSTA DE COMPOSIÇÃO DO SISTEMA

Conforme o escopo do projeto, foi idealizada uma composição de dispositivos para a aplicação, sendo esta separada em módulos que constituem filtro de potência, processamento, conversor eletrônico e instrumentação. Ainda, foi proposto um fluxo de potência para carga e para a descarga das baterias. O sistema projetado foi baseado no diagrama da Figura 25 que será detalhado ao longo do capítulo.

Figura 25 - Proposta de implementação do sistema

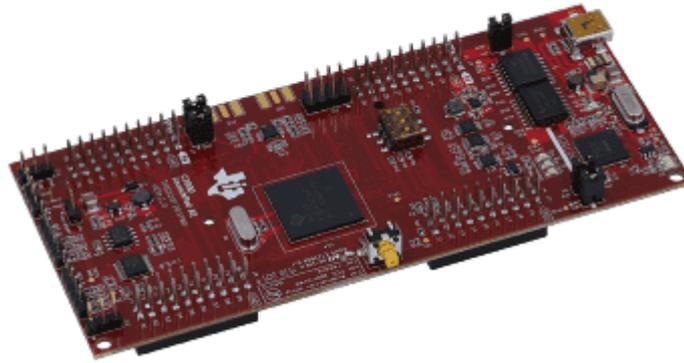


Fonte: Autor.

3.2 MÓDULO DE PROCESSAMENTO E CONTROLE

Para a central de processamento dos sinais aferidos, cálculo das leis de controle e geração dos sinais de controle, foi selecionado o módulo chamado *Mother Board V1.0*, desenvolvido por (GONÇALVES, 2019). Este módulo expande funcionalidades do DSP

Figura 27 - DSP da *Texas Instruments* modelo TMS320F28379D

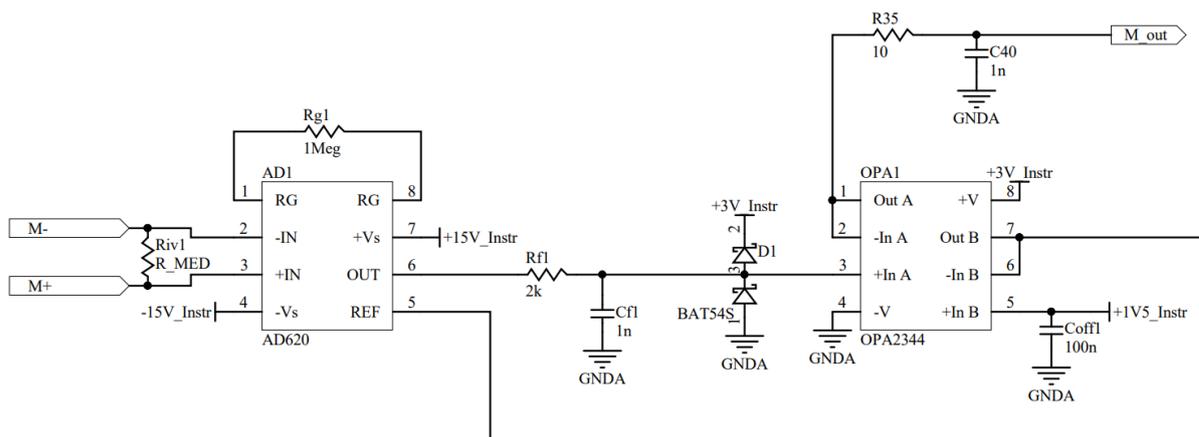


Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2023).

3.2.1 Entradas analógicas da placa de processamento

As entradas analógicas foram projetadas para receber sinais em linhas de sinal de corrente (sinal M+ e M-). Desta forma é utilizado um circuito baseado em um amplificador de instrumentação para a medida de corrente, em seguida um filtro passivo *anti-alias* e um arranjo de diodos para proteger os limites de tensão do DSP, por fim um Amp-Op em configuração seguidor de tensão para desacoplar a impedância do sinal e do conversor AD (Sinal *M_out*). A Figura 28 ilustra o circuito de medida de sinais analógicos na placa de processamento.

Figura 28 - Circuito de instrumentação de sinal em corrente



Fonte: Autor.

Conforme o circuito apresentado, podem ser levantadas algumas características do circuito de entrada. O CI OPA2344 é um circuito integrado com dois Amp-Ops alimentado em 3V e GND, desta forma todos os sinais devem ser condicionados para esta faixa, etapa realizada pelo AD620. O primeiro Amp-Op do CI é utilizado para condicionamento da medida em si,

filtragem de alta frequência e circuito ceifador. Já o segundo Amp-Op é utilizado como seguidor de tensão para o sinal de 1,5 V oriundo de um CI gerador de referência REF2030. Esta tensão de 1,5 V é utilizada como um OFFSET (Tensão CC) no sinal para permitir a leitura de sinais negativos, visto que o conversor AD apenas aceita sinais positivos.

Um resistor de 1 M Ω é utilizado na conexão de ganho do amplificador, resultando em um ganho aproximado de 1,0494, devendo também ser considerado na instrumentação. Para o resistor de medida, o valor deve ser projetado a depender da magnitude e amplitude do sinal modulado em corrente. A Equação (13) deve ser utilizada para o cálculo do valor, levando em consideração que M_{out} deve ser projetado para a tensão de alimentação do CI OPA2344. Para sinais apenas positivos, também é possível modificar o circuito para que a referência do AD620 seja igual a GND e desta forma não haja *offset* no sinal, assim, o sinal segue a Equação 14.

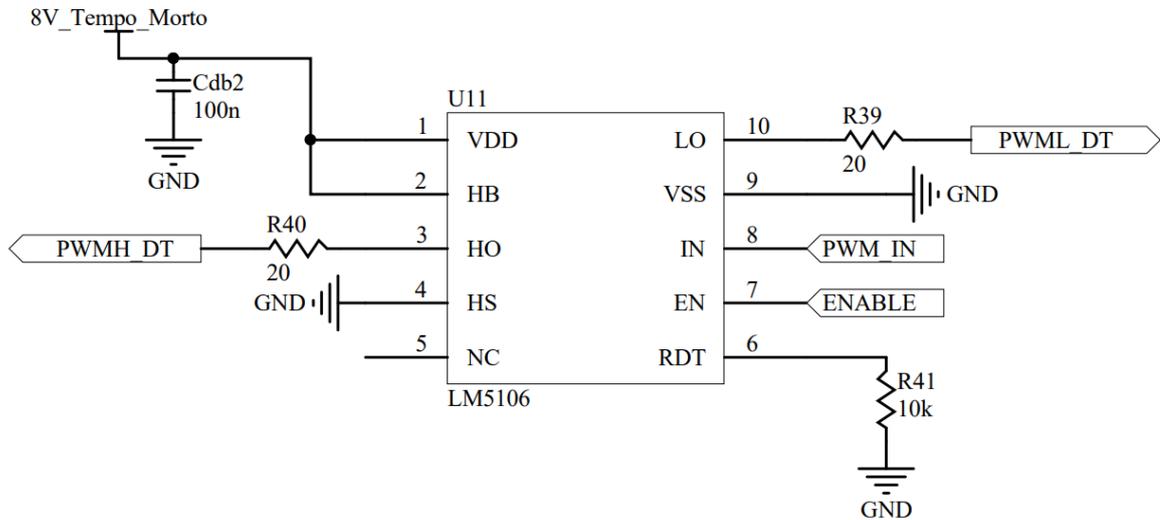
$$M_{out} = (I_{sin\,al} \cdot R_{MED} \cdot 1,0494) + 1,5 \quad (13)$$

$$M_{out} = (I_{sin\,al} \cdot R_{MED} \cdot 1,0494) \quad (14)$$

3.2.2 Saídas PWM da placa de processamento

A placa de processamento também conta com saídas PWM com tempo-morto implementado via *hardware*. Esta funcionalidade é implementada pelo CI LM5106 da fabricante *Texas Instruments*. Este circuito recebe o sinal PWM em 3,3 V do DSP (Sinal *PWM_IN*) e entrega duas saídas complementares (Sinal *PWML_DT* e *PWMH_DT*) com tempo-morto e amplitude de 8 V que pode ser enviada ao *gate-driver* que aciona os semicondutores na placa de potência. A Figura 29 ilustra o circuito de saída PWM do módulo.

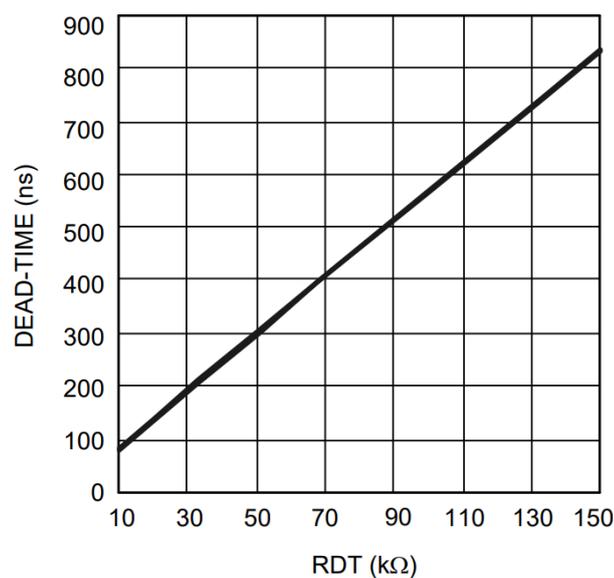
Figura 29 - Hardware de implementação de tempo-morto



Fonte: Autor.

Com o resistor do pino *RDT* é definido o tempo-morto para o chaveamento das saídas complementares. Ainda, é possível ativar ou desativar a saída do PWM pelo pino *EN* do CI o que permite desabilitar ambos os interruptores, superior e inferior, de um braço de um inversor por exemplo. De acordo com a folha de especificações, o tempo-morto implementado segue os valores mostrado na Figura 30.

Figura 30 - Gráfico de auxílio na seleção de resistor para tempo-morto



Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2014).

Para a definição da frequência de chaveamento, foram seguidos alguns parâmetros para o bom funcionamento do conversor, com base na experiência adquirida pela utilização do DSP e no conhecimento acumulado de eletrônica de potência do grupo de pesquisa.

Primeiramente, foi definido uma frequência de 50 kHz para o chaveamento, considerando o *clock* de 100 MHz do módulo ePWM do DSP e uma contagem em formato triangular para que sejam mitigados ruídos de chaveamento na amostragem dos sinais. Com a frequência de *clock* (f_{clk}), chaveamento (f_s) e forma de onda é possível então calcular o contador do PWM, a resolução em tensão e a quantidade de *bits* o conversor D/A, conforme Equações (15), (16) e (17).

$$C_p = \frac{f_{clk}}{2f_s} \quad (15)$$

$$K_{d/a} = \frac{V_{cc}}{C_p} \quad (16)$$

$$bits_{d/a} = \log_2(C_p) \quad (17)$$

Assim, fica definido um contador de 1000 para o conversor, com 24 mV de resolução para uma fonte de alimentação de 24 V e 9,966 *bits* de resolução real.

3.3 FILTRO LCL

Neste trabalho, foi considerada a utilização de um filtro LCL com intuito de diminuir a ondulação de corrente na saída do sistema. O dimensionamento do sistema se deu pela arbitração de indutores e o cálculo do capacitor conforme a frequência de ressonância desejada, que ficasse cerca de uma década abaixo da frequência de chaveamento do conversor.

Inicialmente, arbitrou-se um indutor de 60 μ H para o lado do conversor e um indutor de 20 μ H para o lado das baterias e o capacitor foi projetado com base no cálculo da frequência de ressonância, conforme Equação (18).

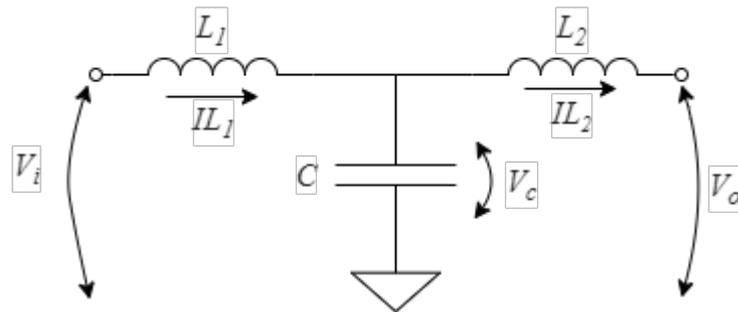
$$f_{res} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f}}} \quad (18)$$

Utilizando a Equação (18), com algumas iterações, foi possível definir um capacitor de 50 μ F para uma frequência de ressonância de aproximadamente 5,8 kHz.

3.3.1 Análise de funções de transferência do filtro

Para analisar a ondulação de corrente e a frequência de ressonância do filtro para a entrada de tensão e corrente e saída de corrente, foram identificadas as funções de transferência $\frac{IL_2(s)}{V_i(s)}$ e $\frac{IL_2(s)}{IL_1(s)}$. O filtro LCL é ilustrado na Figura 31.

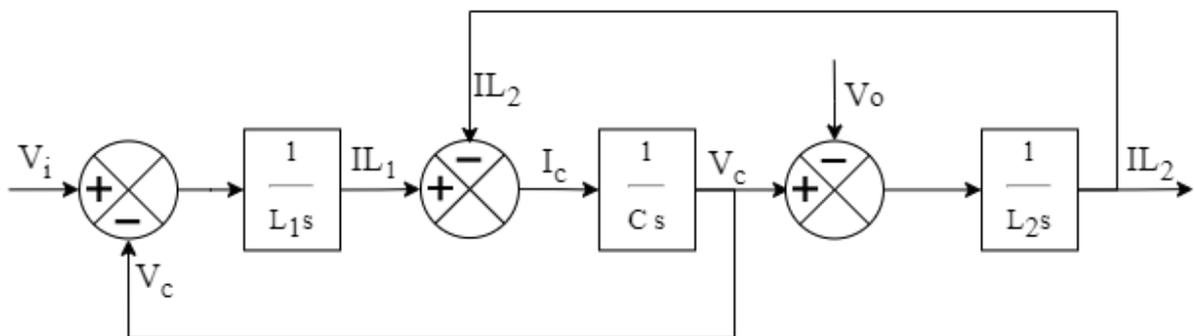
Figura 31 - Filtro LCL



Fonte: Autor.

Para a identificação das funções de transferência, é apresentado o diagrama de blocos do sistema na Figura 32.

Figura 32 - Diagrama de blocos Filtro LCL



Fonte: Autor.

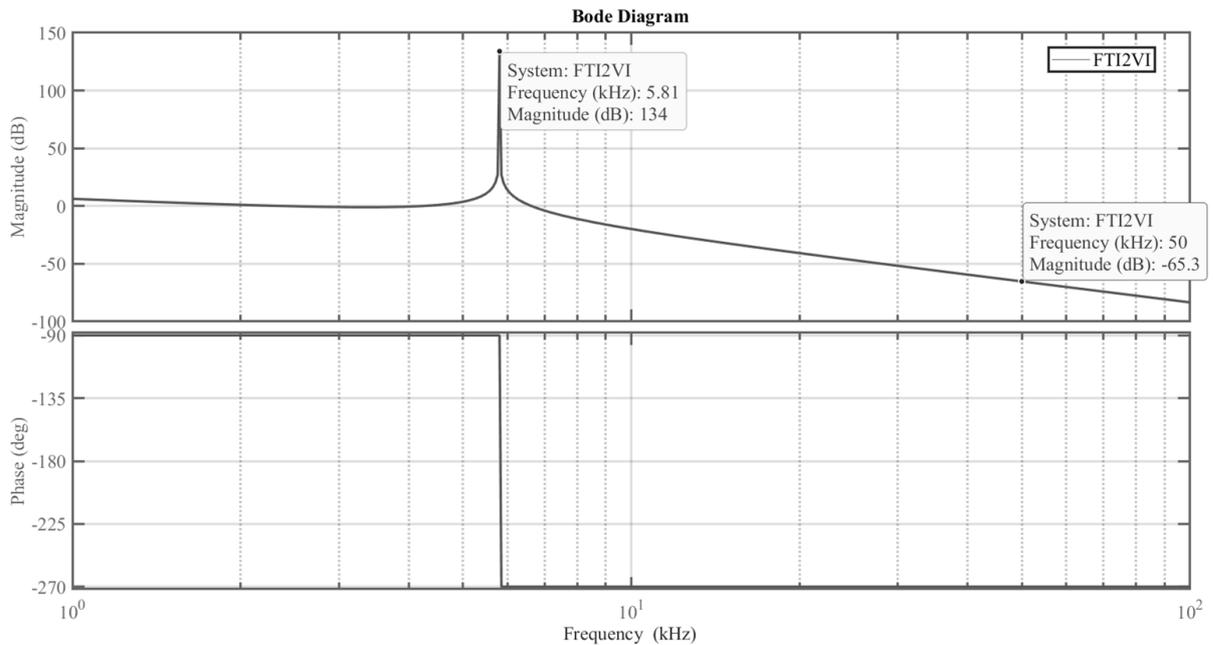
Utilizando a teoria de malhas em diagramas de blocos, é possível montar a função de transferência $\frac{IL_2(s)}{V_i(s)}$ a partir do diagrama, com a razão dos caminhos diretos pelos caminhos inversos, conforme Equação (19) e, simplificadamente, Equação (20).

$$\frac{IL_2(s)}{V_i(s)} = \frac{\frac{1}{L_1 s} \frac{1}{C s} \frac{1}{L_2 s}}{1 + \frac{1}{L_1 s} \frac{1}{C s} + \frac{1}{C s} \frac{1}{L_2 s}} \quad (19)$$

$$G_{iu}(s) = \frac{IL_2(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{s^3 L_1 L_2 C + s(L_1 + L_2)} \quad (20)$$

Com a função de transferência da tensão de entrada para a corrente de saída do filtro, é possível analisar a frequência de ressonância para o filtro projetado pelo diagrama de Bode da Figura 33.

Figura 33 - Diagrama de Bode função de transferência $G_{iu}(s)$



Fonte: Autor.

Analisando o gráfico, é possível averiguar a frequência de ressonância projetada para o filtro, e também é possível verificar a grande atenuação do filtro na frequência de chaveamento, de -65,2 dB.

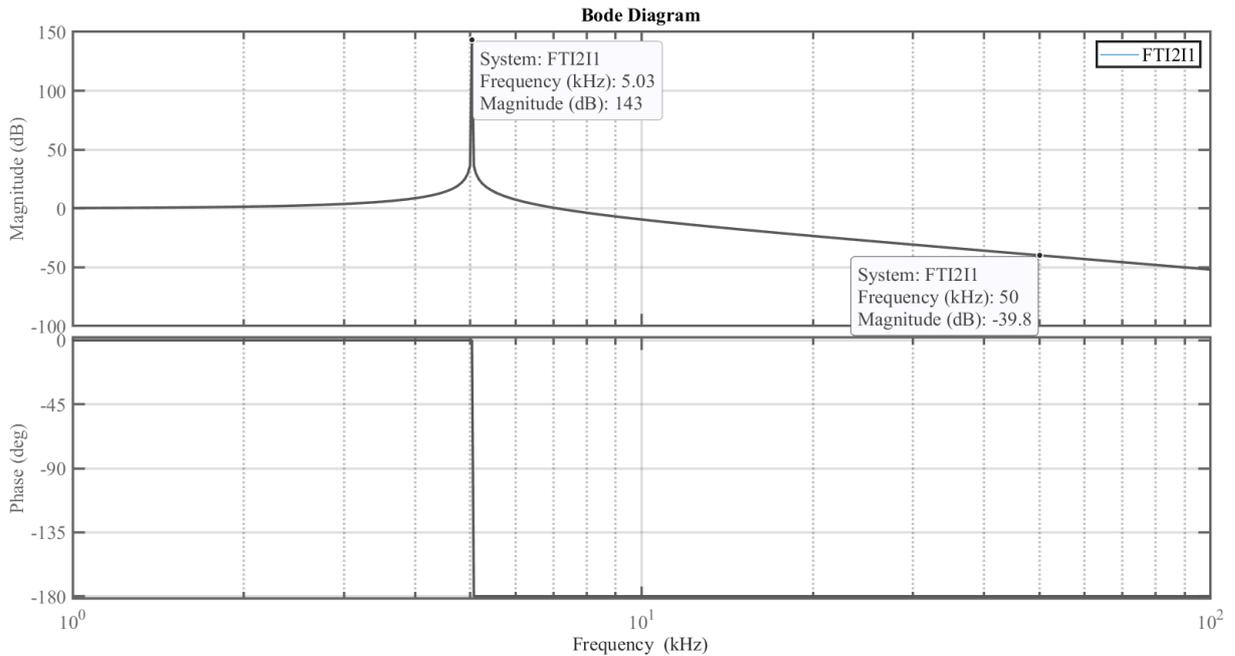
De forma análoga, pode-se, a partir do diagrama de blocos apresentado, chegar à função de transferência $\frac{IL_2(s)}{IL_1(s)}$, conforme Equação (21) e (22).

$$\frac{IL_2(s)}{IL_1(s)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{Cs} \frac{1}{IL_2 s}} \quad (21)$$

$$\frac{IL_2(s)}{IL_1(s)} = \frac{1}{s^2 \cdot C \cdot IL_1 + 1} \quad (22)$$

Com a função de transferência definida, foi possível analisar o filtro, em questão de correntes de entrada e saída, no domínio da frequência. Pode-se então analisar a ondulação projetada na corrente de saída do filtro bem como a frequência de ressonância para a corrente no filtro. O diagrama de Bode para a função de transferência é apresentado na Figura 34.

Figura 34 - Diagrama de Bode para função de transferência $\frac{IL_2(s)}{IL_1(s)}$



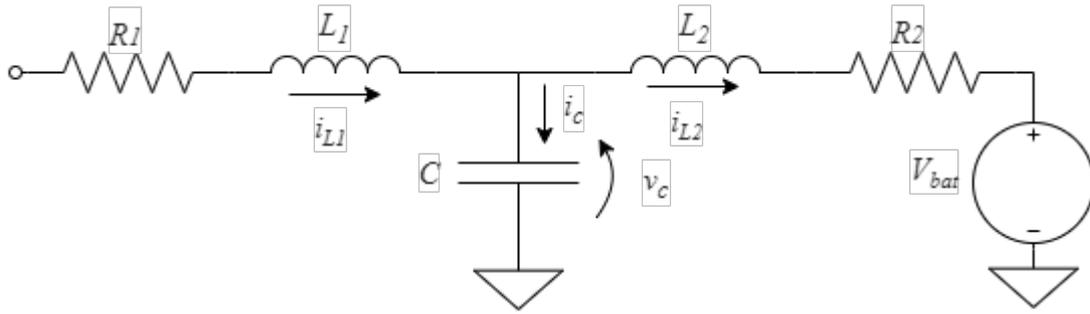
Fonte: Autor.

Conforme a análise gráfica da função de transferência $\frac{IL_2(s)}{IL_1(s)}$, é possível notar a atenuação de -39,8 dB para a frequência de chaveamento, ou cerca de 1% da magnitude de entrada, que garante uma ondulação satisfatória para a aplicação, além da frequência de ressonância do filtro, de aproximadamente 5 kHz, cerca de uma década abaixo da frequência de chaveamento.

3.3.2 Modelo do filtro no espaço de estados

Para o projeto do controle é necessária a modelagem do sistema no espaço de estados. Devido à complexidade do sistema, foi considerando um projeto de controle clássico. Sendo assim, para o projeto do sistema, no filtro foi considerado uma resistência série para os indutores e as células de bateria foram consideradas como uma fonte de tensão. A Figura 35 ilustra o circuito equivalente considerado.

Figura 35 - Circuito considerado no modelo



Fonte: Autor.

Inicialmente, define-se os dispositivos acumuladores sendo estes os indutores L1 e L2 e o Capacitor C, em seguida, seguem as equações diferenciais do circuito LCL.

$$v_{L1} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} \quad (23)$$

$$v_{L2} = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} \quad (24)$$

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt} \quad (25)$$

Em seguida, temos as equações do nó comum do filtro, as equações das malhas de entrada e saída, respectivamente, e a definição da tensão nos resistores em função das correntes nos indutores.

$$v_c = v_{L2} + v_{R2} + V_{bat} \quad (26)$$

$$v_c = v_{L2} + v_{R2} + V_{bat} \quad (27)$$

$$i_{L1} = i_c + i_{L2} \quad (28)$$

$$v_{R1} = i_{L1} R_1 \quad (29)$$

$$v_{R2} = i_{L2} R_2 \quad (30)$$

Substituindo (23) em (31), (24) em (32), (25) em (33), (29) em (31), (30) em (32) e isolando as derivadas temos:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{L_1} v_i - \frac{1}{L_1} v_c - \frac{R_1}{L_1} i_{L1} \quad (31)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{1}{L_2}v_c - \frac{1}{L_2}v_{bat} - \frac{R_2}{L_2}i_{L2} \quad (32)$$

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C}i_{L1} - \frac{1}{C}i_{L2} \quad (33)$$

Desta forma, temos as variáveis de estado em destaque, sendo estas a corrente nos indutores e a tensão no capacitor do filtro. Considerando a nomenclatura seguinte:

$$x_1' = \frac{di_{L1}}{dt} \quad (34)$$

$$x_2' = \frac{di_{L2}}{dt} \quad (35)$$

$$x_3' = \frac{dv_c}{dt} \quad (36)$$

Obtemos as equações na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} x_1' \\ x_2' \\ x_3' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{R_2}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [V_i] + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [V_{bat}] \quad (37)$$

A partir deste modelo serão desenvolvidos a malha de controle, serão simulados os circuitos e demais análises.

3.3.3 Projeto físico dos indutores

O projeto físico dos indutores seguiu a metodologia estruturada por (BELTRAME, 2009), onde são selecionados o fabricante, tipo e formato dos núcleos, no caso, núcleos toroidais do tipo Kool M μ ®. Conforme especificado no método, o modelo é selecionado a partir de (MAGNETICS, 2011), a partir da energia armazenada no núcleo. Esta é produto da indutância desejada e corrente de pico conforme Equação 38 e 39.

$$I_{pk} = I_{med} \cdot (1 + ripple) \quad (38)$$

$$E = L \cdot I_{pk}^2 \cdot 1000 \quad (39)$$

Com o núcleo selecionado, modelo 77548 da fabricante, foi utilizado o empilhamento de dois núcleos para o indutor de 60 μH , e um núcleo do mesmo modelo para o indutor de 20 μH . Após a seleção, é estimado o número de espiras para alcançar a indutância projetada, que, pode ser calculado pela Equação (40).

$$N(k) = \sqrt{\frac{Ll_e 10^8}{0,4\pi\mu(k)A_e}} \quad (40)$$

Onde

l_e – Comprimento de caminho (mm).

A_e – Sessão transversal (mm^2).

$\mu(k)$ – Permeabilidade inicial do núcleo selecionado.

A partir do número inicial de espiras estimado, deve-se realizar iterações de variação da permeabilidade relativa até que o número de espiras não varie significativamente. Por último, o valor de indutância na ausência de carga pode ser inferido através da Equação (41).

$$L = \frac{0,4\pi\mu(k+1)A_e N(k+1)^2}{l_e 10^8} \quad (41)$$

Realizando o procedimento no projeto dos indutores da aplicação, chegou-se nos seguintes valores para implementação dos indutores L_1 e L_2 expostos nas Tabelas 3 e 4:

Tabela 3 - Parâmetros físicos indutor L1

Parâmetro	Valor
Modelo do Núcleo	77548
Número de núcleos empilhados	2
Indutância projetada	60 μH
Número de espiras	22
Indutância sem corrente	122 μH
Condutor	Militz 63 x 37AWG
Número de condutores	4
Comprimento total de condutor	1,32 m
Resistência total	12 m Ω

Fonte: Autor.

Tabela 4 - Parâmetros físicos indutor L2

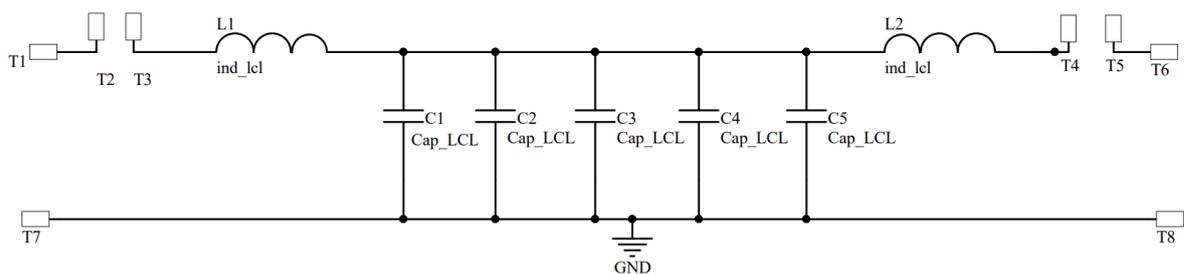
Parâmetro	Valor
Modelo do Núcleo	77548
Número de núcleos empilhados	1
Indutância projetada	20 μH
Número de espiras	16
Indutância sem corrente	32,4 μH
Condutor	Militz 63 x 37AWG
Número de condutores	4
Comprimento total de condutor	0,6 m
Resistência total	5 m Ω

Fonte: Autor.

3.3.4 Placa de circuito do filtro de potência

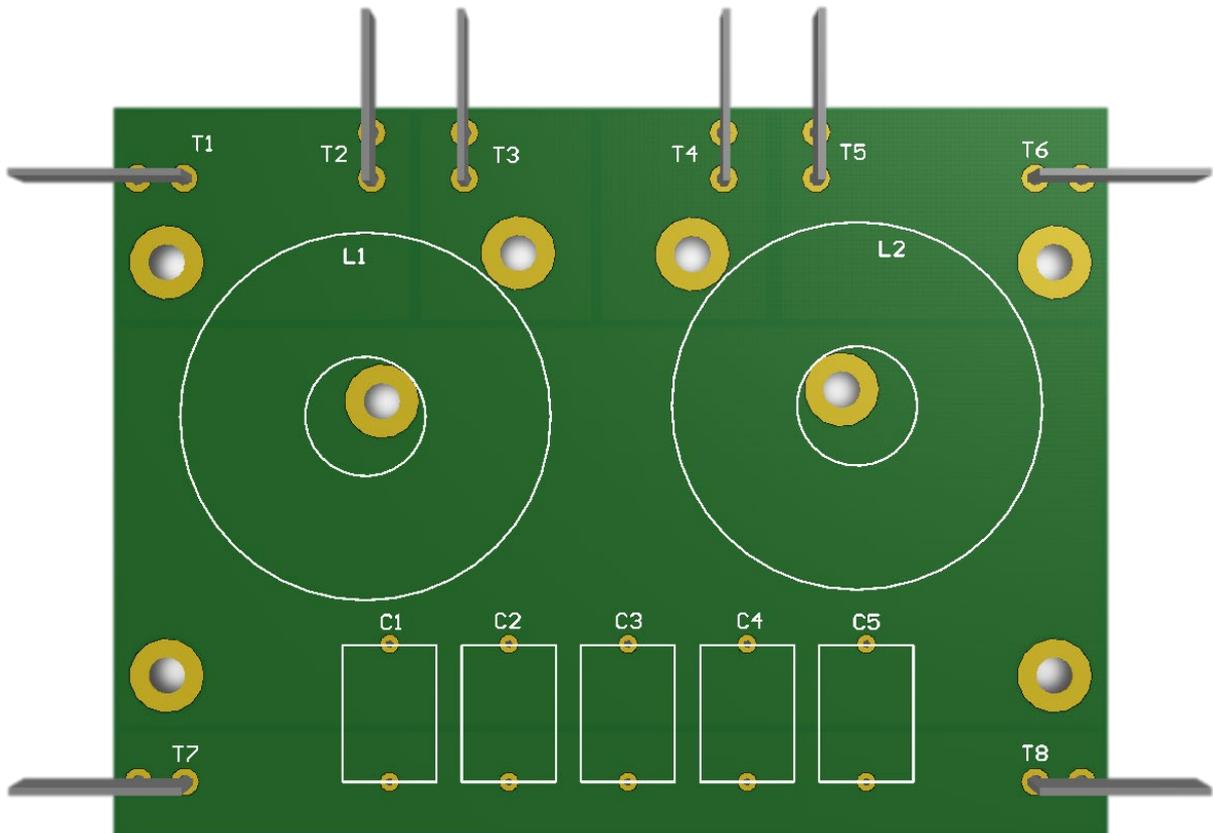
Para a implementação do filtro, além dos indutores construídos, foram selecionados cinco capacitores de poliéster com valor nominal de 10 μF , formando o valor projetado de 50 μF . Com os componentes definidos, foi projetada uma placa de circuito para implementar o filtro com conexões de entrada, saída e instrumentação. As Figuras 36 e 37 ilustram o esquemático elétrico e *layout* da placa projetada.

Figura 36 - Esquemático de placa do filtro LCL



Fonte: Autor.

Figura 37 - CAD de placa do filtro LCL



Fonte: Autor.

Os terminais T1 e T7 constituem as entradas de potência, T2 e T3 a conexão para medida de entrada de corrente, T4 e T5 são as conexões para medida de corrente de saída do filtro e T6 e T8 são a saída de potência do filtro.

3.4 CONVERSOR ELETRÔNICO

Para amplificar o sinal do PWM, foi projetado um conversor eletrônico, podendo ser dividido em três partes: entrada de potência e barramento capacitivo CC, *gate-drivers* e seleção de MOSFETs e PCB. Nessa sessão serão apresentados os tópicos citados.

3.4.1 Entrada de potência e barramento capacitivo CC

A potência advinda da fonte de alimentação do sistema alimenta um barramento capacitivo para evitar ondulações e surtos de tensão. Este barramento ainda é responsável por servir como dispositivo acumulador para a realização do controle de tensão na descarga das baterias, onde a fonte de alimentação é isolada do sistema devido a aplicação de um diodo impedindo a polaridade reversa.

Para o projeto deste barramento foi considerado cálculo para capacitores de filtro em retificadores, Conforme Equação (42).

$$C = \frac{V_{out}}{f_{sw} \frac{V_{cc}^2}{P_{cc}} V_{rpp}} \quad (42)$$

Onde:

V_{out} – Tensão na carga (24 V).

f_{sw} – Frequência de chaveamento (50 kHz).

V_{cc} – Tensão da fonte (24 V).

P_{cc} – Potência nominal (250 W).

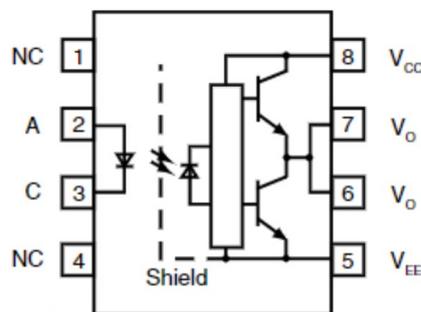
V_{rpp} – Tensão de ondulação (20 %).

Com este procedimento foi projetado um valor aproximado de 1 mF para o barramento. Considerando este valor, foram utilizados quatro capacitores eletrolíticos de 330 μ F para compor o barramento, totalizando 1,32 mF de capacitância nominal.

3.4.2 Gate-Drivers

Para o devido acionamento das chaves, foi considerado o CI VO3120 que possui um circuito *totem-pole* em sua saída e uma entrada opto-acoplada. A Figura 38 ilustra o esquema elétrico simplificado do circuito integrado.

Figura 38 - Circuito simplificado do VO3120

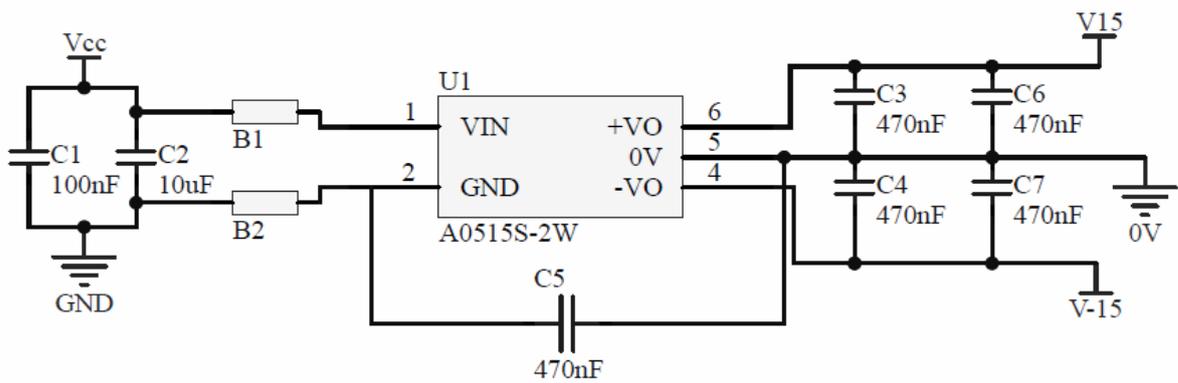
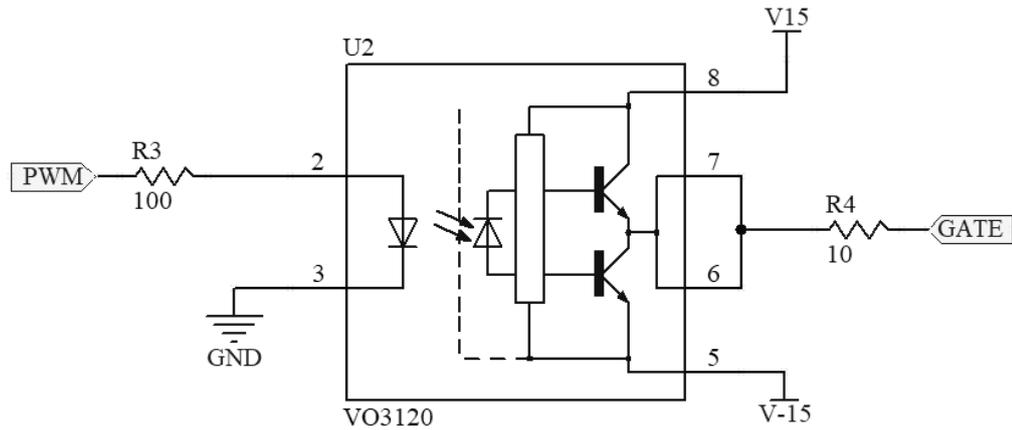


Fonte:(SEMICONDUCTORS, 2011).

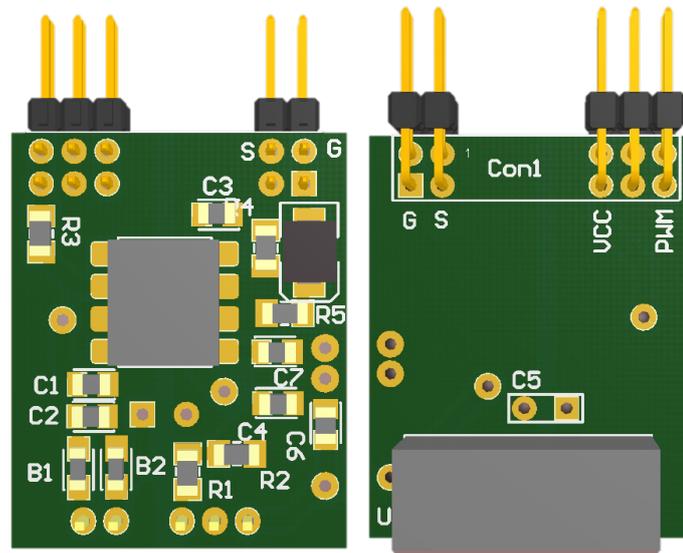
Para garantir uma comutação mais rápida das chaves, optou-se por utilizar alimentação simétrica na saída do circuito integrado, desta forma, foi empregada uma fonte isolada com entrada de 5 V e saída simétrica isolada de ± 15 V relativo à referência de saída.

Como decisão de projeto foi definida a característica modular aos circuitos de acionamento das chaves. A Figura 39 demonstra o esquemático do circuito completo e a Figura 40 demonstra o modelo CAD da placa de circuito impresso.

Figura 39 - Esquemático da placa de *gate driver*



Fonte: Autor.

Figura 40 - CAD da placa do *gate-driver*

Fonte: Autor.

3.4.3 MOSFET e placa de circuito do Conversor Eletrônico

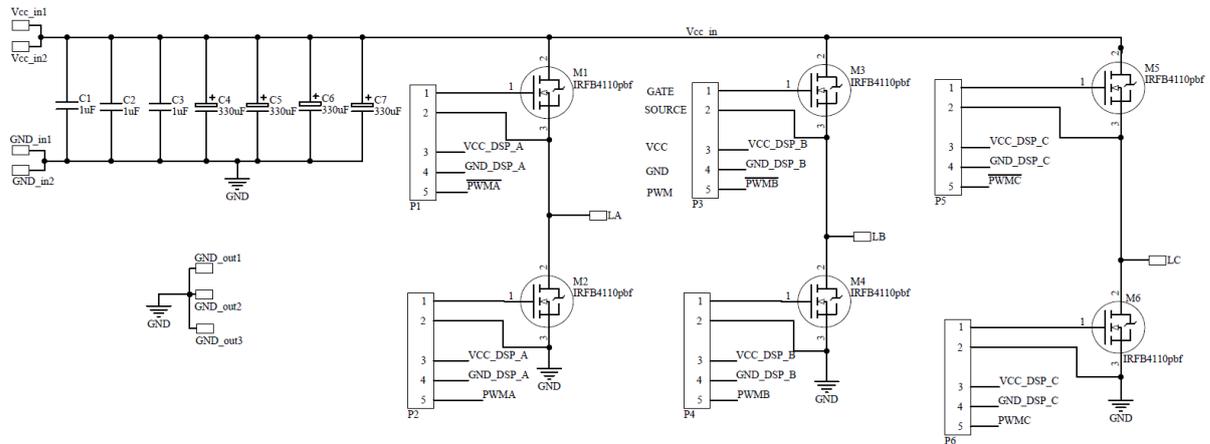
Para concluir o projeto e implementação do conversor foram selecionadas as chaves e projetada a placa do circuito de potência.

Para a seleção dos MOSFETs foi considerada a tensão e corrente de trabalho máximas para o projeto, 25 V e 10 A, respectivamente. Com estes parâmetros definidos, foram selecionadas as chaves IRFB4110pbf da fabricante NXP, que possuem tensão máxima de trabalho (V_{DS}) de 100 V, corrente de dreno máxima (I_D) de 120 A e resistência de saturação ($R_{DS(on)}$) de 4,5 m Ω .

Para a estruturação final do conversor, foi decidido construí-lo com três braços de operação, desta forma o mesmo poderia ser utilizado em futuros projetos, bem como a aplicação de diferentes filtros de potência, como o filtro de indutores intercalados, e até mesmo como etapa de chaves eletrônicas para um inversor trifásico. A aplicação proposta utiliza dois braços do conversor, um para o fluxo de potência da fonte para a bateria e um da bateria para a carga.

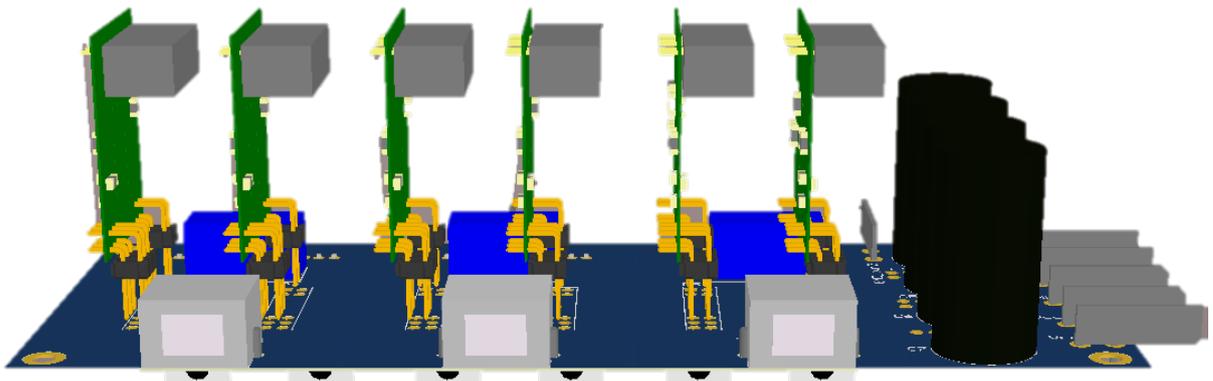
As Figuras 41 e 42 ilustram, o esquema da placa do conversor e o modelo CAD do mesmo.

Figura 41 – Circuito eletrônico do conversor



Fonte: Autor.

Figura 42 - Vista lateral CAD conversor

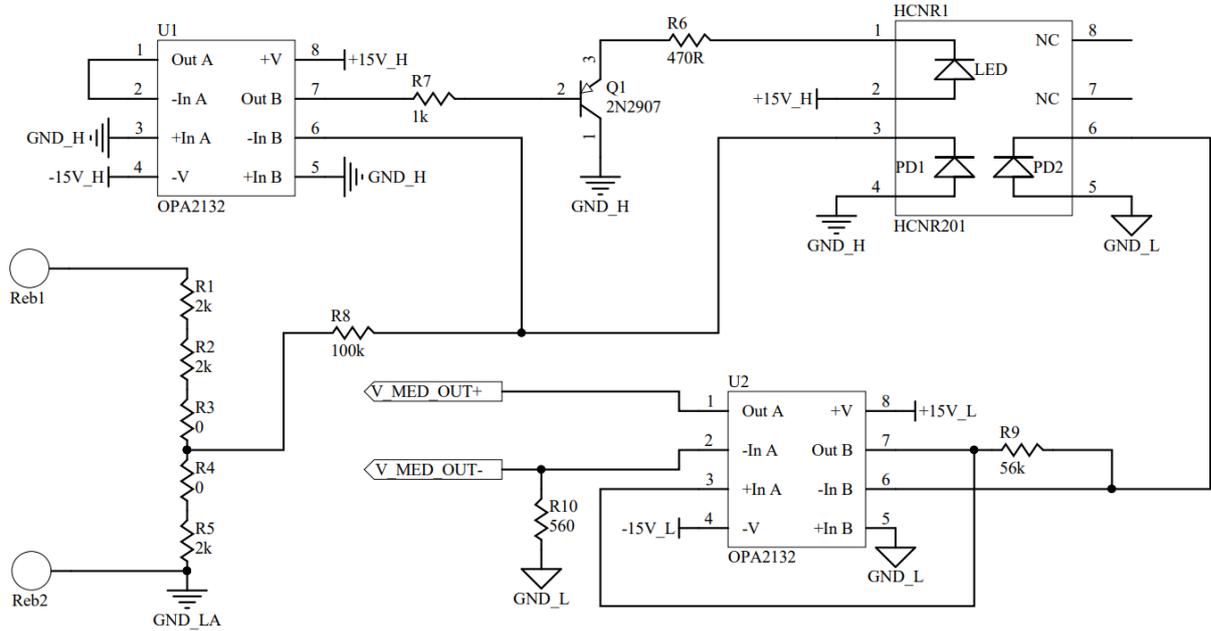


Fonte: Autor.

3.5 INSTRUMENTAÇÃO DE TENSÃO DO BARRAMENTO CC

Para aferir a tensão do barramento, foi modificado o sensor nomeado Instrumentação Boost V1.0 de (GONÇALVES, 2019). Este foi projetado com um divisor resistivo para que possa ser utilizado em diversos níveis de tensão, e tem como base o opto-acoplador linear HCNR201. Na aplicação, o sensor foi projetado para medição e 0 a 30 V. Ilustrado na Figura 43, pode-se observar o divisor resistivo com uma atenuação de três para a magnitude de entrada e também a rede de saída do circuito onde é gerada uma corrente de 0 a 15 mA para uma tensão de 0 a 30 V na entrada do instrumento.

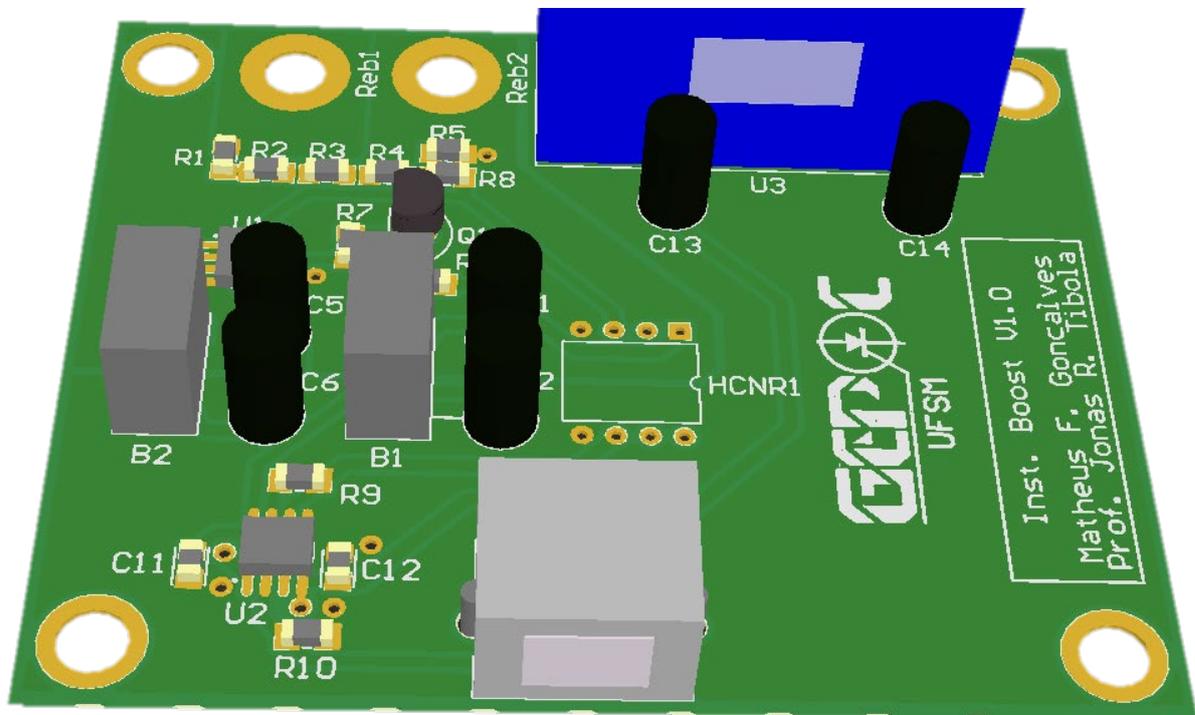
Figura 43 - Esquemático da placa de sensor de tensão do barramento



Fonte: Autor.

O modelo CAD do sensor é ilustrado na Figura 44.

Figura 44 – CAD da placa de sensor de tensão do barramento



Fonte: Autor.

3.6 INSTRUMENTAÇÃO DE TENSÃO DAS BATERIAS

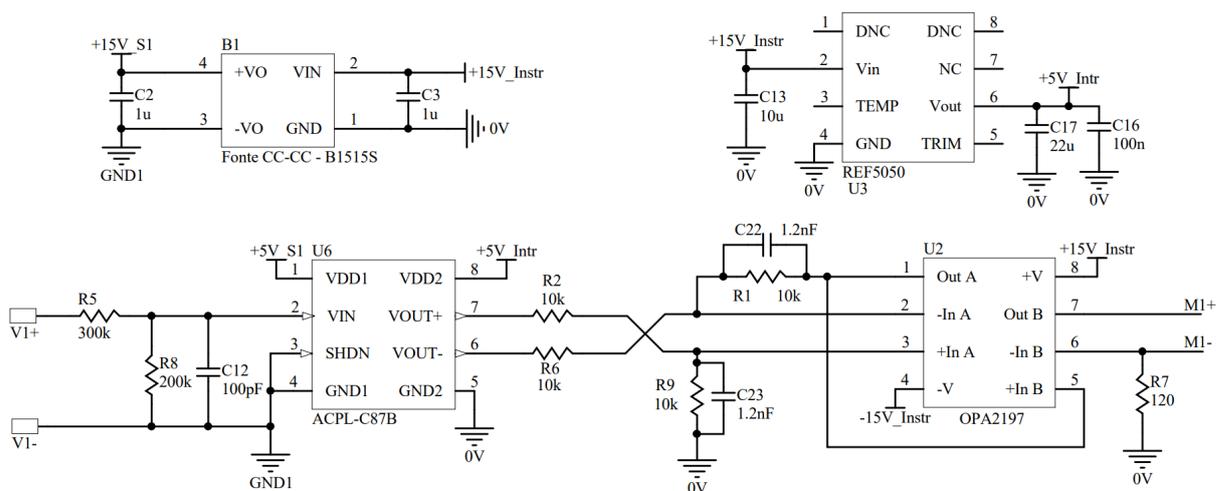
Para a instrumentação tensão das baterias, foi considerado um arranjo de até quatro células em série. Desta forma, considerando que cada conector RJ45 da placa de processamento possui instrumentação de duas medidas de sinal analógico, foi considerado construir sensores para instrumentação de duas células cada, com capacidade de medida de até 5 V como margem de segurança e utilizando medição isolada assim como os demais instrumentos.

Com a definição do escopo para o instrumento, foi definido o amplificador operacional óptico isolado, ACPL-C87B da fabricante Broadcom. Este circuito integrado possui entrada e saída diferencial, com amplitude de 0 a 2 V para entrada e saída, alimentação de 3 a 5,5 V e impedância de entrada de 1 G Ω , dispositivo voltado para medição de tensão.

Para adequação do sinal de entrada, foi definido um divisor resistivo para escalonar a medida projetada de 5 V para 2 V, e para alimentação dos circuitos integrados foram utilizadas fontes isoladas B1515S e reguladores lineares REF-5050, tornando o sensor totalmente isolado e modular.

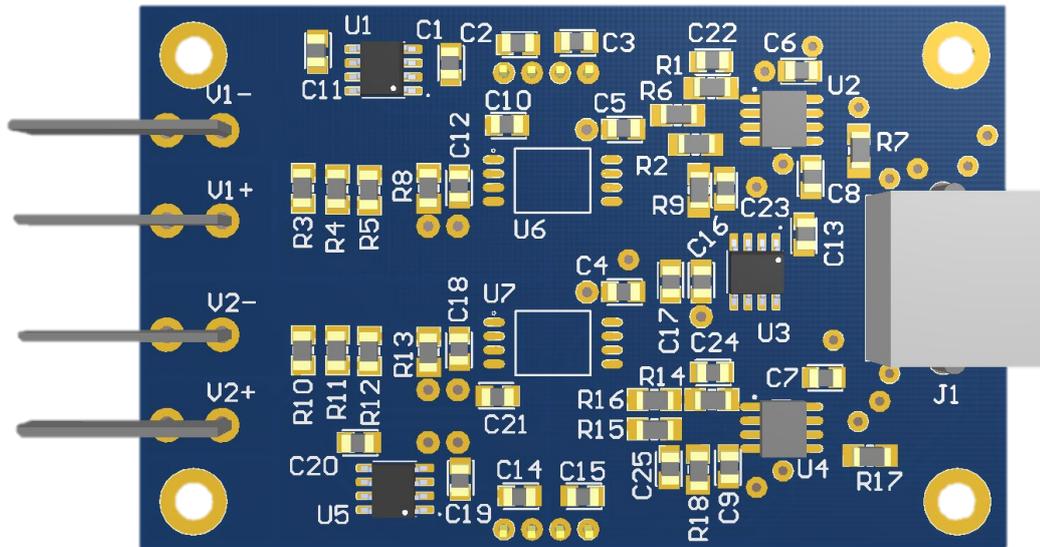
Para o circuito de saída do sinal, foi utilizado o CI OPA-2197, que possui dois amplificadores operacionais. Um foi utilizado em configuração subtrator, de forma a medir a saída diferencial do ACPL-C87B e outro foi utilizado em configuração de conversor tensão-corrente, de modo a adequar a medida à placa mãe do sistema. As Figuras 45 e 46 ilustram o esquemático do circuito descrito e o CAD do instrumento, respectivamente.

Figura 45 - Esquemático da placa do sensor isolado de tensão das baterias



Fonte: Autor.

Figura 46 - CAD da placa do sensor de tensão das baterias

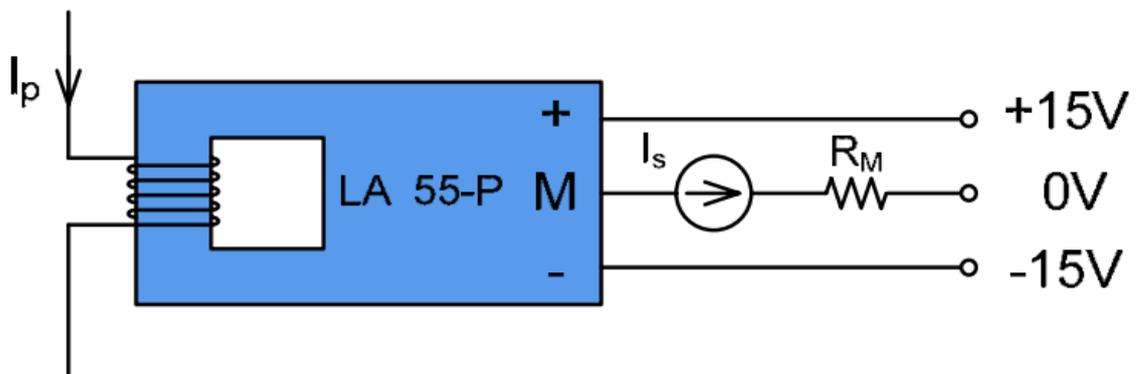


Fonte: Autor.

3.7 INSTRUMENTAÇÃO DE CORRENTES DO FILTRO LCL

Para instrumentação das correntes de entrada e saída do filtro de potência, neste caso foi utilizado o instrumento Sensor de Corrente Boost V1.0 de (GONÇALVES, 2019) adaptado para a aplicação. Como base do instrumento, é utilizado um sensor de corrente de efeito Hall LA-55P da fabricante LEM. Este sensor possui relação de espiras de 1000:1 e corrente de lado de alta nominal de até 50 A. Considerando a aplicação da corrente nominal de 10 A, foi decidido aplicar cinco voltas de cabo no sensor. A Figura 47 ilustra o esquemático de conexão do sensor.

Figura 47 - Circuito simplificado LA 55-P

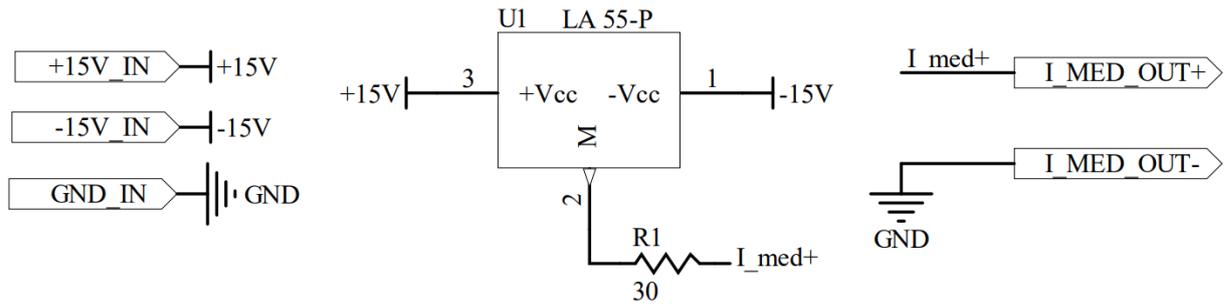


Fonte: (MASOUD, 2010).

Conforme apresentado na folha de especificações do instrumento, a resistência de medida (R_M) deve ter valor mínimo de 50 Ω . Como o sinal desejado é de $\pm 1,5$ V para adequar

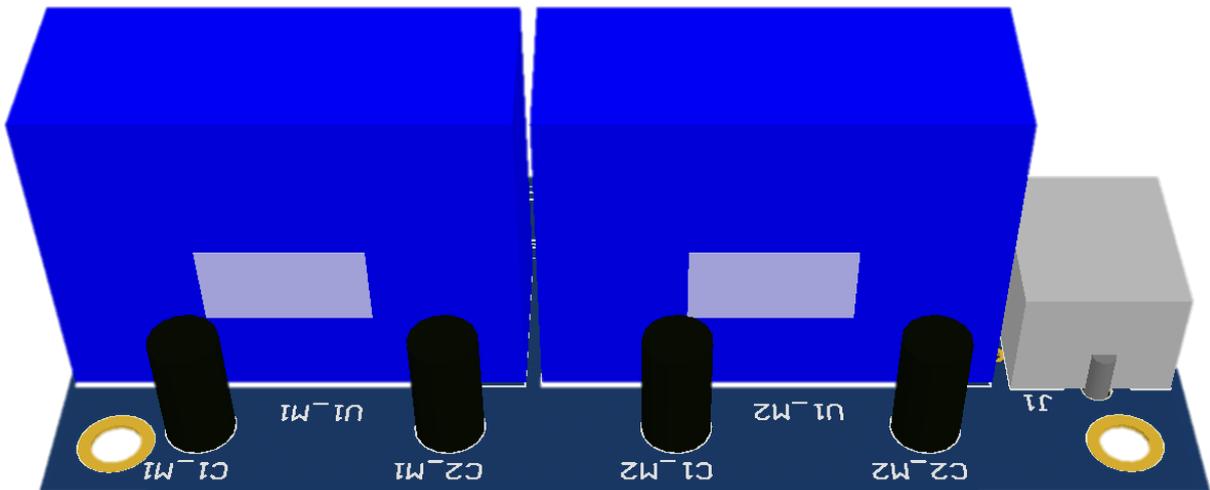
ao sinal de entrada da placa mãe utilizada, resulta em uma resistência de medida de 30Ω no módulo de processamento. Para adequar o circuito, foi inserido um resistor na placa do instrumento de 30Ω na saída de sinal, compondo a impedância de saída mínima para funcionamento previsto. Nas Figuras 48 e 49 são ilustrados o esquemático e o modelo 3D do sensor de corrente.

Figura 48 - Esquemático da placa sensor de corrente



Fonte: Autor.

Figura 49 - CAD da placa do sensor de corrente



Fonte: Autor.

3.8 FONTE DE ALIMENTAÇÃO DO CONVERSOR

Para a alimentação do sistema, foi selecionada uma fonte de tensão de nominal de 24 V e 480 W de potência. Esta fonte permite fornecer energia para o conversor, filtro e baterias, onde o projeto foi realizado para 10 A de carga máxima nas baterias. A fonte foi testada com carga resistiva para até 12 A e apresentou funcionamento satisfatório. A Figura 50 apresenta a fonte selecionada.

Figura 50 - Fonte de tensão utilizada (480 W)



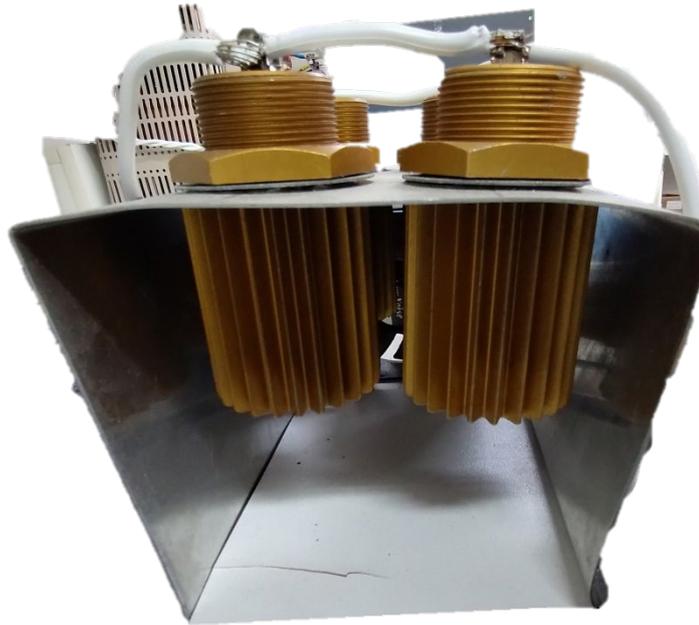
Fonte: Autor.

Para evitar retorno de corrente para a fonte na etapa de descarga, foi considerada a utilização de um diodo série na saída positiva da fonte, e a inclusão de uma malha de controle para a tensão do barramento CC capacitivo, com a energia advinda das células de bateria para uma carga resistiva.

3.9 CARGA RESISTIVA PARA ENSAIO DE DESCARGA

Para realização de ensaios de descarga, foi considerada uma resistência de 2Ω para uma corrente de até 10 A. Desta forma, foram selecionados quatro resistores de 2Ω para 200 W posicionando dois resistores série em paralelo com outro conjunto igual. Esta associação configura o mesmo valor de resistência, porém com o dobro da potência nominal. Os resistores foram montados em um suporte de alumínio e compõem parte do sistema implementado. A Figura 51 apresenta o conjunto de carga montado.

Figura 51 - Carga resistiva de 400 W



Fonte: Autor.

3.10 CONTROLE

Nesta sessão serão apresentados o projeto das malhas de controle aplicadas ao conversor. O sistema possui três malhas de controle. A primeira malha é chamada malha interna de corrente, e é a malha mais rápida do sistema e regula o seguimento de referência de corrente, tanto positiva como negativa em carga e descarga, respectivamente. A segunda malha desenvolvida é a malha de controle de tensão do barramento CC durante a descarga das baterias. Apenas durante a descarga das baterias esta malha mantém a tensão do barramento CC com um nível levemente superior à da fonte CC, colocando o diodo de proteção em bloqueio e evitando corrente reversa para a fonte. Por último, após ensaios realizados para caracterização da função de transferência de corrente de entrada para tensão das baterias, foi projetada a malha externa de tensão das baterias para o segundo estágio de carga de baterias.

3.10.1 Controle de corrente das baterias

Para o desenvolvimento da malha interna de corrente foi considerada a Equação (37) como o modelo no espaço de estados do sistema. Para melhor visualização, serão ilustradas as matrizes **A**, **B**, **C** e **D** nas Equações (43), (44), (45) e (46).

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{R_2}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \quad (43)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (44)$$

$$\mathbf{C} = [0 \quad 1 \quad 0] \quad (45)$$

$$\mathbf{D} = [0] \quad (46)$$

Quando observado o modelo descrito em (37), observa-se ainda uma matriz de ganhos para a tensão atual das baterias, esta é considerada um distúrbio não controlado por esta malha, mas com dinâmica conhecidamente muito mais lenta que a dinâmica do comportamento da corrente, assim, é ignorada no modelo para a malha de controle de corrente.

Com o modelo do sistema definido, em seguida foi realizada a discretização do sistema pelo método *zero order holder*, passos descritos nas Equações (47) e (48).

$$\mathbf{G}_0 = e^{\mathbf{A}T_s} \quad (47)$$

$$\mathbf{H}_0 = \mathbf{A}^{-1}(\mathbf{G}_0 - \mathbf{I}_{3 \times 3})\mathbf{B} \quad (48)$$

Onde:

T_s – Período de chaveamento, 20 μ s.

Em seguida, foi inserido o atraso de transporte unitário, tendo em vista a atualização da razão cíclica ao início da interrupção de controle, no sistema discreto conforme descrito em (49), (50), (51) e (52).

$$\mathbf{G}_1 = \left[\begin{array}{ccc|c} \mathbf{G}_{03 \times 3} & & & \mathbf{H}_{03 \times 1} \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 \end{array} \right] \quad (49)$$

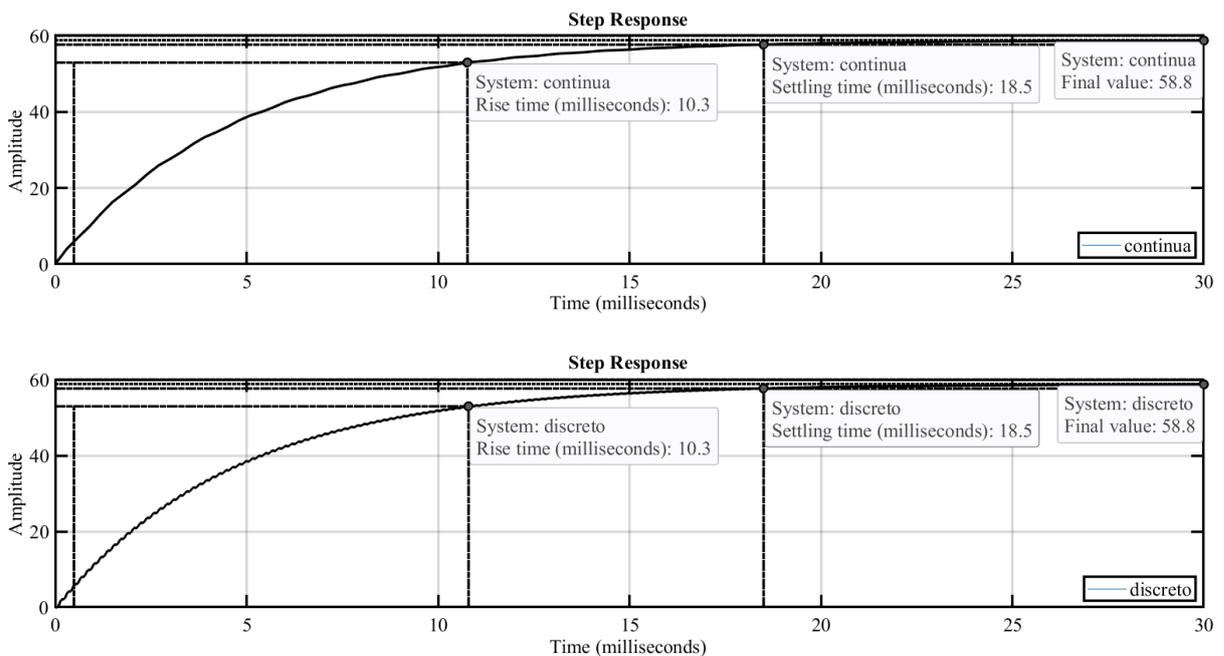
$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (50)$$

$$\mathbf{C}_1 = [\mathbf{C}_{01 \times 3} \quad 0] \quad (51)$$

$$\mathbf{D}_1 = [\mathbf{D}_0] \quad (52)$$

Após a discretização e inserção do atraso de transporte, foi simulada a resposta do sistema para uma entrada em degrau unitário. A Figura 52 ilustra as respostas de ambos os modelos.

Figura 52 - Comparação de modelos contínuo e discreto em resposta ao degrau



Fonte: Autor.

Com o modelo discretizado e com atraso de transporte implementado, foi definido um sistema de controle por retroação de estados com servo mecanismo para a aplicação, onde os requisitos para a resposta foram definidos como:

- Erro de posição nulo em regime;
- Resposta transitória de um filtro passa baixa com frequência de corte (ω) de 2500 Hz;

Para implementar o servo mecanismo no sistema, é necessário adicionar ao modelo do sistema um integrador do erro relativo à referência. O procedimento para a inserção do integrador segue conforme Equações (53), (54), (55) e (56).

$$\mathbf{G}_2 = \left[\begin{array}{c|c} & 0 \\ & 0 \\ \mathbf{G}_{14 \times 4} & 0 \\ & 0 \\ \hline -\mathbf{C}_{11 \times 4} & 1 \end{array} \right] \quad (53)$$

$$\mathbf{H}_2 = \left[\begin{array}{c} \mathbf{H}_{13 \times 1} \\ \hline 0 \end{array} \right] \quad (54)$$

$$\mathbf{C}_2 = \left[\mathbf{C}_{11 \times 4} \quad \bigg| \quad 0 \right] \quad (55)$$

$$\mathbf{D}_2 = \left[\mathbf{D}_1 \right] \quad (56)$$

Para retroação total de estados, foi considerado como polo dominante para o sistema um polo real na frequência de 2500 Hz (ω) com a ideia de atender os requisitos definidos para o sistema. Os demais polos, foram divididos em dois pares de polos complexos conjugados com constante de amortecimento (ζ) de 0,7 posicionados em frequências quatro e seis vezes maior que a do polo dominante. Os polos foram definidos conforme as Equações (57), (58), (59), (60) e (61).

$$p1 = e^{-T_s \omega \pi^2} \quad (57)$$

$$p2 = e^{-T_s 4\omega 2\pi} \cos(4\omega T_s \sqrt{1-\zeta^2}) + j \sin(4\omega T_s \sqrt{1-\zeta^2}) \quad (58)$$

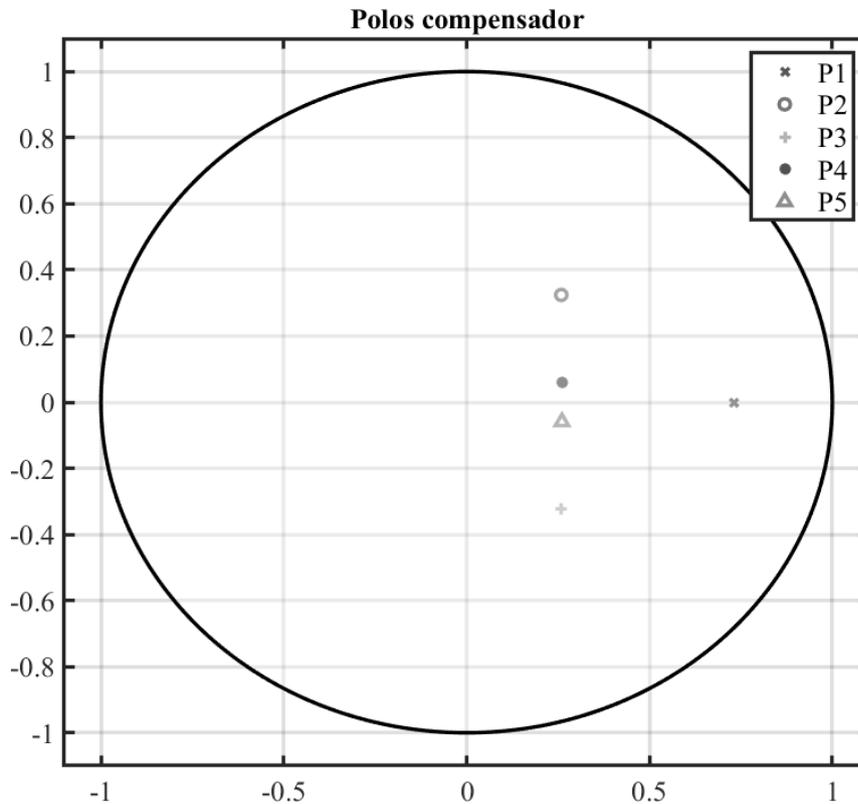
$$p3 = e^{-T_s 4\omega 2\pi} \cos(4\omega T_s \sqrt{1-\zeta^2}) - j \sin(4\omega T_s \sqrt{1-\zeta^2}) \quad (59)$$

$$p4 = e^{-T_s 6\omega 2\pi} \cos(6\omega T_s \sqrt{1-\zeta^2}) + j \sin(6\omega T_s \sqrt{1-\zeta^2}) \quad (60)$$

$$p5 = e^{-T_s 6\omega 2\pi} \cos(6\omega T_s \sqrt{1-\zeta^2}) - j \sin(6\omega T_s \sqrt{1-\zeta^2}) \quad (61)$$

A Figura 53 ilustra os polos resultantes no plano Z.

Figura 53 - Polos do compensador



Fonte: Autor.

Definidos os polos desejados em malha fechada, os ganhos da matriz K que atende o sistema de controle são obtidos a partir da fórmula de Ackerman, conforme as Equações (62), (63) e (64).

$$\Phi_A = (\mathbf{G2} - p1 \cdot \mathbf{I}_5) \times (\mathbf{G2} - p2 \cdot \mathbf{I}_5) \times (\mathbf{G2} - p3 \cdot \mathbf{I}_5) \times (\mathbf{G2} - p4 \cdot \mathbf{I}_5) \times (\mathbf{G2} - p5 \cdot \mathbf{I}_5) \quad (62)$$

$$\mathbf{C} = [\mathbf{G2}^0 \cdot \mathbf{H2} \quad \mathbf{G2}^1 \cdot \mathbf{H2} \quad \mathbf{G2}^2 \cdot \mathbf{H2} \quad \mathbf{G2}^3 \cdot \mathbf{H2} \quad \mathbf{G2}^4 \cdot \mathbf{H2}] \quad (63)$$

$$\mathbf{K} = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] \mathbf{C}^{-1} \Phi_A \quad (64)$$

Resolvendo (64), temos:

$$\mathbf{K} = [6,1883 \quad -0,3951 \quad 4,3055 \quad 1,7131 \quad -0,7651] \quad (65)$$

Onde:

$K(1)$ – Ganho de retroação para primeira variável de estado (K_1);

$K(2)$ – Ganho de retroação para segunda variável de estado (K_2);

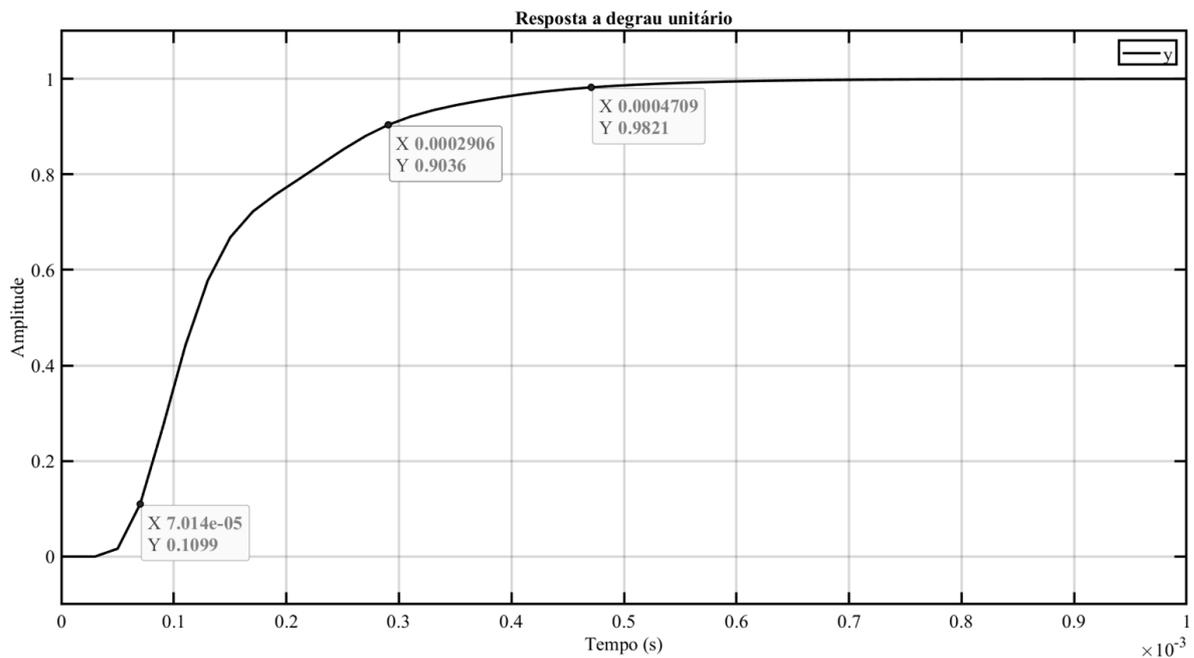
$K(3)$ – Ganho de retroação para a terceira variável de estado (K_3);

K (4) – Ganho de retroação relativo à ação de controle (K_u);

K (5) – Oposto do ganho de para o integrador inserido no sistema ($-K_i$).

Com os ganhos do compensador definidos, pode-se analisar a resposta ao degrau unitário da corrente de saída conforme Figura 54, onde é confirmada a adequação do projeto aos requisitos para a malha de corrente.

Figura 54 - Resposta ao degrau em malha fechada



Fonte: Autor.

3.10.1.1 Observador de estados

No sistema implementado são realizadas as medidas das correntes de entrada e saída do filtro LCL, chamadas iL_1 e iL_2 , entretanto, não foi empregado um dispositivo de medição para a tensão no capacitor do filtro LCL (v_{cf}). Sendo essa uma variável de estado, foi necessário desenvolver um observador de estados para o dispositivo. Neste caso foi definido um observador de estados de Luemberger, que é definido pela observação total do estado do sistema.

Primeiramente, foi confirmada a observabilidade do sistema, conforme a Equação (12), É necessário analisar o posto da matriz, ilustrada com valores na Equação (66).

$$\mathbf{M}_o = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0,191 & 0,804 & 0,911 & 0,022 \\ 0,663 & 0,327 & 1,354 & 0,137 \\ 1,174 & -0,188 & 1,106 & 0,309 \end{bmatrix} \quad (66)$$

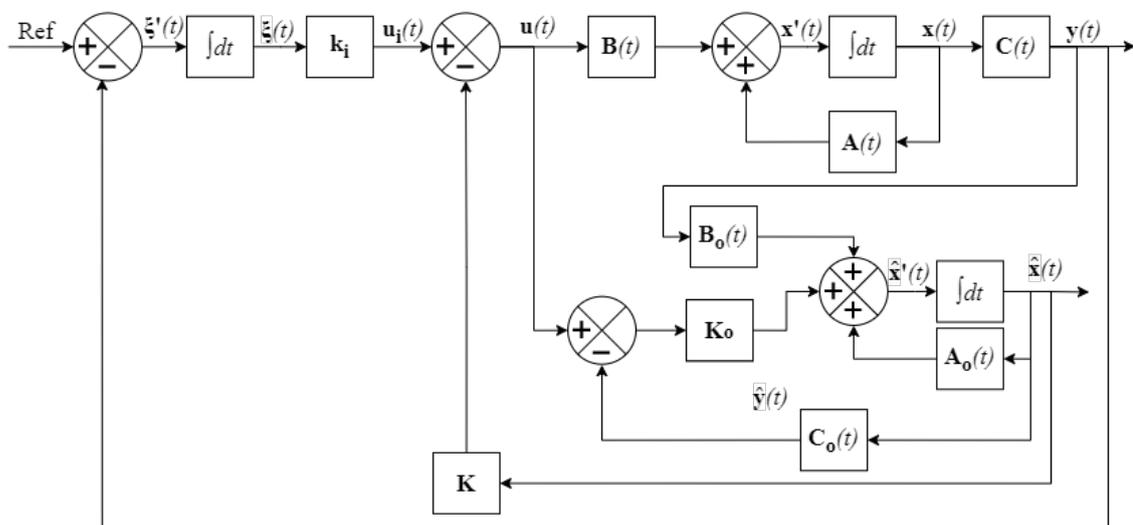
Analisando a matriz \mathbf{M}_o pode-se observar que esta possui posto 4, mesma ordem do sistema sem o integrador, desta forma, o sistema é dito observável.

Para definir os ganhos do observador de estados, foram projetados quatro polos, posicionados em frequências de 4, 7, 9 e 10 vezes acima da frequência da malha de controle (2500 Hz). Assim utilizando a fórmula de Ackerman, como em (62), (63) e (64) foi possível definir os ganhos do observador, conforme (67).

$$\mathbf{K}_o = [0,821 \quad 1,984 \quad 0,847 \quad 0,003] \quad (67)$$

Com o compensador e o observador de estados projetados concluiu-se o projeto da malha interna de controle do sistema. Na Figura 55 é ilustrada a malha interna de controle de corrente.

Figura 55 - Diagrama de blocos de malha de corrente



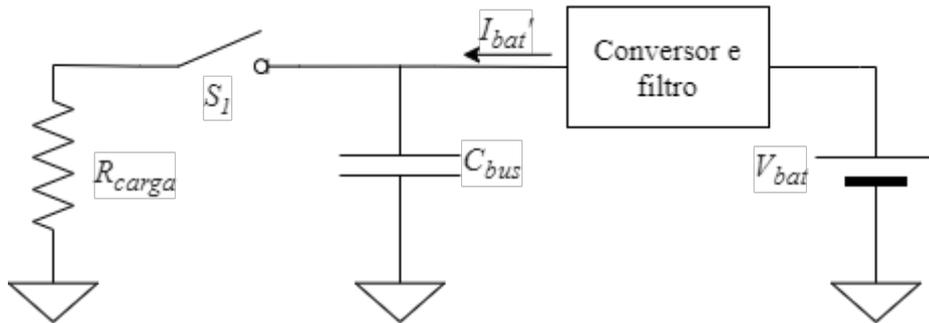
Fonte: Autor.

3.10.2 Malha de tensão do barramento CC

Devido características construtivas, quando o sistema é utilizado para descarga de baterias, é necessário elevar a tensão do barramento, utilizando a energia das células de lítio, para que haja o bloqueio do diodo empregado no terminal positivo da fonte de alimentação.

Esta malha de controle foi projetada considerando o circuito simplificado ilustrado na Figura 56.

Figura 56 - Circuito simplificado para descarga



Fonte: Autor.

Nesta malha optou-se por controlar o balanço de energia no circuito RC paralelo, considerando a função de transferência em tempo contínuo da Equação (68).

$$\frac{d(E_{cap})}{dt} = P_{bat} - P_{Rcarga}$$

$$\text{Onde: } E_{cap} = \frac{1}{2} C_{bus} v_{cc}^2(t), \quad P_{bat} = V_{bat} i_{bat}(t), \quad P_{Rcarga} = \frac{(u_1 V_{cc})^2}{R_{carga}}$$

Considerando P_{bat} como um distúrbio:

$$\frac{C_{bus}}{2} v_{cc}^2 = -\frac{(u_1 V_{cc})^2}{R_{carga}}$$

$$v_{cc}^2 = -\frac{2(u_1 V_{cc})^2}{C_{bus} R_{carga}}$$

Considerando a substituição, $u_1 = \sqrt{u_{1aux}}$, substituindo na equação anterior: e aplicando Laplace:

$$G_{vcc}(s) = \frac{v_{cc}^2}{u_{1aux}} = -\frac{2V_{cc}^2}{sC_{bus}R_{carga}} \quad (68)$$

Aplicando valores e discretizando a função com a frequência de 5 kHz definida para a malha. Ou seja, a cada dez passos da malha interna de corrente, utilizando o método de retentor de ordem zero, temos (69).

$$G_{vcc}(z) = -\frac{87,273}{z-1} \quad (69)$$

Para o projeto da malha foi desejado uma margem de fase de 70 ° e uma banda passante de 200 Hz.

Considerando a diferença de margem de fase atual (PM) e desejada (PM_d) e a banda desejada para o sistema em malha fechada, foi calculada a frequência do zero do controlador PI discreto proposto para a malha de controle da tensão do barramento, conforme (TIBOLA et al., 2016), conforme Equação (70).

$$\omega_n = \frac{\sin(T_s \omega_d) + 2 \left[\sin\left(\frac{T_s \cdot \omega_d}{2}\right) \right]^2 \tan(\phi_d)}{\sin(T_s \omega_d) - 2 \left[\sin\left(\frac{T_s \cdot \omega_d}{2}\right) \right]^2 \tan(\phi_d)} \quad (70)$$

Onde:

ω_n - Frequência do zero do compensador.

ω_d - Frequência desejada para malha fechada.

ϕ_d - Atraso de fase projetado.

T_s - Período de chaveamento da malha (200 μ s).

O projeto de atraso de fase se dá pela Equação (71).

$$\phi_d = PM - (\pi + \angle G(e^{j\omega_d T_s})) \quad (71)$$

Após o projeto da frequência do zero, é considerado o compensador com ganho unitário ($C_{aux}(e^{j\omega_d T_s})$) para que seja calculado o ganho necessário para que, na frequência de passagem desejada, a função de transferência de malha aberta possua ganho unitário, conforme Equação 72.

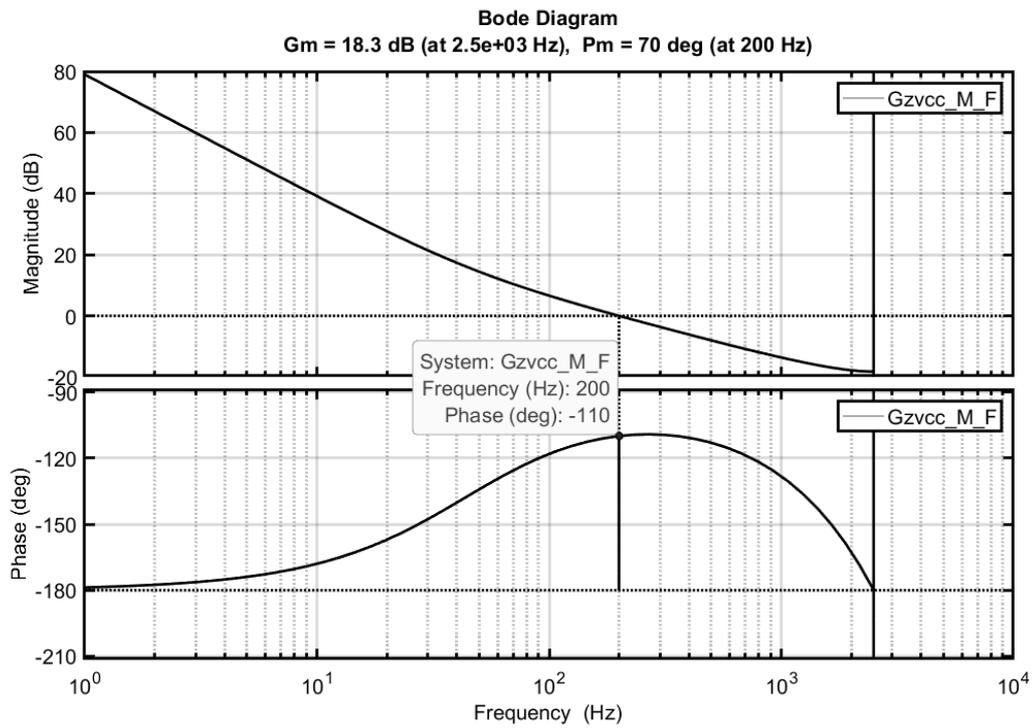
$$k_{pi} = - \frac{1}{|G(e^{j\omega_d T_s})| \cdot |C_{aux}(e^{j\omega_d T_s})|} \quad (72)$$

Pelo procedimento utilizado, os valores encontrados para ω_n e k_{pi} são 0,9442 e - 0,0029, respectivamente, e a função de transferência do controlador PI é apresentada em (73).

$$C(z) = \frac{k_{pi}(z - \omega_n)}{(z - 1)} \quad (73)$$

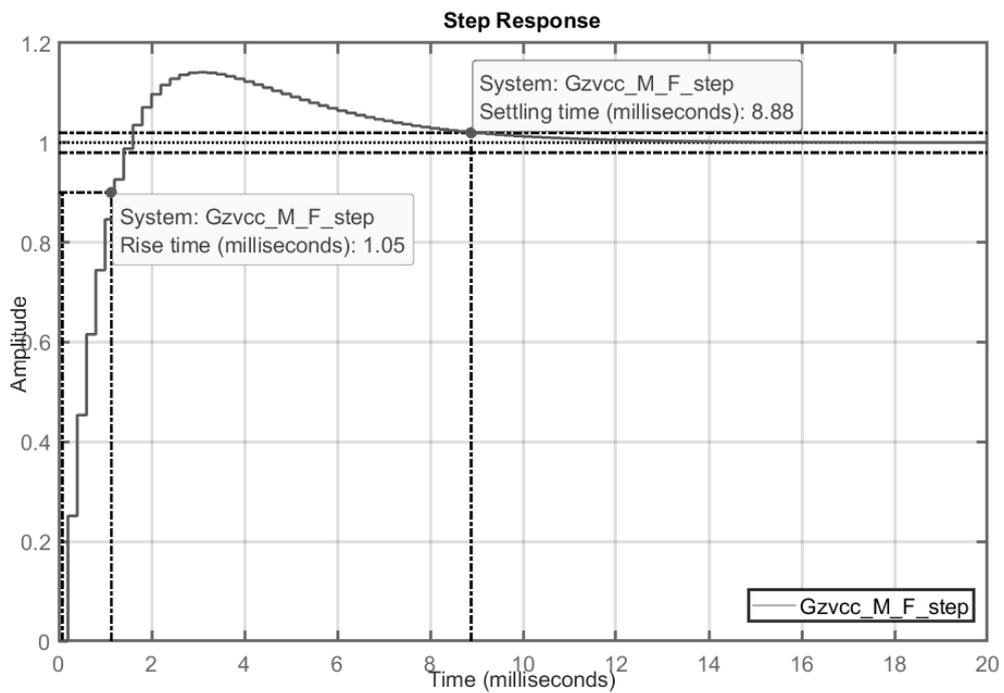
Analisando o diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta para o sistema compensado, pode-se verificar que o controlador PI satisfaz o projeto. Na Figura 57 e na Figura 58 pode-se analisar o desempenho estável e adequado para a resposta ao degrau unitário.

Figura 57 - Diagrama de Bode de malha aberta.



Fonte: Autor.

Figura 58 - Resposta ao degrau unitário

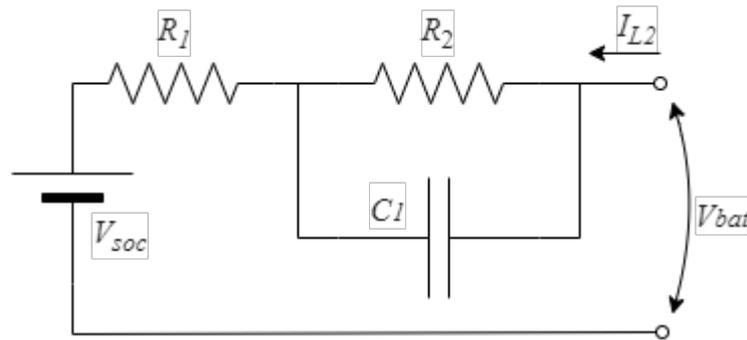


Fonte: Autor.

3.10.3 Malha de tensão das baterias

Em procedimentos de carga de baterias de lítio, a última etapa da carga é realizada em tensão constante. Para caracterizar a função de transferência G_{vbat} foram realizados ensaios de degrau de corrente, monitorando a tensão da bateria ao longo do tempo. Assim, foi considerado o circuito ilustrado na Figura 59 como circuito equivalente para célula e foram estimados os valores $R_1 = 24 \text{ m}\Omega$, $R_2 = 7 \text{ m}\Omega$ e $C_1 = 2600 \text{ F}$.

Figura 59 - Circuito equivalente Thèvenin para bateria



Fonte: Autor.

A função de transferência G_{vbat} segue conforme Equação (74), com constante de tempo de aproximadamente 19 s. Na Equação 75, tem-se a função de transferência discreta e com valores aplicados.

$$G_{vbat}(s) = R_1 + \frac{R_2}{R_2 C_1 s + 1} \quad (74)$$

$$G_{vbat}(z) = \frac{0,0242(z - 0,0242)}{z - 1} \quad (75)$$

Com o modelo definido foi projetado um controlador PI para o controle de seguimento de referência de tensão para baterias, utilizando os mesmos métodos apresentados em (70), (71), (72), e (73). Foi determinada uma margem de fase de 85° em 0,3 Hz, e assim, um controlador discreto com ϖ_n e k_{pi} são 0,998 e 4870,3. Nas Figuras 60 e 61, respectivamente, é possível verificar o diagrama de Bode de malha aberta compensada e a resposta ao degrau para o rastreamento da referência.

Figura 60 - Diagrama de Bode de malha aberta

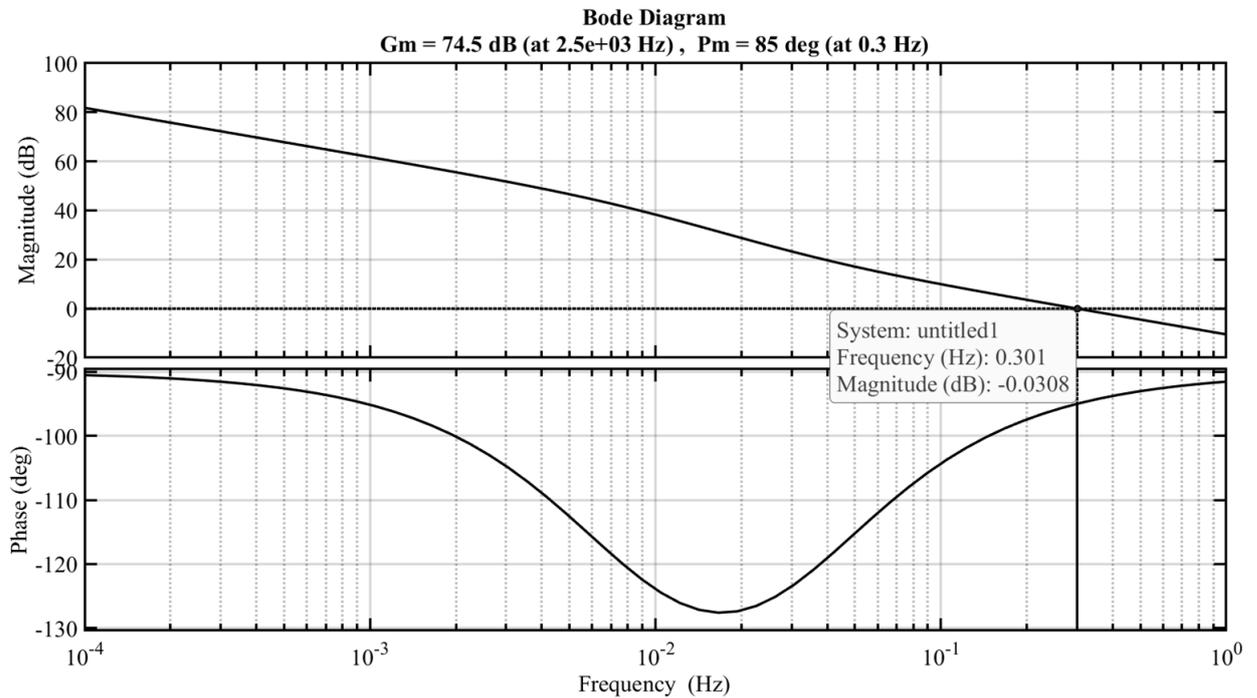
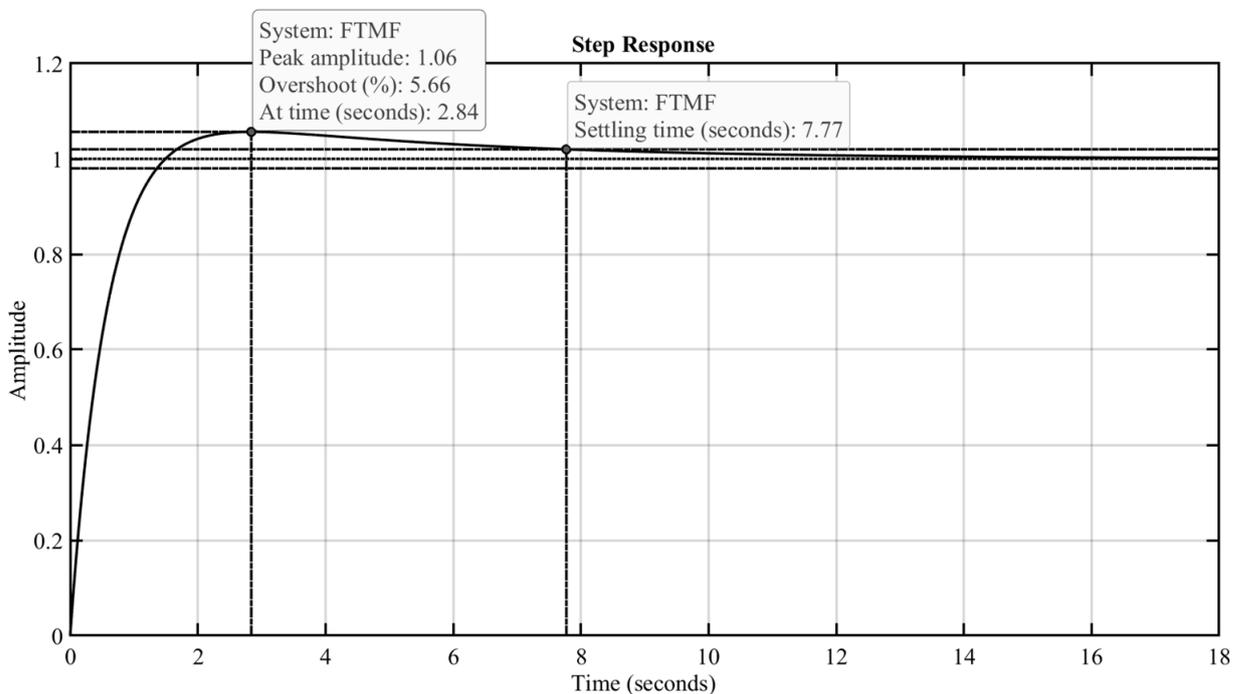


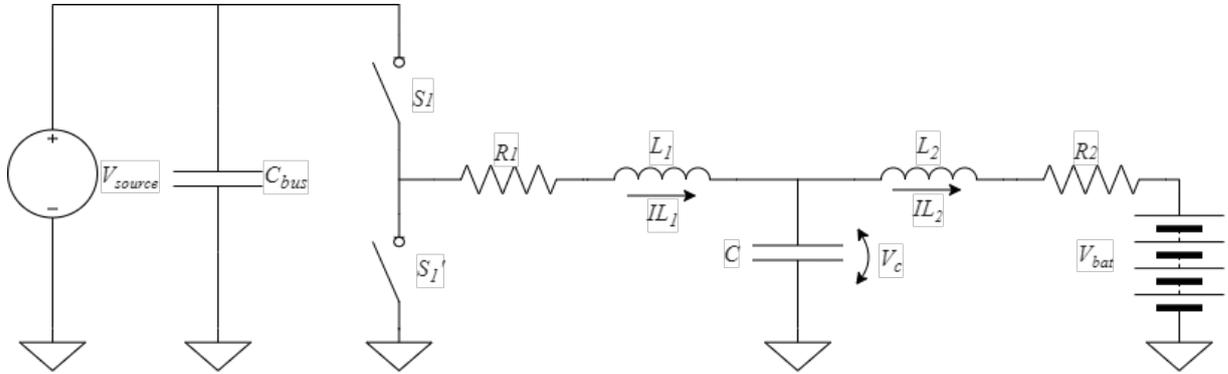
Figura 61 - Resposta ao degrau para o sistema compensado



Com este projeto, ficam completas as malhas de controle necessárias para a implementação dos ciclos de carga e descarga dos pacotes de baterias de lítio. Na Figura 62, pode ser visto o circuito simplificado para carga de baterias e nas Figuras 63 e 64 são ilustrados

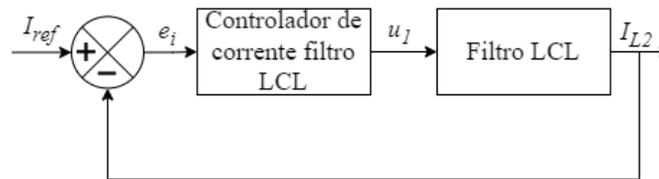
os diagramas e blocos para as malhas de controle de carga em corrente constante e tensão constante, respectivamente.

Figura 62 - Circuito simplificado do conversor em carga



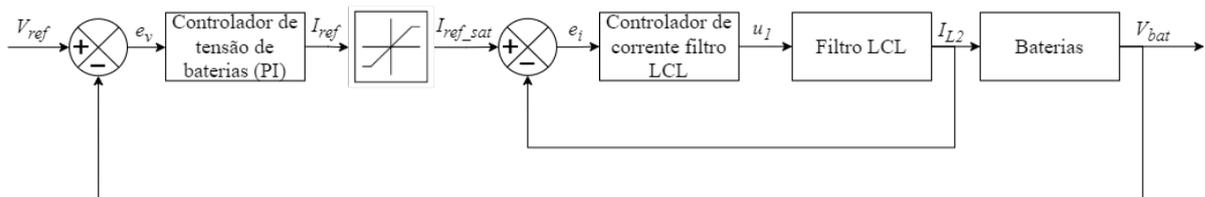
Fonte: Autor.

Figura 63 - Malha de controle para corrente constante



Fonte: Autor.

Figura 64 - Controle em cascata de corrente e tensão de carga

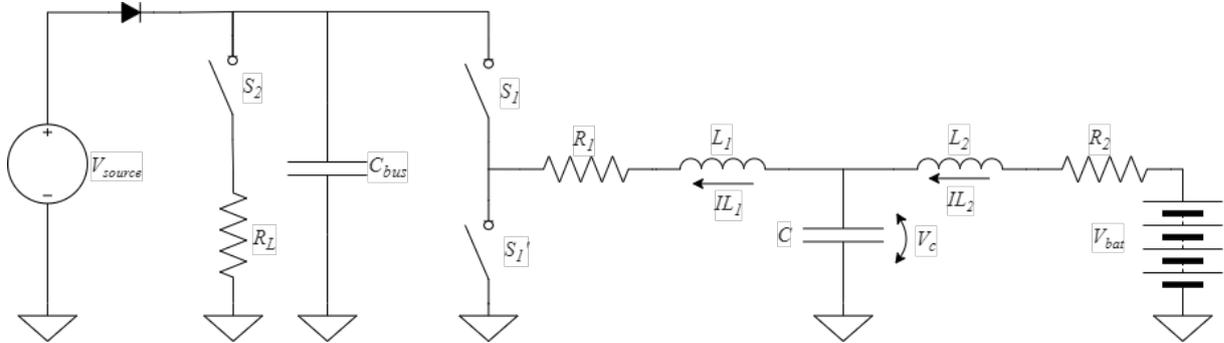


Fonte: Autor.

Para o procedimento de descarga, é necessário o desacoplamento da fonte, que ocorre com o aumento da tensão no barramento CC (C_{bus}) do conversor e a polarização reversa de um diodo série no terminal positivo da fonte de alimentação. Com este objetivo aciona-se a malha de controle de tensão do barramento, que comanda o segundo braço de chaves (S_2). A lei de controle é baseada na energia armazenada no barramento, como apresentado na Equação (68), desta forma, é necessário condicionar a ação de controle para que se adeque ao atuador que modula a tensão na resistência, multiplicando a ação pelo valor da resistência e em seguida calculando a raiz quadrada no produto. A Figura 65 ilustra o circuito completo do sistema de

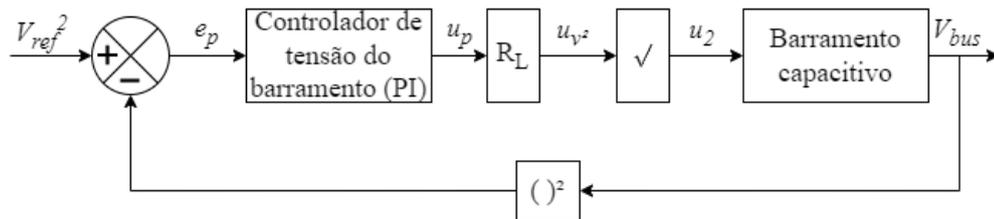
baterias e a Figura 66 apresenta o diagrama de blocos da malha de controle de tensão do barramento.

Figura 65 - Circuito completo do sistema.



Fonte: Autor

Figura 66 - Diagrama de blocos de controle de tensão do barramento CC



Fonte: Autor.

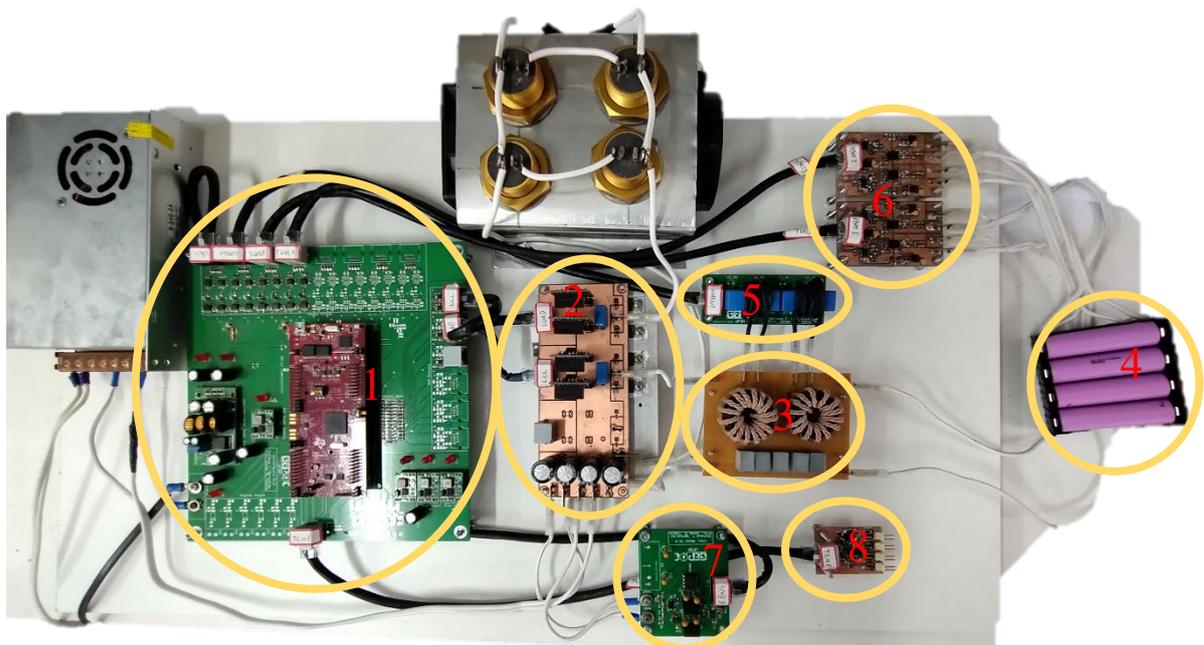
4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo são apresentados os resultados práticos obtidos na implementação do conversor e seus periféricos. Primeiramente, é apresentada a estrutura física do sistema desenvolvido como um todo, depois são demonstrados os dados dos ensaios de calibração dos sensores, em seguida a lógica de *firmware* implementada e, por fim, são demonstrados os resultados dos ensaios de funcionamento do sistema completo.

4.1 SISTEMA IMPLEMENTADO

Após a aquisição dos componentes e a confecção das placas de circuito impresso necessárias, foi realizada a montagem da bancada de ensaios. Nesta, foram posicionados os módulos que constituem o sistema de forma a aproximar o circuito de potência e de forma periférica os módulos de instrumentação. Além da fonte de tensão e a carga resistiva já apresentado, também foram montados a placa mãe, o conversor eletrônico com os *gates-drivers* atrelados, o filtro LCL, conjunto de baterias e os sensores. A Figura 67 ilustra a bancada em detalhe.

Figura 67 - Bancada de ensaios.



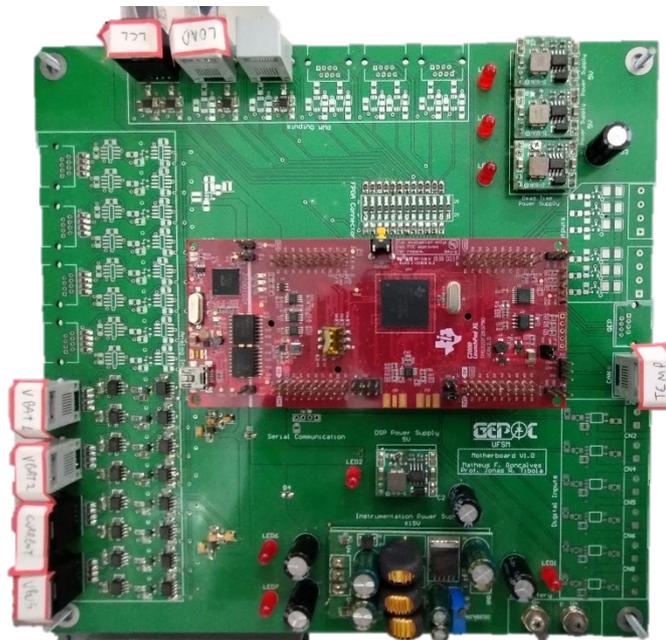
Fonte: Autor.

Onde:

1. Placa mãe
2. Conversor eletrônico
3. Filtro LCL
4. Conjunto de baterias
5. Sensores de corrente
6. Sensores de tensão das baterias
7. Sensor de tensão do barramento
8. Sensor de temperatura

A placa mãe, ou módulo de processamento, teve suas entradas de instrumentação analógicas projetadas conforme os sinais em corrente advindos dos sensores, ilustrados na parte inferior esquerda da Figura 68. Na parte superior esquerda estão montados os circuitos de saída modulada em largura de pulso, e no conector a direita, foi modificada a interface CAN para que fosse conectado o módulo sensor de temperatura, que foi confeccionado e implementada a comunicação I2C no *firmware* do sistema, porém não calibrado neste trabalho.

Figura 68 - Módulo de processamento.

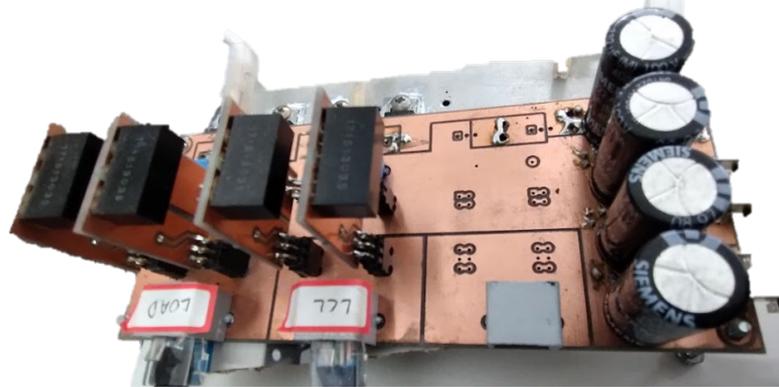


Fonte: Autor.

O módulo de conversor eletrônico foi implementado de forma que os *gate-drivers* sejam modulares, permitindo a substituição prática em caso de falha ou mal funcionamento, ainda, possui um dissipador de calor na parte inferior, onde as chaves semicondutoras são posicionadas. Foi previsto um terceiro braço no conversor, permitindo a expansão do projeto e a utilização de outras do conjunto conversor / filtro, como por exemplo a topologia de indutores

intercalados, ou até a mesmo a utilização de outro periférico para o sistema. A Figura 69 apresenta a montagem do módulo.

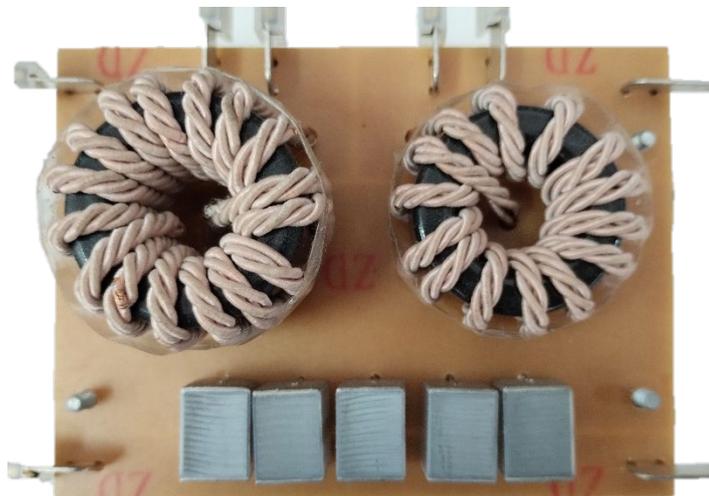
Figura 69 - Conversor eletrônico.



Fonte: Autor.

A placa do filtro LCL consiste na disposição dos componentes passivos do filtro e as conexões necessárias para entrada e saída de potência, bem como acesso à linha de correntes de entrada e saída em série, para a instrumentação das variáveis correspondentes. A Figura 70 demonstra o módulo de filtro.

Figura 70 - Filtro LCL.



Fonte: Autor.

O conjunto de baterias utilizado possui configuração de quatro células em série e uma paralelo (4s1p). Este conjunto foi montado em um suporte plástico com terminais metálicos, facilitando a substituição de células, mantendo as conexões com o sistema de forma prática. As células utilizadas no ensaio possuem tensão e capacidades nominais de 3,7 V e 3000 mAh respectivamente, e conforme o padrão 18650 de células de íons lítio. Possui tensão de carga de

flutuação máxima de 4,2 V e dimensões de 65 mm de comprimento com raio de 18 mm. O conjunto montado é ilustrado na Figura 71.

Figura 71 - Conjunto de baterias.



Fonte: Autor.

Os módulos de sensoriamento serão apresentados na sessão subsequente, juntamente com o procedimento de calibração de cada um e a equação de reconstrução do sinal obtida.

4.2 CALIBRAÇÃO DE SENSORES

Para que os sinais aferidos sejam fielmente reconstruídos no DSP é necessário que sejam definidas correlações entre a leitura do conversor A/D com a grandeza real. Desta forma, foram realizados ensaios para levantamento de curvas de calibração dos sensores desenvolvidos que serão apresentados nos subitens a seguir.

4.2.1 Calibração sensor de corrente

Após a confecção da placa de circuito impresso e a montagem dos sensores, os sensores ilustrados na Figura 72 foram submetidos aos ensaios de calibração.

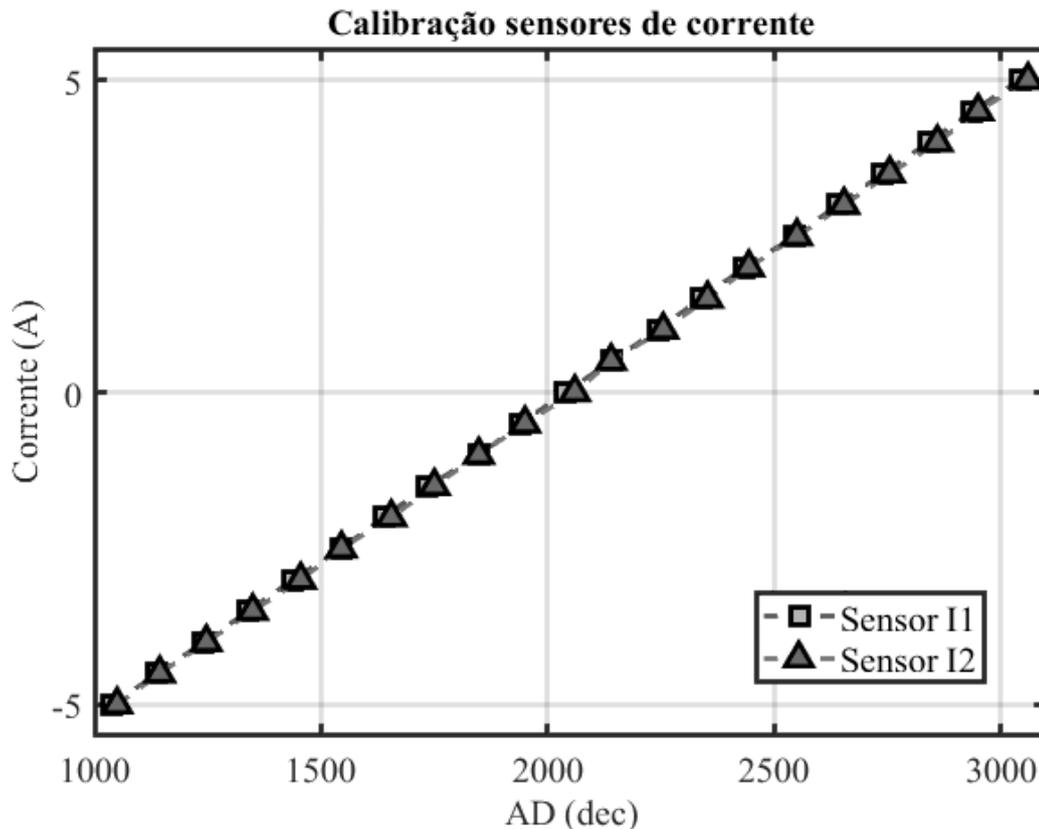
Figura 72 - Sensor de corrente em ensaio de calibração



Fonte: Autor.

Para a calibração dos sensores de corrente, estes foram ligados a uma fonte de bancada com um condutor em curto passando pelo transformador de instrumentação utilizado. Variou-se o nível de corrente de -5,0 A até 5,0 A em passos de 500 mA. A Figura 73 ilustra os dados levantados para ambos os sensores utilizados.

Figura 73 - Calibração de sensores de corrente



Fonte: Autor.

Com os dados coletados, foi definida uma regressão linear para cada sensor especificamente, conforme as Equações (76) e (77).

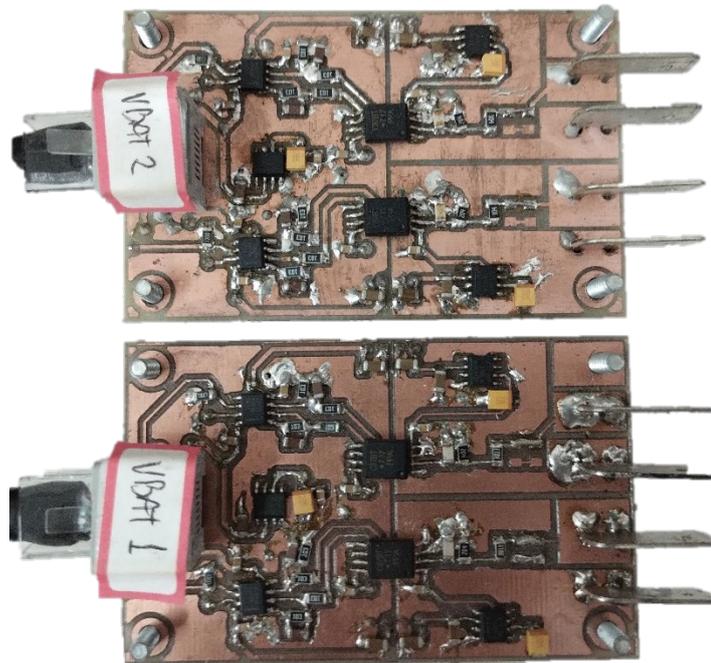
$$I_{L1} = 0,004998 \cdot AD_{IL1} + 10,197196 \quad (76)$$

$$I_{L2} = 0,004810 \cdot AD_{IL2} + 10,216838 \quad (77)$$

4.2.2 Calibração sensores de tensão de baterias

Foram fabricadas duas placas de sensores de tensão, cada uma com dois circuitos de instrumentação, visando a utilização de pacotes de baterias de configuração 4sXp (quatro células série e indefinidas em paralelo), onde cada sensor permite a medida isolada de um conjunto paralelo de células. A Figura 74 ilustra os sensores implementados.

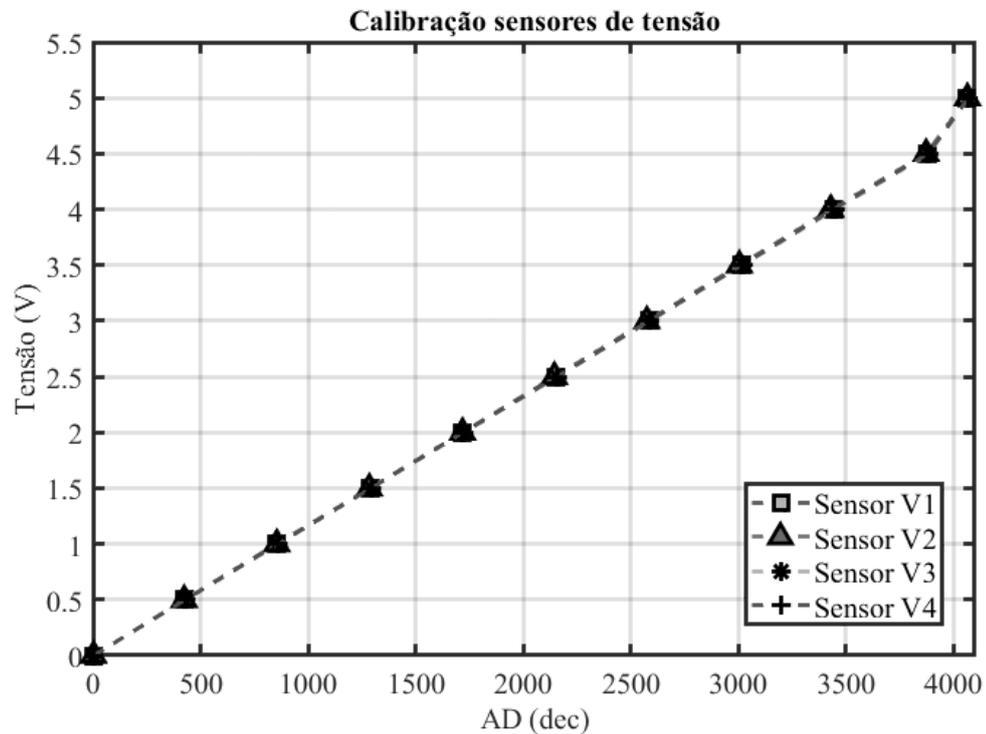
Figura 74 - Sensores de tensão



Fonte: Autor.

Para a calibração dos sensores de tensão, estes foram ligados em paralelo a uma fonte de bancada. Variou-se o nível de tensão de 0 V até 5 V em passos de 500 mV. A Figura 75 ilustra os dados levantados para todos os sensores utilizados.

Figura 75 - Dados de ensaio de calibração dos sensores de tensão



Fonte: Autor.

A partir dos dados coletados, foram definidas as retas de correlação para os quatro sensores, conforme Equações (78), (79), (80) e (81). Observando a saturação do conversor AD para valores próximos a 5 V, foram considerados na calibração apenas valores até 4,5 V, aproximando a reta da parte linear do ensaio.

$$V_{b1} = 0,001188 \cdot AD_{Vb1} + 0,029948 \quad (78)$$

$$V_{b2} = 0,001190 \cdot AD_{Vb2} + 0,029289 \quad (79)$$

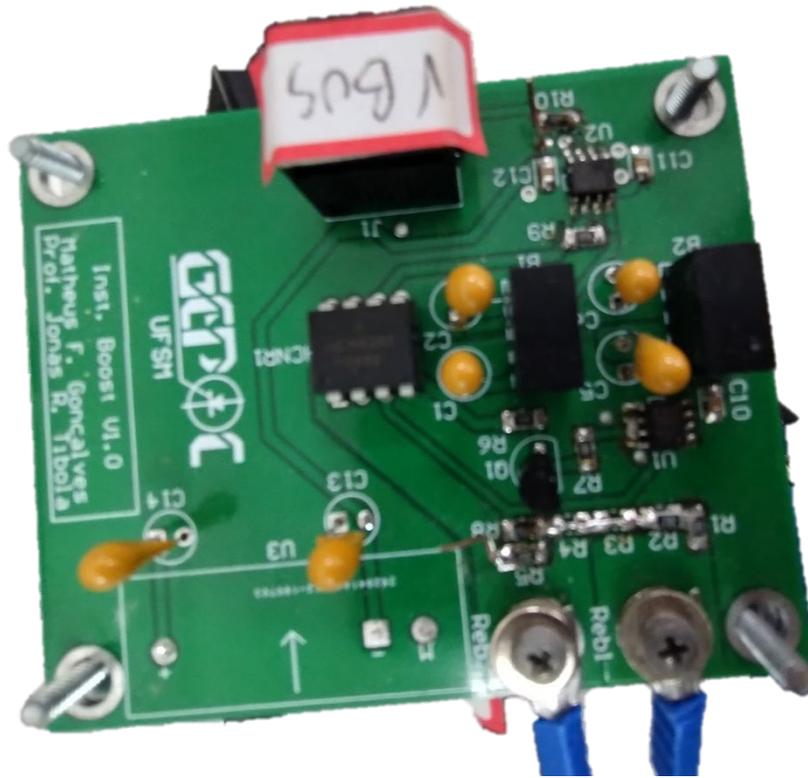
$$V_{b3} = 0,001186 \cdot AD_{Vb3} + 0,033411 \quad (80)$$

$$V_{b4} = 0,001188 \cdot AD_{Vb4} + 0,033218 \quad (81)$$

4.2.3 Calibração do sensor de tensão do barramento

Para a calibração da instrumentação de medida de tensão do barramento CC (Figura 76) foi utilizada a mesma metodologia descrita na calibração do sensor de tensão de baterias, exceto pelo excursionamento de tensão, neste caso, de 0 V a 30 V com passos de 3 V.

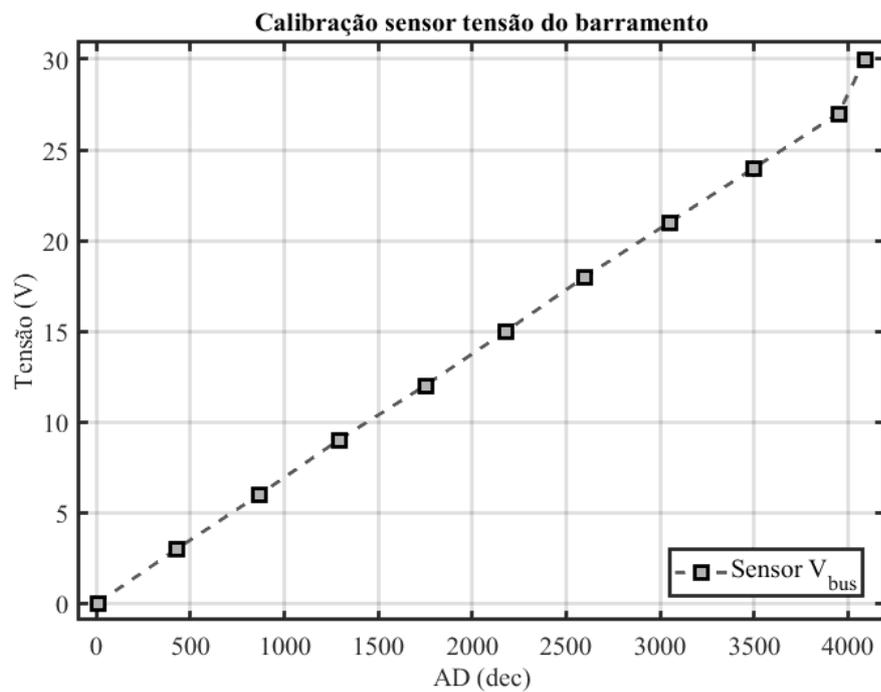
Figura 76 - Placa do sensor de tensão do barramento



Fonte: Autor.

Na Figura 77 observam-se os dados levantados para a definição da equação de correlação.

Figura 77 - Calibração sensor de tensão do barramento



Fonte: Autor.

Assim como observado no ensaio de calibração dos sensores de tensão de bateria, o último ponto coletado no ensaio foi desconsiderado a fim de aumentar a fidelidade na reconstrução do sinal em seu curso linear. A Equação (82) parametriza a reta de correlação de valor decimal do conversor A/D para tensão em volts.

$$V_{bus} = 0,007037 \cdot AD_{V_{bus}} + 0,171301 \quad (82)$$

4.3 FIRMWARE

Na aplicação proposta, foram implementados três condicionais para malhas de controle. A primeira para a carga de baterias em corrente constante. Na segunda etapa de carga entra em ação a malha de controle de tensão constante. E, por fim, a malha de controle de tensão do barramento CC para ensaios de descarga, ou seja, quando a referência de corrente é negativa.

Para o cálculo das leis de controle e para a definição da razão-cíclica das chaves utilizadas, foi implementada uma interrupção do temporizador do DSP com frequência de 50 kHz, atendendo a malha mais rápida do sistema e utilizando contadores dentro da interrupção para o cálculo das malhas mais lentas quando necessário.

Como resumo do código, inicialmente são definidas as constantes de identificação dos pinos de entrada e saída do sistema, em seguida são definidos os coeficientes das malhas de controle implementados e os coeficientes das retas de caracterização dos sensores. Variáveis utilizadas como condicionais, contadores e memórias de controle são declaradas ainda no início do programa. Após os coeficientes e variáveis são inicializados os periféricos utilizados na aplicação, como o relógio do processador, as interrupções de temporizador, as entradas e saídas analógicas e digitais, gerador de pulso modulado e comunicação serial.

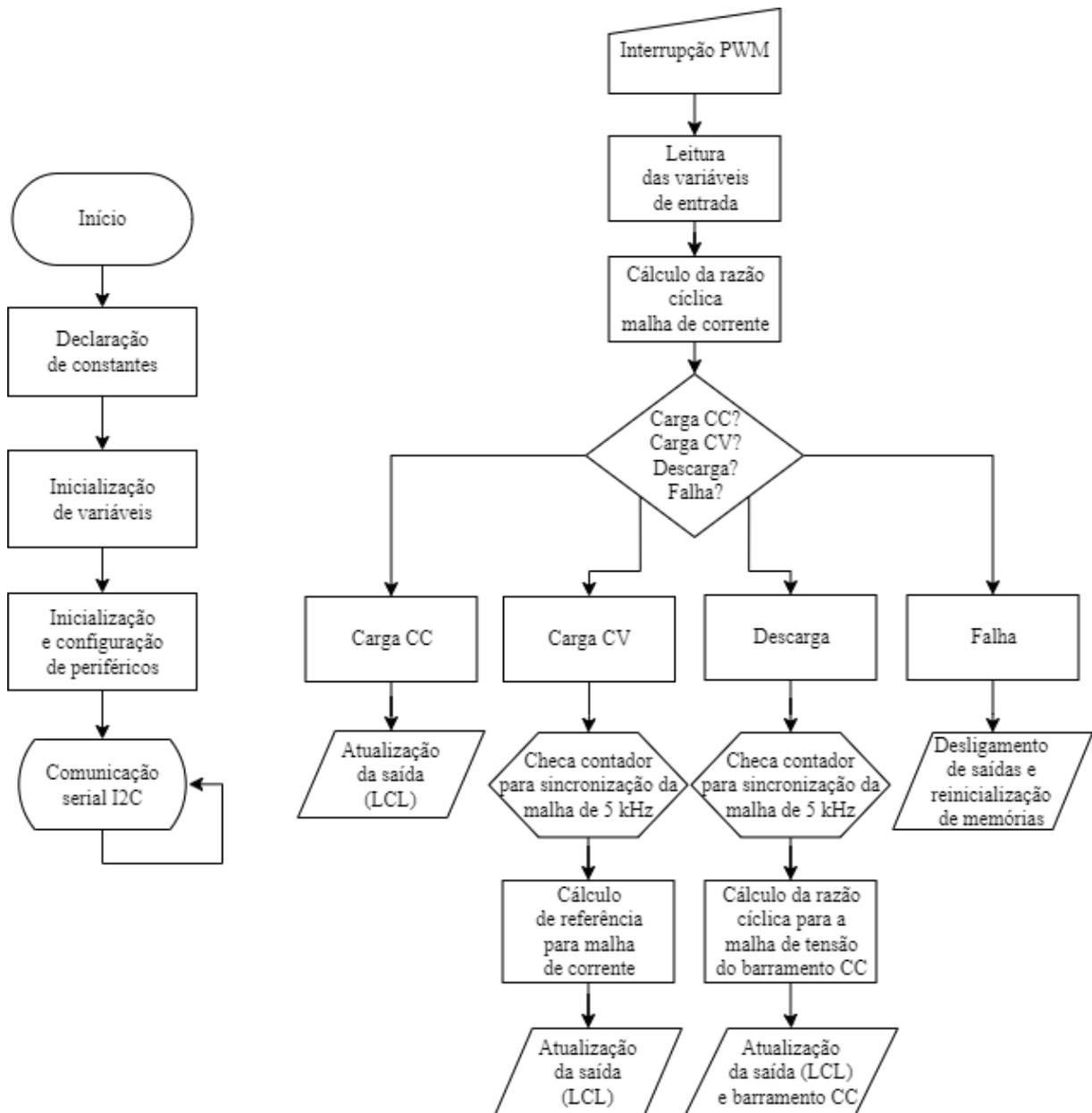
Após a inicialização geral, o controlador entra em laço infinito, como de costume em sistemas embarcados. Neste laço, foi implementada a comunicação I2C para o sensor de temperatura, mesmo que não tenha sido calibrado e utilizado nos ensaios relativos a este trabalho.

A interrupção do *PWM* é implementada em uma função nativa da camada de abstração de *hardware* utilizada como interface para este processador, programado no ambiente de desenvolvimento integrado *Code Composer Studio*, da *Texas Instruments*, mesma fabricante do DSP empregado. Nesta interrupção, primeiramente é realizada a leitura de todas as entradas analógicas em modo de *pooling*, onde o periférico é interrogado pelo processador quanto a medida atual. A partir da atualização das variáveis de entrada e da referência atual, a rotina passa a uma das condicionais, sendo estas, carga em corrente contínua, tensão contínua,

descarga ou falha, esta última definida por limites de valores de corrente ou tensão extrapolados e que define por padrão o desligamento das saídas do controlador, além do *reset* de todas as variáveis.

O diagrama apresentado na Figura 78 ilustra a lógica implementada.

Figura 78 - Diagrama do código implementado.



Fonte: Autor.

Após a implementação do sistema de forma física e a implementação e validação do programa proposto, foram realizados testes de funcionamento geral da aplicação. Os resultados destes ensaios podem ser vistos na sessão seguinte.

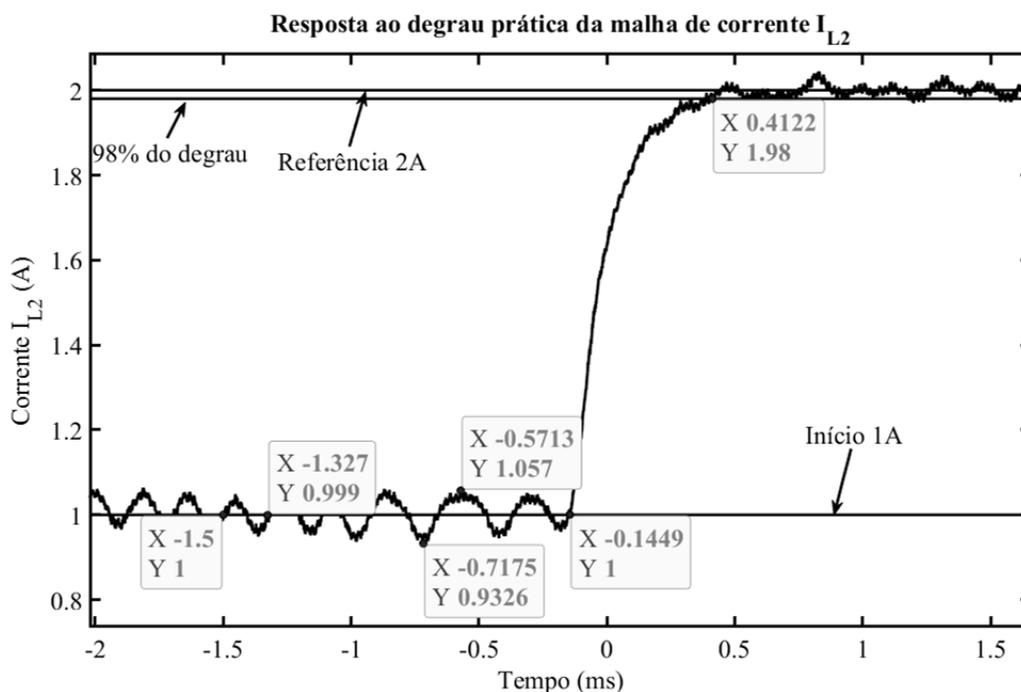
4.4 ENSAIOS PRÁTICOS DE FUNCIONAMENTO

Nesta sessão serão apresentados os dados dos ensaios realizados com sistema implementado. Em um primeiro ensaio foi testada a resposta para degrau de referência da malha de controle de corrente para carga das baterias, em seguida a resposta do controle de tensão do barramento, acionado pela definição de referência negativa de corrente, ou seja, em descarga de baterias, e, por fim, é apresentado um ensaio parcial de carga, onde as baterias atingem a tensão de carga nominal de 4,2 V por célula, e então é acionada a malha de controle de tensão, gerando e diminuição gradativa da referência de corrente aplicada.

4.4.1 Ensaio da malha de corrente

Neste experimento, foi definido um degrau de corrente para analisar a resposta da malha de controle de corrente, iniciando com o sistema estabilizado em 1 A de referência, foi modificada a mesma para 2 A. Os valores obtidos foram salvos em arquivo de valores separados por vírgula (.CSV) a partir de um osciloscópio digital. A Figura 79 ilustra a resposta obtida no ensaio.

Figura 79 - Resposta ao degrau de corrente prático



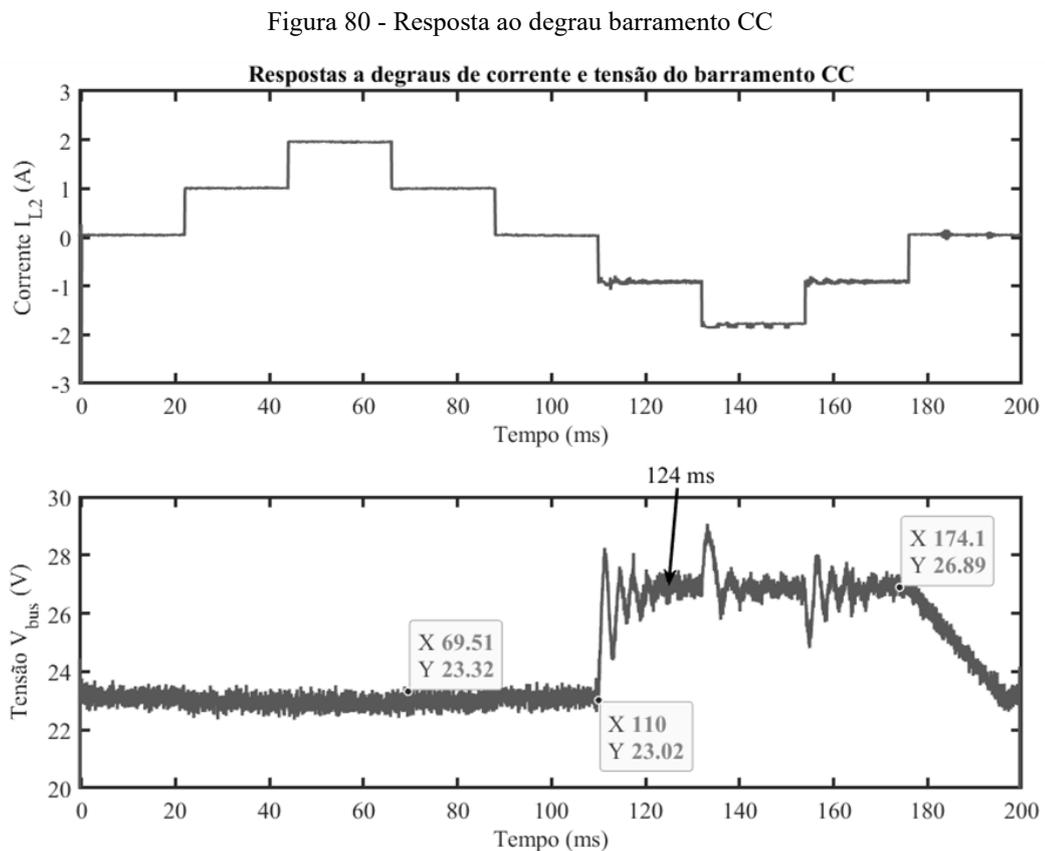
Fonte: Autor.

Observando a resposta do sistema, podem ser observados alguns aspectos relativos ao desempenho da malha de controle.

O rastreamento da referência é satisfatório, o sistema segue a referência com tempo de assentamento de 557 μs , onde a resposta ideal calculada foi de 470 μs . Observa-se uma ondulação na corrente para baixas referências de corrente, em 1 A. Esta ondulação chega ao valor de 125 mA pico a pico e observa-se que o período desta componente se aproxima de 173 μs , que caracteriza um valor muito aproximado da frequência de ressonância do filtro empregado (5,8 kHz) e diminui em amplitude com o aumento da referência de corrente, este aumento do amortecimento se deve ao aumento da resistência interna das baterias com o aumento da potência de carga.

4.4.2 Ensaio da malha de tensão do barramento

Neste experimento, foram aplicados diversos degraus de corrente, tanto positivos como negativos, permitindo a visualização da resposta da malha de corrente e também da malha de tensão do barramento, que deve ser elevada quando aplicado um valor negativo na malha de corrente. Os valores apresentados na Figura 80 foram retirados do osciloscópio.



Fonte: Autor.

Observando os dados do experimento, pode-se verificar que a malha de tensão atua como o planejado, elevando a tensão do barramento para uma referência de 27 V definida para

este experimento. Ainda, verifica-se um tempo de acomodação de 14 ms, em contraste ao tempo projetado de 8,88 ms, e nota-se um menor coeficiente de amortecimento prático quando comparado à resposta ideal. Estes dois aspectos, devem-se à interação das malhas de corrente das baterias e tensão do barramento atuando em conjunto, este fenômeno é corroborado ao observar o aumento da ondulação da corrente no mesmo período de tempo de ensaio.

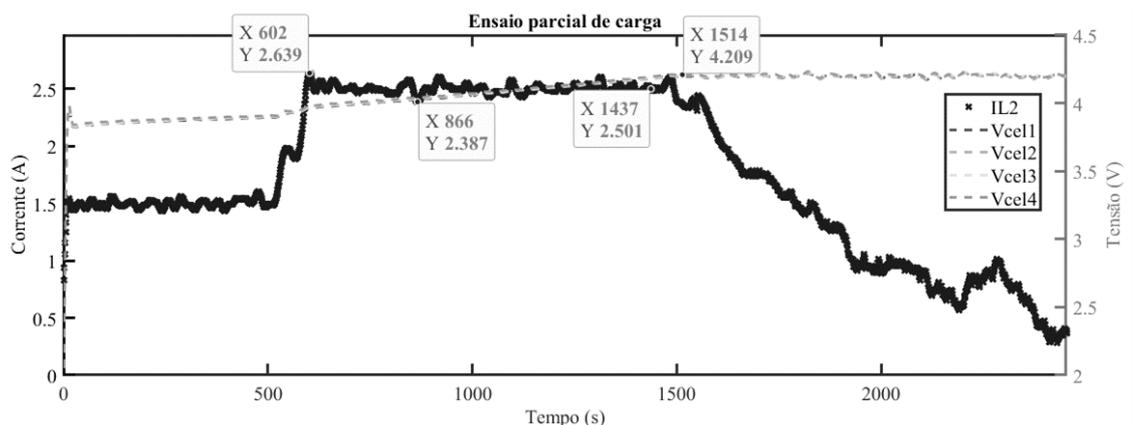
4.4.3 Ensaio parcial de carga de baterias

Neste ensaio, foi definido um período de carga de 2500 segundos para as baterias, onde nos primeiros 500 segundos foi utilizada uma corrente de carga de 1,5 A, e após isso foi elevada a corrente para 2 A, e após 10 segundos, para 2,5 A.

A carga em corrente constante (CC), foi mantida até que as células da bateria atingissem a tensão nominal de 4,2 V, em seguida o controle de tensão das baterias é acionado para que a referência de corrente seja gradualmente diminuída.

Os dados do ensaio foram gravados na memória *flash* do DSP, com uma frequência de amostragem de 1 Hz. Para a melhor adequação da aquisição, foi implementado um filtro de decimação nas variáveis aferidas. Este filtro é composto por um filtro passa-baixas IIR de primeira ordem com frequência de corte de 0,5 Hz e a diminuição da aquisição através de um contador que dispara o armazenamento das variáveis a cada 50 mil amostras, ou seja, a cada 1 segundo na taxa de aquisição original. A Figura 81 ilustra os dados do ensaio.

Figura 81 - Ensaio parcial de carga de baterias



Fonte: Autor.

Analisando os dados do ensaio executado, pode-se perceber que a malha de tensão constante para baterias opera conforme o projeto. Em aproximadamente em 1500 segundos, é possível observar que a tensão das baterias se mantém, iniciando a etapa de tensão constante (CV), quanto então a corrente de carga começa a diminuir.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Ao fim deste documento, pode-se discorrer sobre o desenvolvimento do trabalho quanto aos objetivos definidos.

O projeto do conversor e filtro foi realizado seguindo metodologias apresentadas em bibliografia, o conversor possui topologia bidirecional síncrona, empregando componentes projetados para adequar os níveis elétricos empregados e o filtro selecionado foi dimensionado com base na frequência de ressonância desejada e construído conforme metodologia revisada.

Para o projeto das malhas de controle, foram inicialmente projetados modelos de referência para as dinâmicas do sistema, e foram desenvolvidas as leis de controle para cada uma destas, e em testes práticos foi possível averiguar o desempenho das malhas. Neste quesito, o autor observa que podem ser refinados os modelos e métodos de controle empregados, atingindo melhor desempenho geral, ainda que o resultado seja satisfatório para a implementação.

O desenvolvimento do *hardware* e do *software* envolvidos no trabalho foi atingido com êxito, foram projetados instrumentos, conversores, filtros e centrais de processamento isolados, sem prejudicar o funcionamento e facilitando a adaptação do sistema de forma prática e segura. Os códigos desenvolvidos atendem às funcionalidades desejadas, permitindo a execução das leis de controle conforme o determinismo temporal e a precisão numérica necessária, ainda, as condicionais de segurança e de chaveamento de contexto para o estado atual do sistema funcionam de forma correta.

Para o desenvolvimento do controle de tensão das baterias, foi realizado um ensaio de caracterização da função de transferência de corrente para tensão de baterias, e foi possível parametrizar um modelo equivalente Thèvenin para as células empregadas nos ensaios. Este modelo mostrou-se satisfatório para o controle empregado no ensaio de carga de baterias.

Desta forma, o trabalho realizado mostrou-se desafiador e proveitoso para o desenvolvimento de conhecimento sobre os conceitos empregados. Espera-se que o projeto possa ser utilizado para estudos e pesquisa no âmbito de conversores para carga e descarga de baterias de lítio e fique como legado para o Grupo de Pesquisa e Desenvolvimento em Sistemas Elétricos e Computacionais.

O compêndio de toda a documentação adicional, como códigos, arquivos de projeto, modelo, placas de circuito impresso e folhas de especificação de componentes, encontram-se em repositório único para acesso livre, em domínio pessoal do orientador.

6 TRABALHOS FUTUROS

A partir do projeto desenvolvido, considerando os sistemas implementados, as lógicas de programação e resultados obtidos nos ensaios práticos, destacam-se alguns pontos com oportunidades de desenvolvimento com base no trabalho realizado.

O conversor desenvolvido ainda possui um conjunto de chaves que permite a expansão dos braços de acionamento, permitindo a adição de mais funcionalidades, ou modificação do filtro implementado, como por exemplo uma topologia intercalada.

É possível que sejam melhoradas as leis de controle com valores mais ajustados dos componentes empregados, considerando mais condições de contorno no modelo. Ainda, é possível empregar algoritmos mais complexos para carga e descarga de baterias, aumentando principalmente a vida útil das células.

Sabe-se que na carga de baterias de lítio, a estrutura de cada célula é diferente devido a construção e composição química das mesmas, desta forma é importante que seja desenvolvido um sistema de gerenciamento de carga, onde seja evitada a carga desproporcional dentro de um pacote de baterias, acarretando em laços internos de corrente não supervisionados. Existem arquiteturas de sistemas ditos BMS (*Battery Management System*), com gerenciamento ativo e passivo. Esta proposta abre grande horizonte para o desenvolvimento baseado no dispositivo apresentado.

Por fim, ressalta-se que foi desenvolvido um sensor de temperatura para as células de bateria, baseado em um conversor AD de 10 bits de precisão, e interface serial de comunicação I2C, idealizado nesta aplicação para o condicionamento de sinal de termo resistências (NTC). Este sensor foi construído e seu esquemático e modelo CAD 3D podem ser vistos no Apêndice A. A programação da interface serial foi implementada no código do sistema e encontra-se funcional, porém não houve a calibração dos elementos sensíveis a temperatura, assim, não sendo utilizado no trabalho.

REFERÊNCIAS

- ANTONEVICH, A. I. et al. Instrumentation Amplifier. **Instruments and experimental techniques New York**, v. 24, n. 2 pt 2, p. 444–445, 1981.
- BARBI, I. **Eletrônica de Potência**. 8th. ed. Florianópolis: [s.n.].
- BARBI, I.; MARTINS, D. C. **Conversores CC-CC básicos não isolados** Edição dos Autores. Florianópolis, 2006.
- BELTRAME, R. C. Metodologia de síntese de topologias zvt simplificadas aplicadas a pólos pwm bidirecionais. 2009.
- BOLTON, W. **Instrumentation and Control Systems**. [s.l.] Elsevier Science, 2004.
- BROADCOM. ACPL-C87B, ACPL-C87A, ACPL-C870: Precision Optically Isolated Voltage Sensor. p. 16, 2017.
- CARVALHO, A. F.; MILLÉO, L. M. Desenvolvimento De Um Sensor De Corrente Elétrica a Partir De Um Sensor De Efeito Hall. p. 39, 2017.
- DEVICES, A. Search. 2023.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. [s.l.] Springer US, 2007.
- FILHO, R. B. D. S. UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ. 2019.
- GONÇALVES, M. F. Desenvolvimento de um driver de injeção direta para motores ciclo otto empregando controlador repetitivo no estágio de saída. 2019.
- LEM. LA 55-p. p. 3, 2018.
- LUENBERGER, D. An introduction to observers. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 16, n. 6, p. 596–602, 1971.
- MAGNETICS. Core Locator & Unit Pack Quantity. [internet] <https://www.mag-inc.com/design/design-guides/Transformer-Design-with-Magnetics-Ferrite-Cores>, 2011.
- NEIS, P. **Transdutores de Corrente por Efeito Hall**. Disponível em: <<http://www.eletrica.ufpr.br/edu/Sensores/2000/neis/>>.
- OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. [s.l: s.n.].
- OPPENHEIM, A.; WILLISKY, S. A. **Sinais e Sistemas, 2nd**. [s.l: s.n.].
- RASHID, M. H. **Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. [s.l.] Makron, 1999.
- RITCHIE, H. **Battery price decline**. Disponível em: <<https://ourworldindata.org/battery->

price-decline>.

SAIDANI, F. et al. Lithium-ion battery models: A comparative study and a model-based powerline communication. **Advances in Radio Science**, v. 15, p. 83–91, 2017.

SEMICONDUCTORS, V. Vishay Semiconductors 2 . 5 A Output Current IGBT and MOSFET Driver Vishay Semiconductors. p. 1–10, 2011.

SOSA, J. M. et al. A model-based controller for a DC-DC boost converter with an LCL input filter. **IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**, p. 619–624, 2015.

TEXAS INSTRUMENTS. LM5106 100-V Half-Bridge Gate Driver With Programmable Dead-Time. 2014.

TEXAS INSTRUMENTS. AMC1301 Precision, ± 250 -mV Input, 3- μ s Delay, Reinforced Isolated Amplifier 1. 2017.

TEXAS INSTRUMENTS. LAUNCHXL-F28379D. 2023.

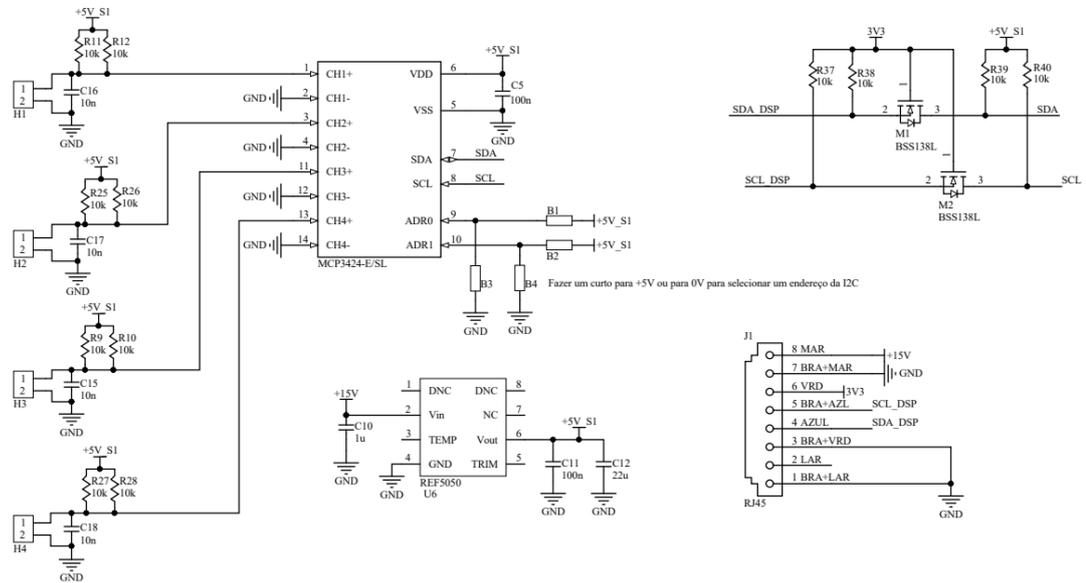
TIBOLA, J. et al. Modeling and Control of a Low-Cost Driver For an Eddy Current Dynamometer. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, v. 27, 2016.

TME. **NCR18650**. Disponível em: <<https://www.tme.eu/pt/details/accu-ncr18650b/pilhas-recarregaveis/panasonic/ncr18650b/>>.

W. HART DANIAL. **Commonly used Power and Converter Equations**. [s.l.: s.n.].

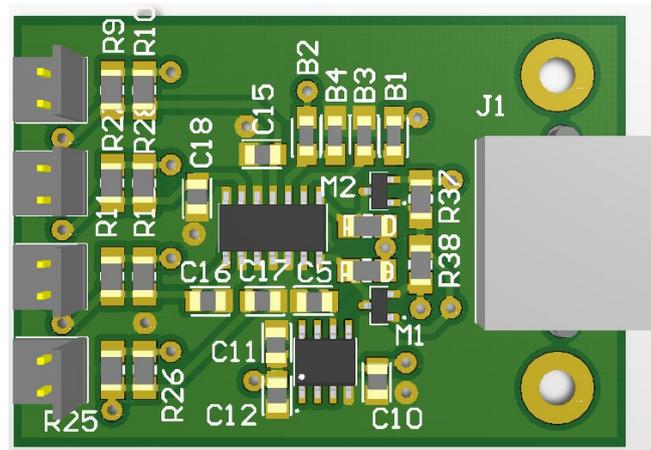
APÊNDICE A – SENSOR DE TEMPERATURA

Figura 82 - Esquemático do módulo de sensor de temperatura.



Fonte: Autor.

Figura 83 - Modelo CAD 3D do módulo sensor de temperatura.



Fonte: Autor.

NUP: 23081.033275/2023-77

Prioridade: Normal

Homologação de ata de defesa de TCC e estágio de graduação

125.322 - Bancas examinadoras de TCC: indicação e atuação

COMPONENTE

Ordem	Descrição	Nome do arquivo
9	Trabalho de conclusão de curso (TCC) (125.32)	TCC_ARTHUR_DAMASCENO.pdf

Assinaturas

19/03/2023 19:36:52

JONAS ROBERTO TIBOLA (PROFESSOR DO MAGISTÉRIO SUPERIOR)
25.04.00.00.0.0 - DEPARTAMENTO DE ENSINO - DE



1960



1960

Código Verificador: 2491492

Código CRC: 2c3407f7

Consulte em: <https://portal.ufsm.br/documentos/publico/autenticacao/assinaturas.html>

