

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO PROFISSIONAL EM ENGENHARIA
ELÉTRICA – PPGPEE

GUSTAVO RAMOS TAVARES

**CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS APLICADOS A SISTEMA KERS DE
RECUPERAÇÃO DA ENERGIA CINÉTICA DE VEÍCULOS ELÉTRICOS EM
SUPERCAPACITORES E BANCO DE BATERIAS COM GERENCIAMENTO DE
CARGA**

JOINVILLE

2021

GUSTAVO RAMOS TAVARES

**CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS APLICADOS A SISTEMA KERS DE
RECUPERAÇÃO DA ENERGIA CINÉTICA DE VEÍCULOS ELÉTRICOS EM
SUPERCAPACITORES E BANCO DE BATERIAS COM GERENCIAMENTO DE
CARGA**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação Profissional em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Joselito Anastácio Heerdt

JOINVILLE

2021

Tavares, Gustavo Ramos

CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS APLICADOS A SISTEMA
KERS DE RECUPERAÇÃO DA ENERGIA CINÉTICA DE VEÍCULOS
ELÉTRICOS EM SUPERCAPACITORES E BANCO DE BATERIAS
COM GERENCIAMENTO DE CARGA / Gustavo Ramos Tavares. -
Joinville, 2021.

108 p. : il. ; 30 cm.

Orientador: Joselito Anastácio Heerdt.

Dissertação (Mestrado) - Universidade do Estado
de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas,
Programa de pós-graduação profissional em engenharia
elétrica, Joinville, 2021.

1. Veículo elétrico. 2. Equalização de carga. 3.
Bateria chumbo-ácido. 4. supercapacitor. 5. KERS. I.
Heerdt, Joselito Anastácio . II. , . III. Universidade
do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências
Tecnológicas, Programa de pós-graduação profissional
em engenharia elétrica. IV. Título.

GUSTAVO RAMOS TAVARES

**CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS APLICADOS A SISTEMA KERS DE
RECUPERAÇÃO DA ENERGIA CINÉTICA DE VEÍCULOS ELÉTRICOS EM
SUPERCAPACITORES E BANCO DE BATERIAS COM GERENCIAMENTO DE
CARGA**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação Profissional em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Joselito Anastácio Heerdt

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. Joselito Anastácio Heerdt
Universidade do Estado de Santa Catarina

Membros:

Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira
Universidade do Estado de Santa Catarina

Prof. Dr. Diego Santos Greff
Universidade Federal de Santa Catarina

Joinville, 31 de maio de 2021

Dedico este trabalho à minha *ohana*.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente aos meus pais, Rosângela Martins Ramos e Gilson Avila Tavares, que me permitiram chegar até aqui e que mantiveram a minha cabeça erguida durante os tempos difíceis.

Agradeço a minha namorada, Dayse Maranhão Cavalcanti, por ter me ajudado nos últimos anos em minha vida pessoal e profissional.

Agradeço ao meu orientador, Joselito Anastácio Heerdt, por ter me aceito como orientando e ajudado a direcionar meu trabalho.

Agradeço a Universidade do Estado de Santa Catarina, pela bolsa PROMOP que me foi fornecida durante todo o período do curso.

Agradeço ao nPEE, Núcleo de Processamento de Energia Elétrica, por ceder um espaço de trabalho e custear parte de minha dissertação.

Agradeço ao grupo VELLEVO, por me permitir utilizar seus materiais e equipamentos.

Agradeço a minha irmã, Mariana pelos anos de compreensão e amizade.

Agradeço também aos meus amigos que me ajudaram nessa jornada.

“Eu não falhei, encontrei 10 mil soluções que
não davam certo.” (EDISON, [19–])

RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de uma nova topologia de conversor para o sistema de potência de um veículo elétrico, mais especificamente o kart desenvolvido pelo grupo VELLEV da Universidade do Estado de Santa Catarina, que será capaz de gerenciar a carga e equalização de baterias de chumbo-ácido, permitindo uma maior vida útil destas. A proposta também conta com um sistema de regeneração de energia em supercapacitores. Esse sistema será composto por conversores CC-CC Buck/Boost modulares, projetados para trabalhar com até 220 A de corrente de saída e suportar até 80 V de tensão no barramento de entrada. Também será apresentado o projeto físico e de controle para esse conversor. Visando a validação do projeto, foram construídos dois protótipos físicos, testados em condições controladas, gerando resultados experimentais.

Palavras-chave: Veículo elétrico, equalização de carga, bateria chumbo-ácido, supercapacitor, KERS.

ABSTRACT

This work presents the development of a new power system topology for an electric vehicle, more specifically a kart developed by the VELLEV group at the State University of Santa Catarina, which will be capable of charging and balancing lead-acid batteries, extending its lifespan. Also, the system is capable of regenerating the braking energy and storing this energy in supercapacitors, leveling up the efficiency. This system is composed of modular DC-DC Buck/Boost power converters, designed to sustain 220 A of output current and 80 V on the DC bus. Also, the physical design and control design will be shown. To validate this project two prototypes were built and tested in a controlled environment, generating experimental results.

Keywords: Electric vehicle, charge balancing, lead-acid battery, supercapacitor, KERS.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Kart da equipe VELLEV, destacando seus principais componentes: baterias, motor e controlador	23
Figura 2 – Esquemático do sistema de potência instalado no kart, composto por um controlador KDZ72400 (em vermelho), um motor ME0909 (em azul) e quatro baterias 12MN63 de chumbo-ácido	24
Figura 3 – Esquemático do sistema proposto, apresentando, em vermelho, a inserção do conversor modular em três diferentes tipos de aplicação, com a adição de supercapacitores no barramento CC entre a carga e a fonte	25
Figura 4 – Diagrama de uma pilha de zinco e dióxido de manganês	27
Figura 5 – Diagrama de uma bateria de chumbo-ácido	28
Figura 6 – Célula de Li-íon, íons de lítio, durante a descarga	29
Figura 7 – Comparação entre formatos comuns de baterias de íons de lítio	30
Figura 8 – Modelo elétrico de uma bateria de chumbo ácido	31
Figura 9 – Arranjo interno do: (a) capacitor de placas paralelas; (b) supercapacitor . . .	31
Figura 10 – Camadas internas de um supercapacitor de carbono ativado	32
Figura 11 – Características construtivas de um supercapacitor	33
Figura 12 – Aplicações recomendadas pelo fabricante, LS Mtron	34
Figura 13 – Circuito equivalente de um supercapacitor	34
Figura 14 – Sistemas de armazenamento e suas aplicações	35
Figura 15 – Animação de um sistema de recuperação de energia cinética	37
Figura 16 – Conversor CC-CC bidirecional em corrente	40
Figura 17 – Primeira etapa de operação no modo <i>Boost</i> $[(1 - D) \cdot T_s]$	41
Figura 18 – Segunda e quarta etapa de operação no modo <i>Boost</i> [tempo morto]	41
Figura 19 – Terceira etapa de operação no modo <i>Boost</i> $[D \cdot T_s]$	42
Figura 20 – Primeira etapa de operação no modo <i>Buck</i> $[D \cdot T_s]$	42
Figura 21 – Segunda etapa de operação no modo <i>Buck</i> [tempo morto]	43
Figura 22 – Terceira etapa de operação no modo <i>Buck</i> $[1 - D \cdot T_s]$	43
Figura 23 – Áreas A_e e A_w em um núcleo magnético do tipo E	47
Figura 24 – Indutor construído	51
Figura 25 – Placa principal do conversor projetado	52
Figura 26 – PCB de aquisição e tratamento de sinais	53
Figura 27 – Circuito utilizado para representar a operação do conversor	54
Figura 28 – Malha de controle	55
Figura 29 – Circuito para simulação em malha aberta	57
Figura 30 – Simulação em malha aberta apresentando os esforços na carga	57
Figura 31 – Simulação em malha aberta apresentando os esforços de tensão e corrente nos elementos semicondutores	58

Figura 32 – Simulação em malha aberta apresentando a corrente no indutor e a tensão no interruptor S1	59
Figura 33 – Circuito para simulação em malha fechada	59
Figura 34 – Simulação em malha fechada: Ensaio de degrau de referência	60
Figura 35 – Simulação em malha fechada: Ensaio de variação de carga, com variação de 50 %	60
Figura 36 – Simulação em malha fechada: Ensaio de regeneração de energia	61
Figura 37 – Circuito para simulação do balanceamento de carga	62
Figura 38 – Simulação do balanceamento de carga, mostrando a tensão de bateria e de barramento	63
Figura 39 – Simulação do balanceamento de carga, mostrando a corrente e potência na bateria	64
Figura 40 – Simulação do balanceamento de carga durante a regeneração, mostrando a tensão de bateria e de barramento	65
Figura 41 – Simulação do balanceamento de carga durante a regeneração, mostrando a corrente e potência na bateria	65
Figura 42 – Bancada de trabalho para os testes de operação em malha aberta	67
Figura 43 – Circuito utilizado para testes de operação em malha aberta	68
Figura 44 – Tensão em S1 (azul) e sinal de gate em S1 (<i>cyan</i>)	68
Figura 45 – <i>Zoom</i> da tensão em S1 (azul) e do sinal de gate em S1 (<i>cyan</i>)	69
Figura 46 – Tensão em S1 (azul) e corrente no indutor (rosa)	69
Figura 47 – Tensão em S1 (azul), tensão em S2 (<i>cyan</i>) e corrente no indutor (rosa) . . .	70
Figura 48 – Tensão (azul) e corrente (rosa) no interruptor S1	70
Figura 49 – Potência de entrada do conversor (vermelho)	71
Figura 50 – Potência na carga (vermelho)	71
Figura 51 – Potência de entrada do conversor (vermelho)	72
Figura 52 – Potência na carga (vermelho)	72
Figura 53 – Esquemático da bancada de testes para operação em malha fechada	73
Figura 54 – Primeira operação em malha fechada	74
Figura 55 – Testes de degrau de referência	74
Figura 56 – Degrau de descarga	75
Figura 57 – Degrau de carga	75
Figura 58 – Teste de degrau de carga	76
Figura 59 – Detalhe do degrau de carga	76
Figura 60 – Ensaio de recuperação de energia	77
Figura 61 – Detalhe da troca de estado. Carregamento da bateria	78
Figura 62 – Detalhe da troca de estado. Transferência de potência para o supercapacitor	78
Figura 63 – Operação em cascata de dois conversores em malha fechada	79
Figura 64 – Operação em cascata de dois conversores em malha fechada	80

Figura 65 – Aba de parâmetros iniciais.	88
Figura 66 – Aba de customização de projeto.	89
Figura 67 – Aba de customização de projeto, continuação.	89
Figura 68 – Aba de opções de modelagem	90
Figura 69 – Lista de resultados possíveis	91
Figura 70 – Aba de resultados construtivos.	91
Figura 71 – Aba de resultado de performance.	92
Figura 72 – Circuito equivalente de acionamento, MOSFET.	93
Figura 73 – Circuito divisor resistivo com filtro passa baixa.	96
Figura 74 – Resposta ao divisor resistivo com filtro passa baixa: (a) sinal de entrada; (b) sinal de saída.	96
Figura 75 – Circuito comparador diferencial.	97
Figura 76 – Resposta ao comparador diferencial: (a) sinal de entrada; (b) sinal de saída.	97
Figura 77 – Circuito comparador diferencial com filtro passa baixa.	98
Figura 78 – Resposta ao comparador diferencial com filtro passa baixa: (a) sinal de entrada; (b) sinal de saída.	98
Figura 79 – Circuito <i>level shifter</i>	99
Figura 80 – Resposta ao <i>level shifter</i> : (a) sinal de entrada; (b) sinal de saída.	99
Figura 81 – Circuito <i>level shifter</i> com filtro passa baixa.	100
Figura 82 – Resposta ao <i>level shifter</i> com filtro: (a) sinal de entrada; (b) sinal de saída.	100
Figura 83 – Esquemáticos da PCB de potência.	101
Figura 84 – Esquemático do circuito de <i>driver</i>	102
Figura 85 – <i>Layout</i> da PCB de potência.	102
Figura 86 – Detalhes do <i>layout</i> da PCB de potência.	103
Figura 87 – Esquemático do circuito de leitura de corrente.	104
Figura 88 – Esquemático do circuito de leitura de tensão isolada.	104
Figura 89 – Esquemático do circuito de leitura de tensão.	105
Figura 90 – Esquemático do circuito de proteção do ADC.	105
Figura 91 – <i>Layout</i> da PCB de aquisição de sinais.	106
Figura 92 – Detalhe do <i>layout</i> da PCB de aquisição de sinais.	106

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Principais características do supercapacitor LSUM 129R6C 0062F EA . . .	33
Tabela 2 – Densidade de energia em diferente elementos armazenadores de energia . .	36
Tabela 3 – Densidade de potência em diferente elementos armazenadores de energia . .	36
Tabela 4 – Características do veículo	38
Tabela 5 – Parâmetros para projeto do conversor	44
Tabela 6 – Esforços no modo <i>Boost</i>	44
Tabela 7 – Esforços no modo <i>Buck</i>	45
Tabela 8 – Características do interruptor	45
Tabela 9 – Demais esforços no modo <i>Boost</i>	46
Tabela 10 – Parâmetros de projeto do indutor de potência	47
Tabela 11 – Material magnético tipo E - Thornton	48
Tabela 12 – Características construtivas do indutor	50
Tabela 13 – Características do diodo.	94
Tabela 14 – Características do circuito integrado.	94

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

VE	Veículo Elétrico
HEV	<i>Hybrid Electric Vehicle</i> ; veículo elétrico híbrido
PHEV	<i>Plug-in hybrid Electric Vehicle</i> ; veículo elétrico híbrido recarregável
BEV	<i>Battery Electric Vehicle</i> ; veículo elétrico a bateria
CC	Corrente contínua
CA	Corrente alternada
KERS	<i>Kinetic Energy Recovery System</i> ; sistema de recuperação de energia
UDESC	Universidade do Estado de Santa Catarina
NPEE	Núcleo de Processamento de Energia Elétrica
VELLEV	Veículo Elétrico Leve
SLI	<i>Start, Light and Ignition</i>
CI	Circuitos integrados
CPP	Capacitor de placas paralelas
CCM	<i>continuous conduction mode</i> ; modo de condução contínua
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i> ; valor eficaz
PI	Proporcional-Integral
P	Proporcional
I	Integral
A/D	Analógico para digital
UPS	<i>Uninterruptible power supply</i> ; fonte de alimentação ininterrupta

LISTA DE SÍMBOLOS

Li	Lítio
V_{oc}	Tensão de circuito aberto
R_o	Resistência que independe da temperatura
R_D	Resistência que varia exponencialmente
C_D	Capacitor que simula o atraso da tensão
R_C	Resistência que intervém durante o processo de carga
RSE	Resistência série equivalente
RPE	Resistência paralela equivalente
C	Capacitância do componente
SoC	<i>State of Charge</i> ; estado de carga
$V_C(t)$	Tensão atual do módulo
V_{Cmax}	Tensão máxima do módulo
E	Energia
C_A	Capacitância
U	Tensão
m	Massa
V_E	Velocidade
g	Aceleração gravitacional
h	Altura
c	Velocidade da luz no vácuo
E_{fre}	Energia gerada na frenagem
P_{eso}	Peso
ΔV	Variação de velocidade
η_c	Eficiência do conversor
η_m	Eficiência do motor
Vb_{max}	Valor máximo de tensão no banco de supercapacitores
Vb_{min}	Valor mínimo de tensão no banco de supercapacitores
N_{SC}	Mínimo número necessário de supercapacitores ligados em série
V_{max}	Valor máximo de tensão no barramento
V_{cell}	Valor máximo de tensão de um supercapacitor

S_C	Capacitância do banco de supercapacitores ligados em série
V_{CC}	Tensão no barramento CC
C_{SC}	Capacitância do supercapacitor
L	Indutância
V_B	Tensão na bateria
V_{BAR}	Tensão no barramento dos conversores em cascata
D	<i>Duty cycle</i> ; razão cíclica
T_s	Tempo de comutação
f_s	Frequência de comutação
V_{DS}	Tensão <i>dreno-source</i>
i_L	Corrente no indutor
V_{BAT}	Tensão na bateria
P_o	Potência de saída
η_d	Eficiência desejada
L	Indutância mínima
I_{Pk}	Corrente de pico
V_{DSS}	Tensão máxima de operação
I_{D100}	Valor máximo de corrente de operação a 100°C
R_{DSon}	Resistência de dreno durante a operação
I_{rms}	Corrente RMS
PC	Perdas por condução nos interruptores
PS	Perdas de comutação nos interruptores
PD_{dt}	Perdas no diodo em roda livre
PD_{rr}	Perdas no diodo em recuperação reversa
$P_{C_{tot}}$	Perda total nos elementos semicondutores
Δt_s	Tempo de acionamento
R	Resistência
V_{ref}	Referência de tensão
i_{ref}	Referência de corrente
$FTLA_{NC}$	Função de transferência de laço aberto não compensada
ω_c	Frequência de corte

f_{ci}	Frequência de corte da malha de corrente
M_f	Margem de fase
M_{fi}	Margem de fase da malha de corrente
ω_z	Frequência do controlador
$FTLA_C$	Função de transferência de laço aberto compensada
K_V	Ganho do sensor de tensão
δB	Variação de fluxo magnético
B_{max}	fluxo magnético máximo
J	Densidade de corrente

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	19
1.1	OBJETIVO GERAL	20
1.2	OBJETIVOS ESPECÍFICOS	21
1.3	ESTRUTURA DO TRABALHO	21
2	PROPOSTA DESTE TRABALHO	23
3	ARMAZENAMENTO DE ENERGIA	27
3.1	BATERIAS	27
3.1.1	Baterias de chumbo-ácido	28
3.1.2	Baterias de Lítio-Íon	29
3.1.3	Modelo elétrico de baterias	30
3.2	SUPERCAPACITORES	31
3.2.1	Tecnologias construtivas de supercapacitores	32
3.2.2	Modelo elétrico de supercapacitores	34
3.2.3	Estimação do estado de carga	34
3.3	COMPARAÇÃO ENTRE BATERIA E SUPERCAPACITOR	35
3.4	RECUPERAÇÃO DE ENERGIA – KERS	36
4	CONVERSOR CC-CC REVERSÍVEL EM CORRENTE	40
4.1	ETAPAS DE FUNCIONAMENTO	40
4.2	PROJETO DO CONVERSOR	43
4.2.1	Dimensionamento do conversor	43
4.2.2	Perdas de potência no conversor CC	45
4.2.3	Projeto físico do indutor	46
4.2.4	Projeto de <i>layout</i> e de circuitos	51
5	CONTROLE DO SISTEMA KERS COM GERENCIAMENTO DE CARGA DAS BATERIAS	54
5.1	CONTROLE DO CONVERSOR CC-CC REVERSÍVEL EM CORRENTE	54
5.2	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DE CONTROLE DO CONVERSOR	56
5.2.1	Simulação em malha aberta	57
5.2.2	Simulação em malha fechada	59
5.3	GERENCIAMENTO DE CARGA DAS BATERIAS	62
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	67
6.1	TESTES EM MALHA ABERTA	67
6.2	TESTES EM MALHA FECHADA	73
6.3	TESTES DE RECUPERAÇÃO DE ENERGIA	77
6.4	TESTES DE OPERAÇÃO EM CASCATA	79

7	CONCLUSÃO GERAL	81
7.1	CONTRIBUIÇÕES	81
7.2	TRABALHOS FUTUROS	82
	REFERÊNCIAS	83
	APÊNDICE A – PROJETO DE INDUTORES UTILIZANDO PEXPT	88
	APÊNDICE B – PROJETO DE ACIONAMENTO POR <i>BOOTSTRAP</i>	93
	APÊNDICE C – TRATAMENTO DE SINAIS	96
	APÊNDICE D – PROJETO DE <i>LAYOUT</i> DA PCB PRINCIPAL	101
	APÊNDICE E – PROJETO DA PCB DE AQUISIÇÃO E TRATAMENTO DE SINAIS	104
	APÊNDICE F – BANCADA DE TRABALHO	107

1 INTRODUÇÃO

Um veículo elétrico (VE) é aquele que faz uso de motores elétricos para a propulsão, ou seja, é acionado por pelo menos um motor que converte energia elétrica em energia mecânica. Uma série de inovações ao longo dos anos levaram ao desenvolvimento do primeiro VE por Robert Anderson por volta de 1832 (MATULKA, 2014). Infelizmente, a indústria de VEs não despontou principalmente devido a dificuldade da produção em massa de baterias, assim, o verdadeiro interesse na área só surgiu no início do século 21 com a introdução do Toyota Prius no mercado (VAZ; BARROS; CASTRO, 2015).

A conscientização ambiental vem influenciando as pesquisas na área de energias sustentáveis, buscando soluções para a redução de impactos ambientais e aumento da eficiência energética. Segundo o balanço energético nacional de 2020 realizado pela Empresa de Pesquisa Energética (2020), o setor de transportes superou a indústria em consumo de energia pelo segundo ano consecutivo, usando 32,7% da energia no Brasil. Este é um dos setores que mais consomem energia e mais contribuem para as emissões de gases de efeito estufa por causa do uso de óleo diesel e gasolina, consequentemente, as tecnologias voltadas para mobilidade sustentável têm sido foco de estudo nos últimos anos.

O mercado de VEs vem crescendo no Brasil graças ao surgimento de medidas de estímulo como incentivos fiscais e políticas públicas no setor. Em 2020 esse aumento foi de 66,5% em comparação com o ano anterior, saindo de um total de 11.858 emplacamentos em 2019 para 19.745 (CESAR, 2021). Ressalta-se que esta contagem leva em consideração os modelos híbridos, híbridos plug-in e elétricos a bateria. Mundialmente, os Estados Unidos, Japão e China são os maiores consumidores desse tipo de automóvel, porém é interessante refletir sobre a participação relativa dos VEs nos novos licenciamentos para avaliar sua influência na economia (VAZ; BARROS; CASTRO, 2015).

Um estudo bem generalista é o de Jing et al. (2016), onde os autores discutem sobre alguns conceitos básicos de veículos elétricos e suas características, participação no mercado, infraestruturas de carregamento, estudos sobre atribuição de tráfego e previsões futuras. Rodrigues et al. (2014) também traz uma visão geral da conexão de veículos elétricos à rede de energia elétrica para recarga de baterias. Outro trabalho interessante e bastante relacionado à proposta desta dissertação é o de Campos et al. (2014), onde é feito o desenvolvimento de um veículo elétrico urbano como trabalho multidisciplinar em engenharia.

O funcionamento de veículos elétricos depende principalmente de quatro componentes: bateria, inversor, motor de indução e sistema de recuperação de energia (FELIX, 2020). O inversor converte a energia elétrica contínua (CC) em alternada (CA), a qual é levada para o motor de indução. O motor opera devido à interação dos campos magnéticos do estator e do rotor, transformando a energia elétrica em mecânica. Por sua vez, o sistema de recuperação de energia (do inglês, *Kinetic Energy Recovery System* ou KERS) recupera uma parte da energia cinética gerada pela desaceleração e que seria perdida nos freios mecânicos em forma de calor,

enquanto isso, a bateria é responsável pelo armazenamento dessa energia.

A eletrônica de potência é a ciência que estuda estratégia de conversão de energia elétrica, mais especificamente conversores estáticos, sistemas compostos por associações entre elementos passivos e ativos (RASHID, 2011). Contudo, sua aplicação depende do controle adequado das variáveis elétricas, logo, conhecer o modelo da planta é essencial para a escolha apropriada do controlador e seus parâmetros. Em engenharia, o controle do fluxo de energia entre sistemas elétricos é um grande desafio, o que reflete na concepção de interruptores, bem como o constante desenvolvimento de métodos de controle que garantem elevados rendimentos.

Os estudos acerca de estratégias de conversão de energia elétrica têm focado não só no desenvolvimento de novas topologias de conversores de potência, mas no aprimoramento das já consolidadas (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2004), uma vez que a indústria considera questões como tamanho, peso e custo, além de simplicidade e segurança na fase de desenvolvimento de um novo produto. Neste contexto, a definição do modo de operação do conversor, técnicas de modelagem confiáveis, e uma melhor aproximação do modelo ao circuito real são as chaves para construir dispositivos mais eficientes, sabendo que uma representação bem fundamentada irá assegurar a correta análise do sistema e prever seu comportamento real.

Nesta área, cita-se o trabalho de Fischer et al. (2017), onde é desenvolvido um conversor não-isolado para correção de fator de potência para carregadores de veículos elétricos. Também nesta linha, Mengatto e Heerdt (2017) apresentam um carregador de bateria integrado que usa o motor de tração de um veículo elétrico como filtro de entrada no modo de carregamento da bateria. E, por fim, também é interessante ressaltar o conversor CC-CC bidirecional de Lorencetti e Heerdt (2017) com método de equalização preditivo para bateria.

Visando a expansão dos conhecimentos do Núcleo de Processamento de Energia Elétrica (NPÉE) da Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC) nas áreas de veículos elétricos e acionamento de máquinas elétricas de alta corrente, optou-se pelo desenvolvimento de um conversor de potência bidirecional capaz de atuar em diversos tipos de configurações. O projeto de pesquisa VELLEV (Veículo Elétrico Leve) é responsável por projetar circuitos elétricos, placas eletrônicas e acionamento de um kart elétrico na UDESC, assim, este trabalho tem como foco principal o emprego em tal protótipo.

1.1 OBJETIVO GERAL

A ideia principal deste trabalho é o desenvolvimento de um conversor de potência modular com alta densidade de potência, capaz de substituir o sistema atual instalado no kart do VELLEV, com projeto e tecnologia próprios. Dado que o kart é um veículo de competição que alterna entre aceleração e frenagem constantemente, deseja-se que a energia gerada durante a frenagem seja armazenada no supercapacitor, possibilitando o seu uso em um momento de aceleração futuro. Assim, a proposta deste trabalho é dimensionar um conversor CC-CC reversível em corrente, capaz de suportar até 80 V no barramento CC, entregar 200 A no sentido abaixador,

com acionamento e aquisição de sinais isolados. Em outras palavras, deseja-se projetar um conversor generalista capaz de acionar cargas CC de corrente elevada, capaz de fazer a aquisição de sinais isolados e com alta densidade de potência.

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Como objetivos específicos deste trabalho podem ser destacados:

- Reduzir pela metade as baterias do kart, de quatro para duas, gerando uma significativa redução do peso;
- Equalizar a energia armazenada nas baterias, aumentando a autonomia;
- Reduzir as cargas e descargas parciais das baterias, que ocorrem nos processos de aceleração e frenagem frequentes nos karts e veículos urbanos.
- Substituir o sistema atual do kart VELLEVO por esta proposta;
- Substituir o conversor comercial (importado) de acionamento do motor por este conversor modular;
- Estudar a estrutura atual do kart e apresentar sua topologia, isto é, o foco em armazenamento e tração;
- Adicionar supercapacitores no barramento CC. Ao introduzir os supercapacitores no sistema, os picos de corrente passarão a serem fornecidos/absorvidos pelo supercapacitor, o que reduziria os esforços transientes nas baterias.

1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO

Este trabalho é organizado em sete capítulos, os quais estão estruturados de acordo com a descrição abaixo:

- Capítulo 1: Motivações e os objetivos deste trabalho;
- Capítulo 2: Resumo da proposta e da abordagem;
- Capítulo 3: Revisão sobre dispositivos armazenadores de energia, com foco em baterias e supercapacitores;
- Capítulo 4: Apresentação o conversor desenvolvido, isto é, descrição e projeto da placa de circuito impresso;
- Capítulo 5: Projeto da estrutura de controle utilizada e apresentação dos resultados obtidos através de simulação;

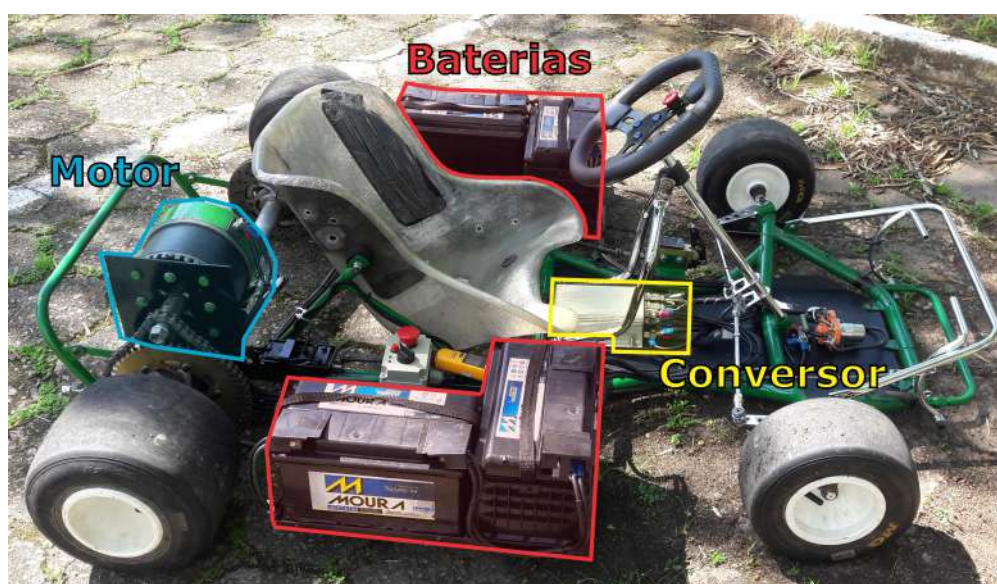
- Capítulo 6: Apresentação e discussão dos resultados práticos;
- Capítulo 7: Conclusões e considerações finais.

2 PROPOSTA DESTE TRABALHO

Nos últimos anos, a equipe VELLEV tem trabalhado no desenvolvimento de um VE, no caso, um kart elétrico movido por um motor elétrico de corrente contínua à ímãs permanentes e sustentado por baterias de chumbo-ácido. O veículo é controlado por um conversor de potência do modelo KDZ72400, produzido pela empresa Kelly Controls, capaz de operar continuamente a 72V e 160A, podendo atingir até 400A de pico. Além disso, esse controlador possui diversas opções de operação que podem ser facilmente configuradas através de software, facilitando muito a interface com o usuário.

Sabendo disso, o VELLEV desenvolveu vários protótipos que pudessem substituir a solução atual utilizando-se da tecnologia e conhecimento nacional. Apesar de diversos sucessos e testes em pista, nenhuma das propostas até então conseguiu se estabelecer como peça definitiva no sistema do kart, devido às dificuldades em se implementar um conversor capaz de suportar os esforços exigidos por essa aplicação. Por este motivo, decidiu-se iniciar o desenvolvimento de uma solução robusta e de fácil integração com materiais disponíveis localmente. A última versão do kart pode ser vista na Figura 1

Figura 1 – Kart da equipe VELLEV, destacando seus principais componentes: baterias, motor e controlador

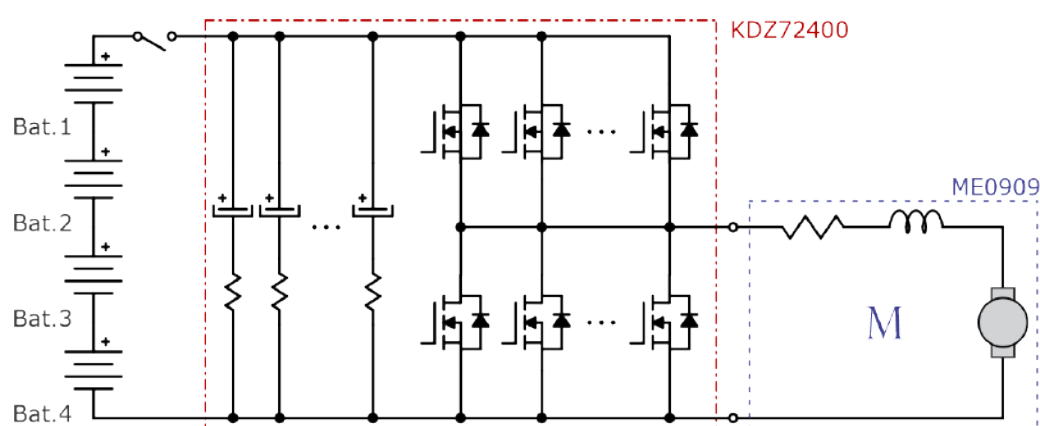


Fonte: Acervo equipe VELLEV

O sistema de potência instalado atualmente no VE, pode ser observado na Figura 2. Este sistema é composto de três elementos principais: baterias, controlador e motor. Neste veículo, quatro baterias de chumbo-ácido do modelo 12MN63 são associadas em série para entregando uma tensão nominal de 48V e uma energia armazenada de 252Ah (4x63Ah), entregando até 45 minutos de operação em potência nominal. Porém, a principal desvantagem deste tipo de bateria é a sua densidade de energia baixa, o que acaba gerando um produto final muito pesado. Para a bateria 12MN63, o peso final de cada unidade é de 16kg.

O conversor responsável pelo acionamento e controle do motor é, à primeira vista, muito simples, conforme pode ser observado na Figura 2, possuindo apenas três componentes principais: capacitores de filtro; chaves superiores; e chaves inferiores. Contudo, devido ao elevado nível de corrente que circula pelo conversor, diversos componentes iguais são utilizados em paralelo, o que reduz os esforços individuais e aumenta a robustez do sistema. Outra solução inteligente deste produto é a utilização da indutância da própria máquina, removendo a necessidade de um indutor interno para manter o fluxo de corrente dentro do desejado.

Figura 2 – Esquemático do sistema de potência instalado no kart, composto por um controlador KDZ72400 (em vermelho), um motor ME0909 (em azul) e quatro baterias 12MN63 de chumbo-ácido



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

O motor elétrico de corrente contínua, com escovas, a ímãs permanentes utilizado é fabricado pela empresa Motenergy. O ME0909 é capaz de trabalhar com tensão CC entre 24V e 48V, entregando até 4kW de potência nominal em 4500RPM de velocidade de rotação. Essa máquina permite que o VE atinja uma velocidade final de 60km/h e garante uma resposta rápida às variações do acelerador. De tal modo, partindo das condições atuais do veículo, diversas soluções podem ser abordadas para melhorar o seu desempenho e eficiência, porém apenas três principais propostas são apresentadas aqui.

Primeiramente, sugere-se a adição de um sistema armazenador de energia que reduza os picos de corrente consumidos da bateria, reduzindo sua temperatura de operação e aumentando a vida útil. Essa proposta poderia ser implementada com supercapacitores ligados em paralelo ao barramento CC entre a saída do conversor e a conexão com as baterias, criando um "buffer" para as variações instantâneas de corrente entre estes dois pontos do circuito. Outro benefício desta proposta é a ampliação da energia armazenada durante a frenagem, pois os supercapacitores são capazes de armazenar uma grande quantidade de energia em um curto período de tempo devido às suas características de trabalho, assim, a maior parte da energia gerada durante a frenagem poderia ser armazenada nesses supercapacitores ao invés de ser dissipada nos freios mecânicos em forma de calor.

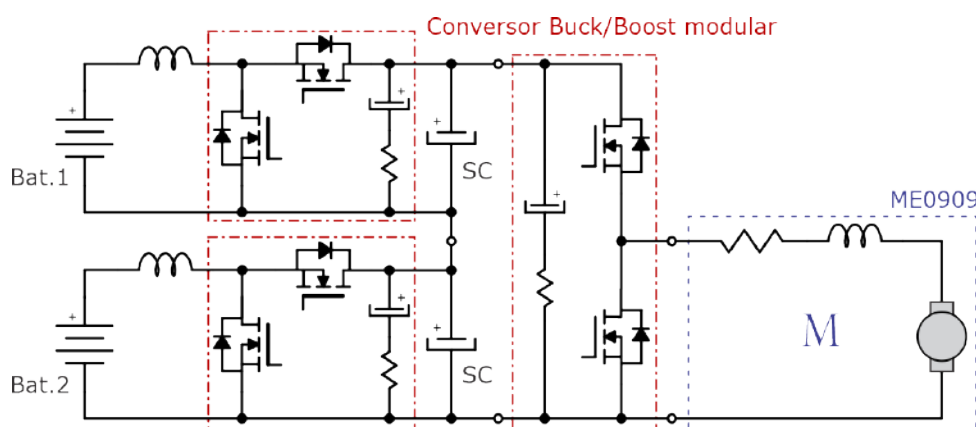
A segunda proposta é o projeto de um conversor para substituir o que está atualmente

empregado no kart, porém, com uma densidade de potência muito maior do que essa solução. Esse conversor deve ser capaz de acionar cargas com até 60V e 200A continuamente, suportar picos de corrente de até 400A, utilizar componentes que possam ser obtidos no mercado nacional e de simples manutenção e integração. Um conversor capaz de atender todos estes requisitos beneficiaria em muito o conhecimento da equipe e abriria novos horizontes para o futuro deste VE.

A terceira proposta é direcionada à redução de peso do VE, que atualmente é um dos fatores mais limitantes no desempenho. As baterias do VE pesam, juntas, 64kg e equivalem a 50% do peso do kart. Para reduzir esse peso, uma de duas medidas podem ser tomadas: a troca das baterias de chumbo-ácido por baterias de lítio ou o desenvolvimento de um sistema de controle por conversor CC-CC que obtenha a mesma tensão atual utilizando uma quantidade menor de baterias. Devido aos custos iniciais e complexidade adicional da integração de um banco de baterias de lítio, decidiu-se trabalhar com a segunda opção, reduzindo o número de baterias e o peso. Além disso, muitas aplicações ainda usam baterias chumbo-ácidas, tais como empilhadeiras e UPS, permitindo que este sistema seja usado também como laboratório para pesquisas de outras aplicações.

Com essas três propostas em mãos, um esboço do sistema final pode ser esquematizado, como mostra a Figura 3. Este sistema possui três conversores de potência idênticos, demarcados em vermelho com caixas pontilhadas, exercendo duas funções distintas: acionamento do motor e gerenciamento de carga das baterias. Esta topologia foi escolhida devido a sua capacidade de modularização e reversibilidade de corrente. Durante a operação normal do veículo, os dois conversores a esquerda irão elevar a tensão da bateria, com uma razão de elevação de 2, em corrente controlada e constante, essa tensão será estabilizada pelo banco de supercapacitores e transferida para o motor em uma tensão de 48V, através do terceiro conversor, que irá controlar a corrente e velocidade da máquina.

Figura 3 – Esquemático do sistema proposto, apresentando, em vermelho, a inserção do conversor modular em três diferentes tipos de aplicação, com a adição de supercapacitores no barramento CC entre a carga e a fonte



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

A escolha de se trabalhar com dois conversores para o gerenciamento de carga das baterias foi devido ao nível de tensão entregue por elas. Como a tensão dessas baterias varia entre 10,5V e 14,5V, um conversor teria que ser capaz de elevar a tensão mínima da bateria para o patamar de tensão do motor, que resultaria em uma razão de elevação de 4,5, exigindo grandes esforços de corrente nos semicondutores e na bateria, diminuindo a eficiência e prejudicando a vida útil das baterias. Assim, optou-se por trabalhar com duas células de gerenciamento de carga ligadas em cascata, reduzindo a razão de elevação para 2,2 e as exigências de potência processada pela metade.

Um grave problema é o desbalanceamento de carga entre as duas baterias utilizadas. Como as baterias possuem pequenas diferenças em sua construção, o consumo de energia por elementos parasitas internos é diferente entre elas e isso faz com que a tensão dessas baterias fiquem diferentes ao longo do tempo. Para solucionar esse problema, pode-se implementar um algoritmo que monitora a diferença do estado de carga entre as baterias e varia os limites de corrente de carga e descarga, forçando o equilíbrio dos estados de carga destas baterias.

3 ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

O armazenamento de energia é um pilar fundamental na sociedade moderna, que nos permite acessar recursos e oportunidades inalcançáveis aos nossos antepassados. A capacidade de armazenar energia é de extrema importância para aplicações do nosso dia a dia, como em equipamentos sem fio, energias renováveis intermitentes, sistemas de recuperação de energia da frenagem e sistemas de tração.

A energia pode ser armazenada de diversas formas, como em combustíveis, baterias, barragens e campos elétricos, porém ela precisa ser convertida entre esses formatos para atender os requerimentos da aplicação em que irá ser utilizada. No mercado, existem dois principais tipos de armazenadores de energia elétrica, os dispositivos que armazenam energia através de reações químicas, chamados de baterias, e os que armazenam através de campos elétricos, conhecidos como capacitores.

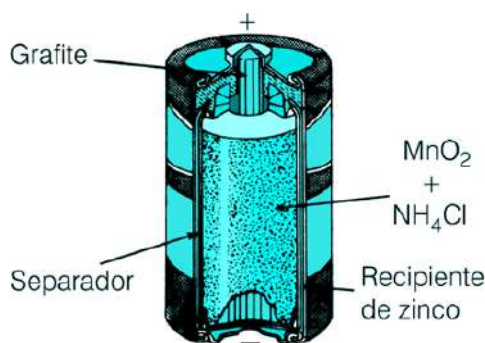
3.1 BATERIAS

Baterias são dispositivos que geram energia elétrica a partir da energia química, através reações eletroquímicas. Essas reações podem, ou não, ser reversíveis, separando-as em duas categorias: baterias primárias e baterias secundárias.

As baterias primárias não são recarregáveis. A energia contida nestas baterias é predefinida por seus componentes internos, que irão fornecer energia enquanto houver material para alimentar a reação eletroquímica e, por este motivo, são descartáveis. Este tipo de bateria possui um custo baixo de produção, em relação às baterias secundárias, e uma densidade de energia entre 36 e 190 Wh/kg , dependendo da tecnologia construtiva utilizada (COWIE, 2014b; COWIE, 2014a).

Um método de construção muito comum para este tipo de bateria é a pilha de zinco e dióxido de manganês, como mostra a Figura 4. A qual é popularmente utilizada em produtos e equipamentos de baixa potência, sendo comercializada em tamanhos padronizados.

Figura 4 – Diagrama de uma pilha de zinco e dióxido de manganês



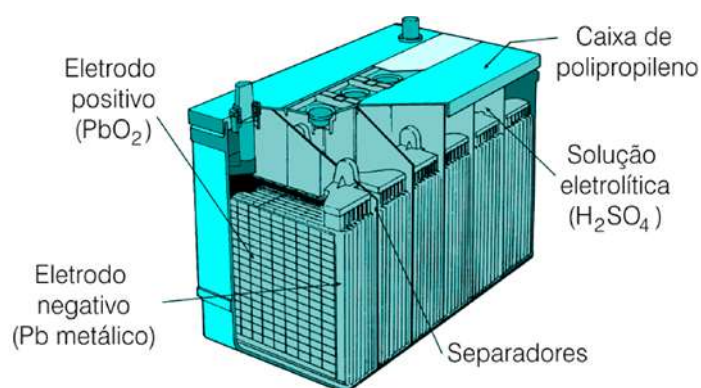
Fonte: QNEsc (2000).

Já as baterias secundárias são baterias que podem ser recarregadas. A energia contida nesta bateria vai depender de vários fatores, como a sua composição química e tempo de carga. Este tipo de bateria é muito diverso e possui uma grande variedade de tecnologias, entre quais as mais populares são as de chumbo-ácido e as de lítio, apresentadas nas seções seguintes.

3.1.1 Baterias de chumbo-ácido

Essas baterias são compostas por placas de chumbo submersas em uma solução extremamente ácida (H_2SO_4), como mostra a Figura 5, podendo ter outros formatos e características definidas por aplicações específicas. Esse tipo de bateria é comumente produzido para uma tensão nominal de 12 V e é considerada totalmente descarregada quando a sua tensão chega a 10,5 V, quando deve ser desconectada para evitar danos a sua vida útil. A densidade de energia destas baterias varia entre 40 e 74 Wh/kg , enquanto a relação peso – potência, ou densidade de potência, está entre 60 e 70 W/kg (HELIAR, 2021).

Figura 5 – Diagrama de uma bateria de chumbo-ácido



Fonte: QNEsc (2000).

As baterias de chumbo ácido são as mais utilizadas em bancos de grande capacidade de armazenamento e no setor automotivo. Esta é uma tecnologia antiga e popular, representando aproximadamente um terço do mercado de baterias em 2020 (GVR, 2020). A popularidade deste tipo de bateria é devido ao seu baixo custo, facilidade de produção, boa eficiência e a capacidade de entregar uma grande quantidade de potência em pouco tempo.

Existem diversos tipos de baterias de chumbo-ácidas, cada um apropriado para um tipo de aplicação. Os mais comuns são: Tracionaria; Estacionaria; e Veicular. As baterias veiculares, também chamadas de SLI (*Start, Light and Ignition*), são baterias produzidas para suprir as necessidades energéticas básicas de um veículo de combustão interna, como o acendimento das luzes internas, partida do veículo e geração da centelha de ignição. Estas três funções principais são o que define o seu *design*, uma bateria capaz de gerar grandes correntes, mas que não necessitam fornecer um grande nível médio de potência todo o tempo e por isso estão sempre carregadas.

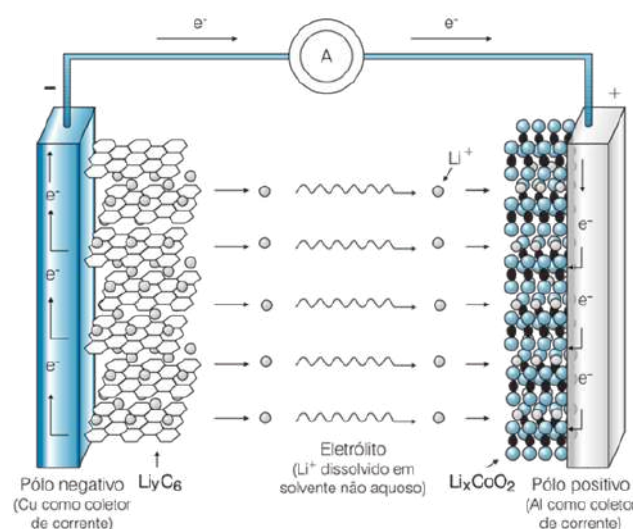
Baterias estacionárias são utilizadas em sistemas essenciais e que precisam ter uma segurança energética durante a sua operação, normalmente aplicadas em UPS. O regime de trabalho dessas baterias tende a ser muito esporádico e de baixo consumo, mantendo uma descarga quase constante durante um grande período de tempo.

Contrastando com os dois tipos anteriores, as baterias de tração são normalmente utilizadas com grandes descargas de corrente intermitente e com uma grande profundidade de descarga. Esse tipo de bateria é o mais indicado para a aplicação em veículos elétricos, devido a sua robustez e densidade de energia.

3.1.2 Baterias de Lítio-Íon

Esta bateria utiliza o elemento lítio (Li) como principal material dos eletrodos de suas células. Os íons de lítio fluem através de um eletrólito para transferir cargas elétricas de uma superfície coletora para outra, como mostra a Figura 6. O sentido desta reação eletroquímica depende do sentido do fluxo da corrente.

Figura 6 – Célula de Li-íon, íons de lítio, durante a descarga



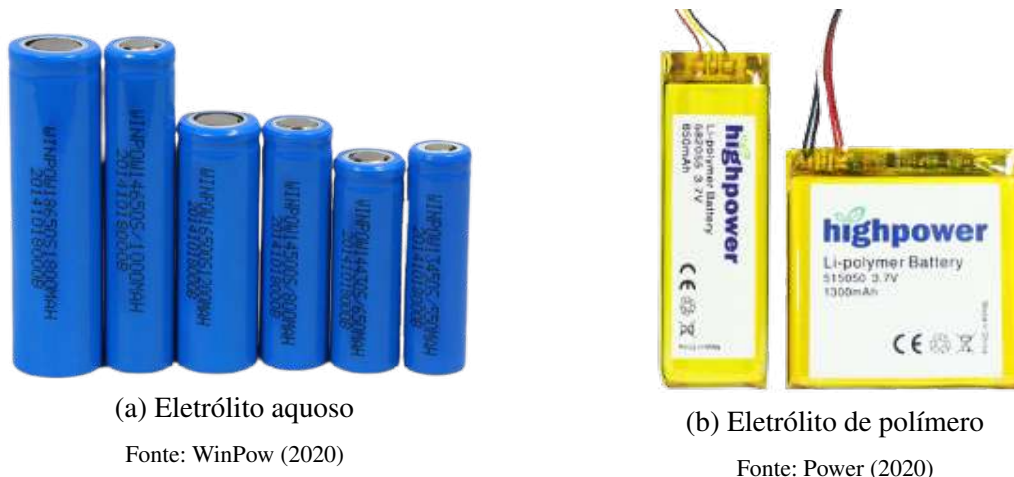
Fonte: QNEsc (2000).

Devido à alta inflamabilidade do lítio, estas baterias representam perigo quando maneadas de maneira incorreta. Este tipo de bateria pode se incendiar ou explodir quando submetidas a sobrecorrente, subtensão, sobretensão ou perfurações na célula (SPOTNITZ; FRANKLIN, 2003). As baterias de lítio são as mais utilizadas em equipamentos eletrônicos, principalmente devido a sua densidade de energia que pode chegar a 220 Wh/kg (EPEC, 2021; VEN, 2021), muito acima das outras tecnologias anteriormente apresentadas. A densidade de potência deste tipo de bateria é bem alta, em torno de 350 W/kg (SDI, 2009; LYGTE, 2017).

Essas baterias são subdivididas em dois grandes grupos: baterias com eletrólito aquoso e baterias com eletrólito de polímero. Cada grupo tem seus pontos fortes e fracos, que acabam direcionando sua aplicação no mercado. Dentre esses grupos, as baterias com eletrólito aquoso

são as mais seguras, pois são comercializadas em formatos padrões (AA, 18650, 4680, etc.) com diversos mecanismos de proteção já embutidos em sua construção, apresentados na Figura 7a. Já as baterias com eletrólito de polímero tem como vantagem o fato de poderem ser construídas em formato retangular, facilitando a sua implementação em designs mais restritivos, como *ultrabooks* e *smartphones*, como mostra a Figura 7b. A tensão nominal de uma célula é de 3,6 V, e quando totalmente carregadas a tensão é de 4,2 V.

Figura 7 – Comparação entre formatos comuns de baterias de íons de lítio

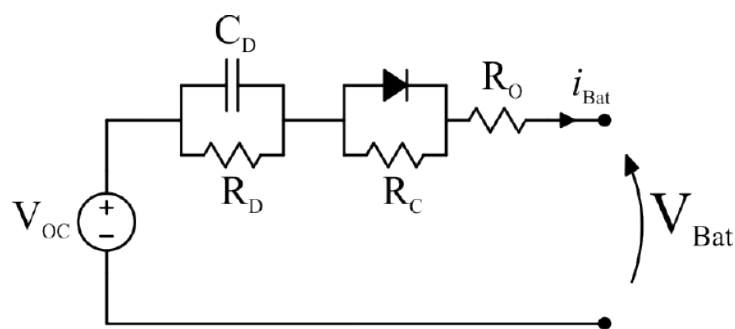


Devido aos riscos relacionados ao carregamento de baterias de lítio, recomenda-se o uso de circuitos integrados (CI) de proteção e gerenciamento de carga. O CI TP4056 oferece funções de controle de carregamento, gerenciamento de carga e proteção contra conexão reversa. Este CI é muito popular, funcional e relativamente barato, porém tem a limitação de sua corrente máxima de trabalho ser de 1200mA (NANJING, 2021). Também são necessárias proteções para que a bateria não se danifique durante a operação, para isso recomenda-se usar um CI como o FS312F, que oferece proteções para sobretensão, subtensão, curto circuito, sobrecorrente e detecção de carregamento (FSC, 2014).

3.1.3 Modelo elétrico de baterias

Para que se possa representar o comportamento dinâmico de uma bateria em um ambiente de simulação, é necessário modelar o comportamento da mesma através de experimentos e teoria para obter um circuito equivalente que descreva o seu comportamento. Em notas de aula (BARBI, 2017a; BARBI, 2017b), o Prof. Dr. Ivo Barbi descreve um modelo elétrico (Figura 8) que desenvolveu empiricamente junto com seus orientandos ao longo de sua carreira. Este modelo visa representar o comportamento dinâmico de uma bateria de chumbo ácido e sua precisão é maior quando aplicado em simulações longas, com escala de tempo em minutos.

Figura 8 – Modelo elétrico de uma bateria de chumbo ácido



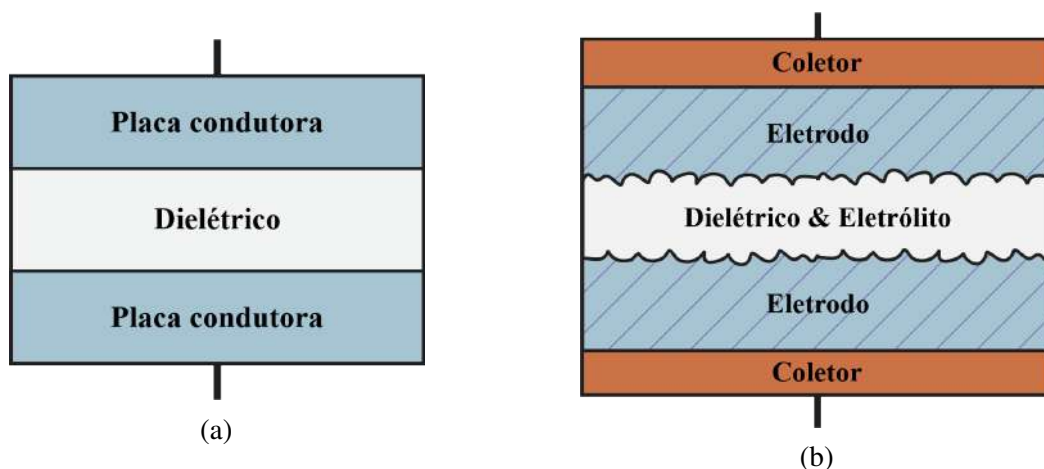
Fonte: Barbi (2017a)

Onde: V_{oc} - Tensão de circuito aberto que depende da temperatura e do estado de carga; R_o - Resistência que independe da temperatura e varia ligeiramente com o estado de carga; R_D - Resistência que varia exponencialmente durante a descarga; C_D - Capacitor que simula o atraso da tensão; R_C - Resistência que intervém durante o processo de carga, cresce exponencialmente com o estado de carga;

3.2 SUPERCAPACITORES

Um supercapacitor, ou capacitor eletroquímico de dupla camada, é uma extrapolação do *design* de um capacitor convencional de placas paralelas (CPP), capaz de armazenar centenas de vezes mais energia por unidade de massa ou volume. O supercapacitor é um dispositivo eletroquímico constituído por dois eletrodos porosos imersos em uma solução de eletrólito que armazena carga eletrostaticamente (CULTURA; SALAMEH, 2015). A Figura 9 faz uma comparação entre a estrutura de um CPP e um supercapacitor.

Figura 9 – Arranjo interno do: (a) capacitor de placas paralelas; (b) supercapacitor



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A capacitância de um CPP depende apenas da área dos condutores, da espessura do dielétrico e do material do dielétrico, o que simplifica muito a sua construção, mas também

limita a escalabilidade de sua capacitância.

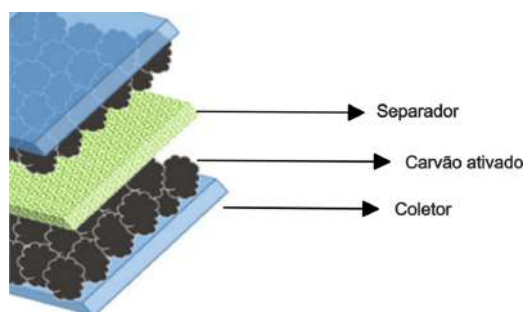
Além dos elementos presentes no CPP, a capacitância de um supercapacitor também é afetada pela área equivalente dos eletrodos e a composição química dos eletrodos e do eletrólito. Essas modificações permitiram que a área útil de armazenamento de carga aumentasse muito e que a espessura do dielétrico pudesse ser reduzida significativamente (EL-KADY et al., 2012).

Eletricamente, o supercapacitor se comporta similarmente a um CPP, apresentando tensão nominal quando o estado de carga (do inglês, *State of Charge* ou SoC) chega a 100% e tensão nula quando totalmente descarregado. A sua corrente de carga/descarga instantânea é limitada pela resistência interna do componente (Equivalent Series Resistance – ESR) (SKT, 2016; SKT, 2017).

3.2.1 Tecnologias construtivas de supercapacitores

Existem diversos tipos de tecnologias disponíveis comercialmente, o tipo mais comum é o supercapacitor com eletrodos de carbono poroso. Os eletrodos deste capacitor são feitos a partir de materiais irregulares e porosos, como o carvão ativado, que criam uma superfície de contato com o eletrólito muito maior, quando comparado a uma superfície lisa. O aspecto construtivo deste tipo de célula pode ser observado na Figura 10.

Figura 10 – Camadas internas de um supercapacitor de carbono ativado

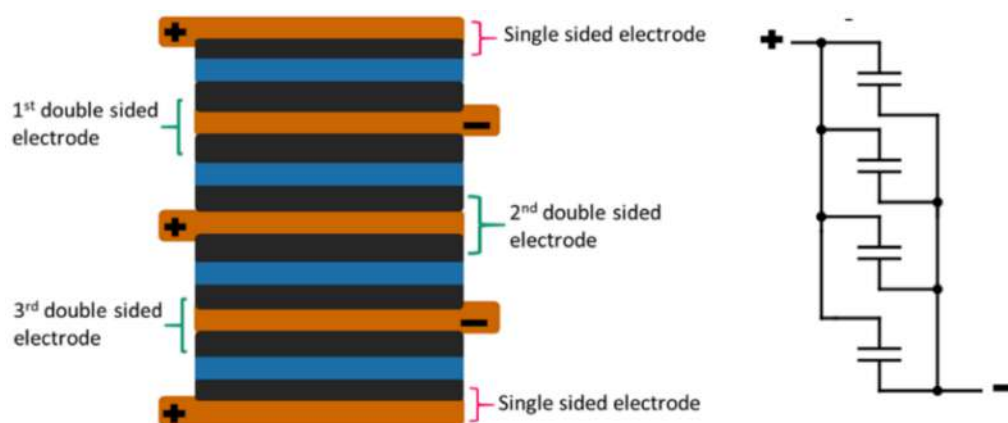


Fonte: Samantara e Ratha (2018).

Atualmente, a tecnologia mais avançada em eletrodos de supercapacitores é a de eletrodos baseados em grafeno. Grafeno é um material composto por cadeias carbônicas que tem apenas duas dimensões, uma vez que sua espessura é de um átomo, essas folhas bidimensionais são empilhadas formando diversas camadas bidimensionais que são perfuradas utilizando lasers, esta técnica multiplica a área total de interação com a solução eletrolítica enquanto mantém uma espessura de eletrodo muito menor do que a do carbono ativado. A desvantagem deste tipo de célula é o custo de fabricação, os métodos de fabricação do grafeno ainda são pouco escaláveis, o que torna o material extremamente caro (EL-KADY et al., 2012).

Como pode ser observado na Figura 11, supercapacitores são construídos com um padrão conhecido como “*Double Layer*” (Camada Dupla). Esta técnica reduz a espessura total do capacitor, que impacta diretamente em sua densidade de energia.

Figura 11 – Características construtivas de um supercapacitor



Fonte: Chiam et al. (2018).

A técnica leva este nome devido ao fato de que cada coletor de corrente é conectado eletricamente a duas camadas de carbono, fazendo assim o papel de dois coletores com a espessura de apenas um. A camada de carbono e o separador estão encharcados com uma solução eletrolítica, que transporta as cargas elétricas entre os eletrodos e o separador. Células capacitivas são construídas em um padrão cilíndrico, pois este formato maximiza a área enquanto reduz o volume total do capacitor, este formato também facilita a produção em série.

O laboratório nPEE possui dois bancos de supercapacitores do modelo LSUM 129R6C 0062F EA, capazes de armazenar até 515 kJ de energia elétrica. A tabela 1 apresenta as informações mais relevantes deste equipamento.

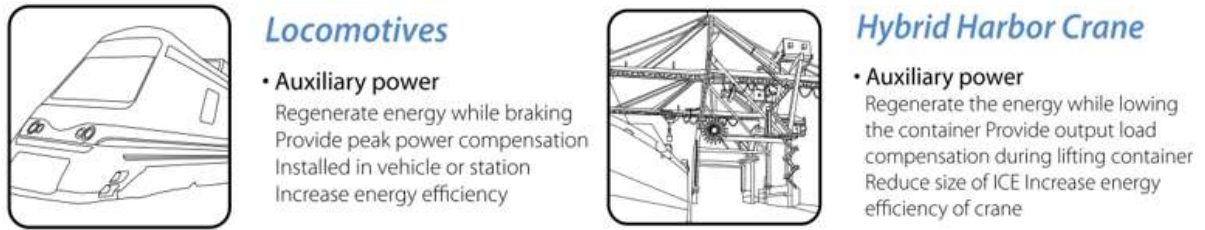
Tabela 1 – Principais características do supercapacitor LSUM 129R6C 0062F EA

Parâmetro	Valor
Tensão Nominal	129,6 V
Corrente de Pico	2300 A
Energy Capacity	145,8 Wh
Specific Energy	2,8 Wh/kg
Specific Power	2800 W/kg
ESR (DC)	13,2 mΩ
Peso	53 kg

Fonte: Mtron (2020b)

Este módulo de supercapacitores foi idealizado para aplicações que demandam uma grande quantidade de energia em um curto período de tempo, como ônibus de transporte de passageiros, locomotivas e guindastes portuários (Figura 12). Nestas situações esse equipamento pode ser aplicado como um elemento armazenador temporário, regenerando a energia da frenagem para a futura aceleração.

Figura 12 – Aplicações recomendadas pelo fabricante, LS Mtron

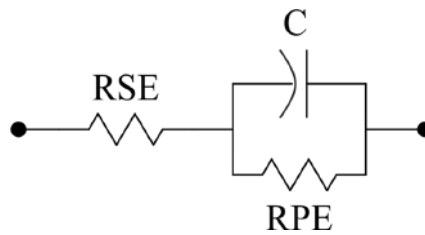


Fonte: Mtron (2020a)

3.2.2 Modelo elétrico de supercapacitores

Um supercapacitor pode ser representado por um modelo elétrico equivalente de primeira ordem (Figura 13) com uma boa precisão. Este modelo é capaz de simular as perdas em circuito aberto, perdas em condução e comportamento de carga (SEIM, 2012).

Figura 13 – Circuito equivalente de um supercapacitor



Fonte: Spyker e Nelms (2000)

Onde: *RSE* – Resistência série equivalente, modela as perdas térmicas por condução; *RPE* – Resistência paralela equivalente, modela o efeito de corrente de fuga, que impacta no armazenamento de longo prazo da energia. *C* – Capacitância do componente.

3.2.3 Estimação do estado de carga

Devido às características de operação do supercapacitor serem muito similares às de capacitores comuns, a estimação do estado de carga dos supercapacitores é relativamente simples, por uma relação direta entre a tensão atual do capacitor e a tensão máxima de operação do mesmo.

$$SoC(t) = \frac{V_C(t)^2}{V_{Cmax}^2} \cdot 100\% \quad (1)$$

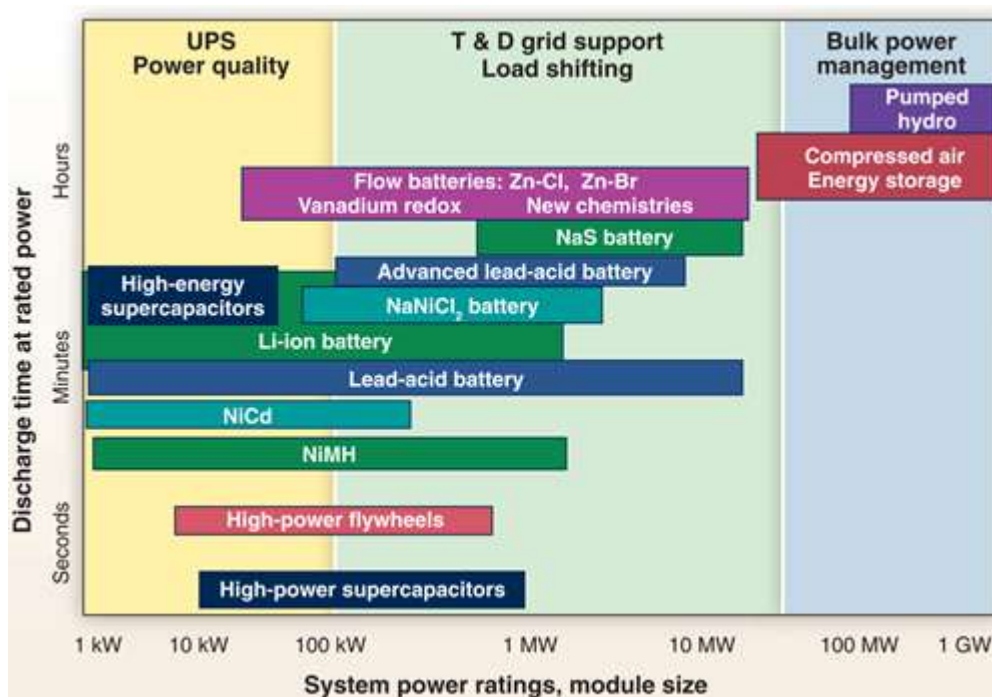
Onde: *SoC(t)* – Estado de carga atual; *V_C(t)* – Tensão atual do módulo; *V_{Cmax}* – Tensão máxima do módulo.

Esta relação também é verdadeira para módulos de capacitores ligados em série ou paralelo, porém em módulos associados em série/paralelo o estado de carga do módulo pode não representar o real estado de carga das células, devido às pequenas diferenças entre as resistências internas de cada célula.

3.3 COMPARAÇÃO ENTRE BATERIA E SUPERCAPACITOR

Devido as suas características, cada tipo de armazenamento de energia é mais adequado para um ramo de aplicações. O gráfico da Figura 14 apresenta a distribuição desses sistemas de armazenamento de acordo com a sua potência e o tempo de descarga nesta mesma potência:

Figura 14 – Sistemas de armazenamento e suas aplicações



Fonte: Dunn, Kamath e Tarascon (2011)

Este gráfico traz um panorama comparativo geral entre a maioria dos sistemas de armazenamento de energia existentes hoje, variando entre pilhas comuns (NiCd) e hidroelétricas. Pode-se observar que as seções de baterias de chumbo ácido e de supercapacitores não se sobrepõem, preenchendo lacunas diferentes dentro deste panorama. Portanto, podem ser utilizadas em conjunto para suprir diferentes necessidades de um sistema elétrico.

Como cada aplicação possui suas necessidades, o projetista deve escolher o tipo mais adequado de armazenamento a ser utilizado em sua aplicação, assim os parâmetros mais importantes que ele deve considerar em um projeto de armazenamento de energia elétrica são a capacidade de entrega de potência e a capacidade de entrega de energia ao longo do tempo. Esses dois parâmetros podem ser quantificados através da densidade de energia e da densidade de potência de um elemento armazenador de energia.

A densidade de energia (*Specific energy*) é a relação entre a quantidade de energia armazenada por unidade de massa [Wh/kg], essa propriedade está relacionada à quantidade total de energia armazenada em um componente. Pode-se observar, na Tabela 2, que as baterias são capazes de armazenar muito mais energia do que os supercapacitores e que, dentre os diferentes tipos de bateria, as de lítio são as que possuem a maior densidade de energia, motivo pelo qual

esta tecnologia é a mais utilizada em produtos eletrônicos de pequeno e grande porte.

Tabela 2 – Densidade de energia em diferente elementos armazenadores de energia

Tecnologia	Densidade [Wh/kg]	Tipo
Alcalina	85 – 190	Bateria primária
Li-Ion/Li-Po	60 – 220	Bateria secundária
Chumbo-Ácido	40 – 74	Bateria secundária
Níquel-Cádmio	40 – 60	Bateria secundária
SkelCap	5,1 – 6,8	Supercapacitor
LSUC 002R7C	3,3 – 7,45	Supercapacitor
LSUM 129R6C	2,8	Supercapacitor

Fonte: EPEC (2017)

O outro parâmetro, densidade de potência (*Specific power*), é a relação entre a quantidade de energia que pode ser entregue instantaneamente por unidade de massa. Os supercapacitores conseguem entregar muito mais potência instantaneamente quando comparados com as baterias, em especial os supercapacitores com eletrodos baseados em grafeno, devido a sua alta condutividade e menor resistência interna.

Tabela 3 – Densidade de potência em diferente elementos armazenadores de energia

Tecnologia	Densidade [kW/kg]	Tipo
Alcalina	0,05	Bateria primária
Li-Ion/Li-Po	0,35	Bateria secundária
Chumbo-Ácido	0,06 – 0,18	Bateria secundária
Níquel-Cádmio	0,15	Bateria secundária
SkelCap	42 – 80	Supercapacitor
LSUC 002R7C	8,64 – 15,05	Supercapacitor
LSUM 129R6C	2,8	Supercapacitor

Fonte: EPEC (2017)

Muitos outros fatores influenciam a escolha entre baterias e supercapacitores em um projeto de armazenamento de energia, como a velocidade de carregamento e o ciclo de vida, mas o projetista deve ser capaz de definir os pontos mais importantes para o seu projeto, pesar esses fatores e escolher a melhor combinação de elementos armazenadores de energia para a sua aplicação.

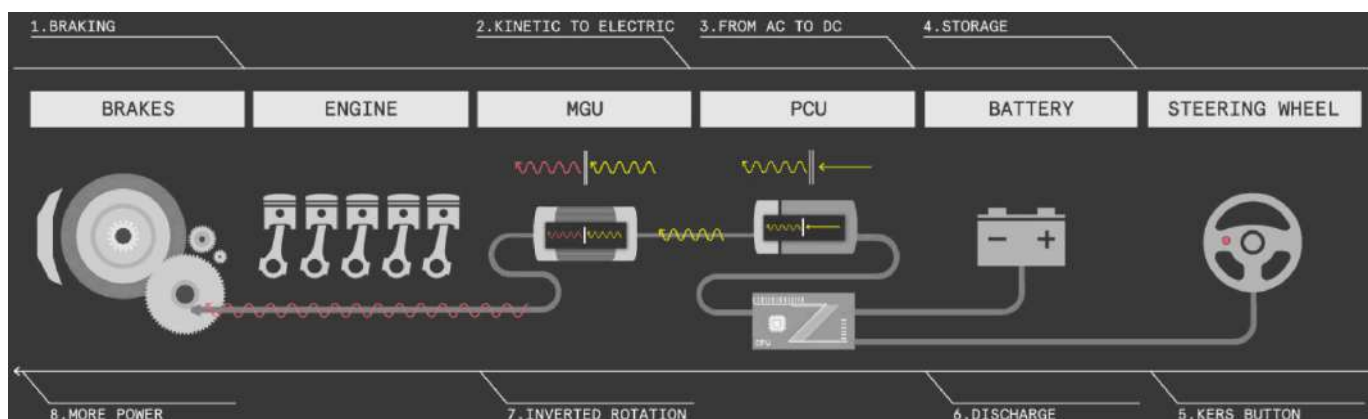
3.4 RECUPERAÇÃO DE ENERGIA – KERS

KERS é um acrônimo para *Kinetic Energy Recovery System*, ou em português, sistema de recuperação de energia cinética, um sistema de conversão de energia cinética em energia elétrica. Este sistema foi popularizado pela empresa *Magneti Marelli* devido ao seu uso na temporada de

2009 de Fórmula 1, onde adicionava 60 kW de potência ao carro, um ganho de 11% de potência (EECA, 2018).

Visando facilitar a compreensão do funcionamento do KERS, uma equipe de design da Universidade Politécnica de Milão criou uma animação didática, mostrado na Figura 15, a qual pode ser acessada através do link: <http://bit.ly/2MpjA8F>.

Figura 15 – Animação de um sistema de recuperação de energia cinética



Fonte: EECA (2018)

Este processo de recuperação, conversão e armazenamento da energia precisa ser bidirecional, permitindo que a energia armazenada seja devolvida ao circuito para ser reutilizada na tração do veículo/equipamento. Para que a energia cinética possa ser armazenada, uma série de conversões são necessárias:

1. Converte-se a energia cinética do movimento do veículo em energia mecânica rotacional, rotacionando o eixo do veículo;
2. A energia rotacional no eixo do veículo sofre uma conversão de sentido e velocidade na transmissão do veículo, rotacionando o eixo do motor;
3. A energia rotacional é convertida em energia elétrica através de um gerador trifásico de corrente alternada;
4. A corrente alternada é convertida em corrente contínua por um conversor de potência;
5. A energia resultante dessas conversões é armazenada em baterias e/ou supercapacitores.

Estas conversões são iniciadas no momento em que o piloto aciona o freio. Parte da energia que seria dissipada em calor nos discos de freio é convertida e armazenada por este sistema, e essa energia pode ser utilizada para acelerar o veículo em um momento futuro, evitando a utilização de combustível e aumentando a eficiência total de operação do veículo.

Para que se possa projetar o elemento armazenador é necessário quantificar e converter a energia recuperada para o tipo utilizado neste elemento. Através da Equação (2), podemos correlacionar os diferentes tipos de energia em Joules[J]:

$$E = \frac{C_A \cdot U^2}{2} = \frac{m \cdot V_E^2}{2} = m \cdot g \cdot h = m \cdot c^2 \quad (2)$$

Onde: E – Energia [J]; C_A – Capacitância [F]; U – Tensão [V]; m – Massa [g]; V_E – Velocidade [m/s]; g – Aceleração gravitacional [m/s²]; h – Altura [m]. c – Velocidade da luz no vácuo [m/s]. Da direita para a esquerda, a equação apresenta a energia de massa, a energia potencial gravitacional, a energia cinética e a energia potencial elétrica.

Essa equação permite relacionar a energia necessária para acelerar um veículo com a energia armazenada em um banco de supercapacitores. Como exemplo, o supercapacitor LSUM 129R6C 0062F EA pode armazenar até 515 kJ de energia potencial elétrica, que é equivalente a energia necessária para acelerar um veículo Golf GTI 2019, de 0 km/h a 100 km/h.

Este mesmo conceito pode ser aplicado ao veículo elétrico do grupo de ensino e extensão VELLEV, filiado ao Núcleo de Processamento de Energia Elétrica da UDESC. A Tabela 4 apresenta as características do veículo:

Tabela 4 – Características do veículo

Peso [kg]	
Kart	62,6
Piloto	100
Baterias	32
Total	194,6

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Partindo da Equação 2, pode-se derivar a Equação 3. Essa equação calcula a energia, em Joules, gerada na frenagem de um veículo elétrico, levando em consideração as não idealidades inerentes de um sistema elétrico veicular, como as perdas térmicas no motor CC.

$$E_{fre} = \frac{P_{eso} \cdot \Delta V^2 \cdot \eta_c \cdot \eta_m}{2} \quad (3)$$

Assumindo a eficiência do conversor(η_c) como 90% e a eficiência do motor(η_m) como 86%, em uma frenagem de 60 km/h para 10 km/h a energia gerada por esse veículo é calculada pela Equação 4:

$$E_{fre} = \frac{194,6kg \cdot (16,6m/s - 2,75m/s)^2 \cdot 0,9 \cdot 0,86}{2} = 14570J \quad (4)$$

Para um sistema de 72 V, a Equação 5 nos permite estimar a capacitância necessária para armazenar essa energia com 33% de profundidade de descarga de um supercapacitor:

$$\frac{E_{fre} \cdot 2}{(V_{b_{max}} - V_{b_{min}})^2} = \frac{14,57 kJ \cdot 2}{(70V - 44V)^2} = 43,11F \quad (5)$$

Utilizando supercapacitores do tipo LSUC 002R7C 1200F EA (1200F @ 2,7V), pode-se estimar o número mínimo necessário de supercapacitores ligados em série através da Equação 6:

$$N_{SC} \geq \frac{V_{max}}{V_{cell}} = \frac{72V}{2,7V} = 26,667 \quad (6)$$

Assim, seriam necessários 27 supercapacitores ligados em série para suportar a tensão do barramento CC, onde a capacitância deste banco pode ser calculada através da Equação 7:

$$S_C = \frac{1200F}{N_{SC}} = 44,444F \quad (7)$$

$$\frac{(70V - 44V)^2 \cdot S_C}{2} = 17,42 kJ \quad (8)$$

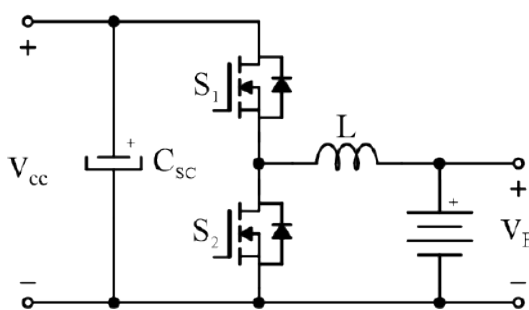
Comparando os resultados das equações 5 e 7, pode-se observar que a capacitância do banco é maior que a capacitância necessária, indicando que esse banco de supercapacitores possui capacidade suficiente para armazenar toda a energia gerada durante a frenagem do veículo, funcionando como um armazenamento temporário para essa energia.

O peso aproximado para este módulo de supercapacitores é de 7,3 kg, com um volume de 5,4 L, quando integrado utilizando supercapacitores do modelo Green-Cap 500 F 2,7 V.

4 CONVERSOR CC-CC REVERSÍVEL EM CORRENTE

No acionamento de veículos elétricos com regeneração de energia faz-se necessário a aplicação de conversores bidirecionais em corrente, para que um só equipamento execute o acionamento da máquina e controle a geração de energia na mesma. Diversos conversores bidirecionais foram propostos na literatura de eletrônica de potência capazes de executar diferentes tipos de conversão de energia, contudo, para este trabalho, optou-se por um conversor CC-CC de topologia clássica e generalista (Figura 16), o qual pudesse ser utilizado para a equalização de baterias, acionamento de máquinas CC e CA, gerenciamento de carga de supercapacitores e também para a recuperação de energia de frenagem de máquinas elétricas.

Figura 16 – Conversor CC-CC bidirecional em corrente



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

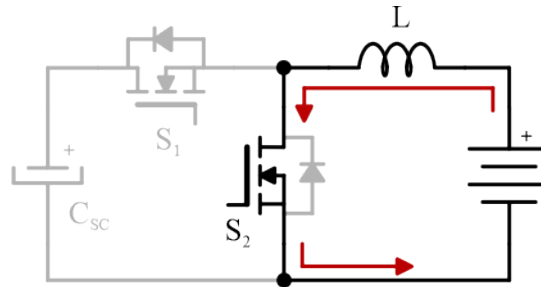
Esta escolha foi feita devido às necessidades atuais do laboratório, que pretende expandir as suas pesquisas em torno de veículos elétricos e precisará de uma plataforma robusta que seja capaz de executar as funções descritas acima. Os requisitos de potência vieram do sistema implementado atualmente no veículo elétrico do grupo VELLEV.

4.1 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

Devido a bidirecionalidade do conversor, sua operação em CCM (do inglês, *Continuous Conduction Mode*) pode ser descrita por seis etapas de operação, onde três etapas representam a operação em modo *Boost* e as outras três representam o modo *Buck*.

O modo de operação *Boost* se dá quando o sentido da corrente do indutor L é da bateria em direção ao barramento CC do supercapacitor, onde o valor de corrente é considerado positivo. A primeira etapa de operação deste modo, ilustrada na Figura 17, acontece quando a corrente no indutor L é nula e o interruptor S_2 é acionado. Ressalta-se que D corresponde a razão cíclica do modo de operação *Buck*, agindo diretamente no interruptor S_1 e que $T_s = 1/f_s$ representa o período de comutação.

Figura 17 – Primeira etapa de operação no modo *Boost* $[(1 - D) \cdot T_s]$

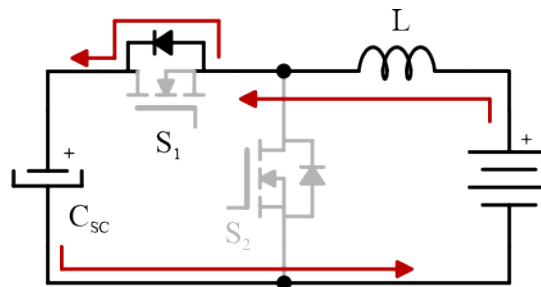


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

A corrente i_L irá circular nessa malha durante $[(1 - D) \cdot T_s]$, armazenando energia no campo magnético do indutor L .

Na segunda etapa de operação, o interruptor S_2 é desligado e a inércia de corrente gerada pelo indutor L cria uma sobre-tensão no sentido V_{SD} do interruptor S_1 , fazendo com que o diodo intrínseco dessa chave entre em condução e se inicie a transferência de energia para o barramento do supercapacitor. A Figura 18 ilustra essa etapa.

Figura 18 – Segunda e quarta etapa de operação no modo *Boost* [tempo morto]

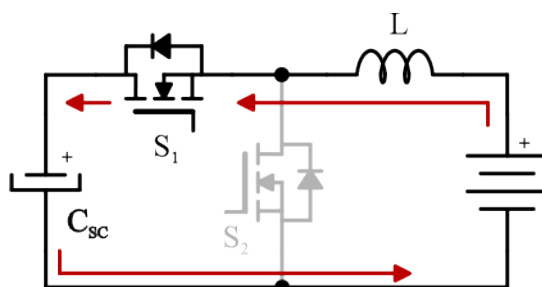


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

A duração da segunda etapa de operação é definida pelo projetista do sistema e é chamada de *dead time* ou tempo morto. Normalmente esse tempo é relativamente pequeno quando comparado ao tempo total de um período de comutação e pode ser desprezado durante a modelagem de controle.

Após o tempo morto, a chave S_1 é acionada dando início à terceira etapa de operação *Boost*, ilustrada na Figura 19. A entrada em condução da chave S_1 acontece em ZVS (*Zero Voltage Switching*) devido a diferença de potencial $V_{DS} \cong 0$ causado pela condução do diodo S_1 .

Figura 19 – Terceira etapa de operação no modo *Boost* $[D \cdot T_s]$



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

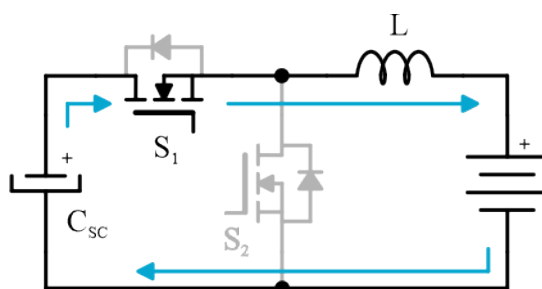
A terceira etapa de operação tem duração de $[D \cdot T_s]$ e termina quando o interruptor S_1 for desligado, dando início a uma nova etapa de tempo morto.

A Quarta etapa de operação é similar a segunda etapa de operação, onde apenas o diodo S_1 conduz a corrente que flui do indutor. Essa etapa dura até que o interruptor S_2 seja acionado, retornando para a primeira etapa de operação, ou quando a corrente i_L for nula, que permite que o fluxo de potência seja revertido e o conversor troque o seu modo de operação.

Quando a corrente do indutor atinge esse estado nulo, pode-se mudar o modo de operação do conversor para *Buck*, onde a corrente i_L tem valor negativo.

A primeira etapa de operação do conversor em modo *Buck*, Figura 20, se inicia quando a corrente i_L tem valor negativo ou nulo, $V_{C_{sc}} > V_{BAT}$ e S_1 é acionado. Isso faz com que a energia armazenada no supercapacitor seja transferida para a bateria e que o indutor armazene energia em seu campo magnético. Essa etapa de operação ocorre durante $[D \cdot T_s]$.

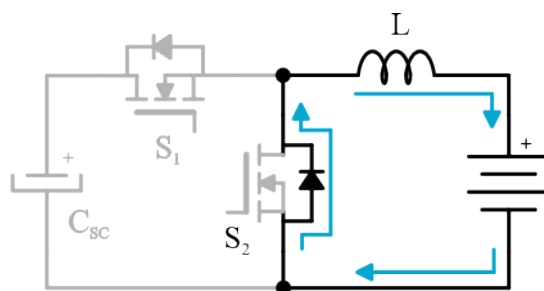
Figura 20 – Primeira etapa de operação no modo *Buck* $[D \cdot T_s]$



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Na sequência, o interruptor S_1 é desligado, fazendo com que o indutor L gere uma tensão reversa que supere a tensão da bateria, suficiente para polarizar o diodo intrínseco da chave S_2 , levando-o à condução. Essa é a segunda etapa de condução do conversor em modo *Buck*, também chamada de tempo morto, onde nenhum semicondutor está comandado a conduzir e o diodo de S_2 está conduzindo em roda livre. A Figura 21 ilustra esta etapa.

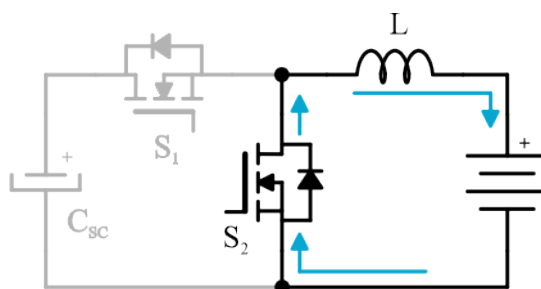
Figura 21 – Segunda etapa de operação no modo *Buck* [tempo morto]



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

A terceira etapa de condução se dá em $[1 - D \cdot T_s]$, onde o interruptor S_2 é acionado em ZVS e a corrente flui através do canal principal do MOSFET, transferindo a energia armazenada no indutor L para a bateria. Essa etapa é ilustrada na Figura 22.

Figura 22 – Terceira etapa de operação no modo *Buck* $[1 - D \cdot T_s]$



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Por fim, essa etapa de encerra quando o interruptor S_2 for comandado a bloquear, gerando uma nova etapa de tempo morto e permitindo um novo ciclo de trabalho ou uma reversão no fluxo de potência do conversor, desde que a corrente no indutor seja nula ou positiva, iniciando assim à operação em modo *Boost*.

4.2 PROJETO DO CONVERSOR

O projeto de dissertação foi idealizado para ser integrado ao kart do grupo de ensino VELLEVO, que atualmente conta com um motor de corrente contínua com $4kW$ de potência nominal e $48V$ de tensão nominal de acionamento. O projeto também leva em consideração as necessidades do barramento CC entre o banco de supercapacitores e o conversor de tração do kart, assim, a tensão máxima que o barramento CC pode atingir é de $72V$.

4.2.1 Dimensionamento do conversor

Como apresentado na Figura 3, os esforços de tensão e potência serão divididos por dois conversores simétricos ligados em série, reduzindo esses esforços pela metade em cada conversor. A Tabela 5 apresenta os parâmetros necessários para o projeto do conversor CC-CC bidirecional.

Tabela 5 – Parâmetros para projeto do conversor

Descrição	Parâmetro	Mínimo	Nominal	Máximo
Potência de saída	P_o	180 W	1000 W	1800 W
Tensão no barramento CC	V_{cc}	21 V	24 V	35 V
Tensão na bateria	V_B	10,5 V	12,5 V	15 V
Rendimento desejada	η_d		90 %	
Frequência de comutação	f_s		30 kHz	

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Parte dos parâmetros foi definida a partir dos limites de trabalho dos componentes magnéticos disponíveis em laboratório, das limitações de corrente por parte do *driver* de MOSFET disponível no mercado nacional e dos sensores de corrente que já haviam sido adquiridos. Deste modo, os parâmetros mais afetados foram a frequência de operação e a potência máxima de trabalho.

A Tabela 6 apresenta os esforços referentes a operação do conversor no modo *Boost*:

Tabela 6 – Esforços no modo *Boost*

Descrição	Parâmetro	Equação	Resultado
Razão cíclica	D_{Boost}	$1 - \frac{\eta_d \cdot V_B}{V_{cc}}$	0,73
Indutância mínima	L_{Boost}	$\frac{2 \cdot V_{ccmax}^2}{27 \cdot f_s \cdot P_{oMin}}$	16,804 μH
Valor máximo de corrente no interruptor	$I_{SBoostPk}$	$\frac{P_o}{\eta \cdot V_B} + \frac{V_B \cdot D_{Boost}}{2 \cdot f_s \cdot L_{Boost}}$	196,226 A

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

O equacionamento utilizado no projeto deste conversor foi baseado no livro "*Pulse-width Modulated DC–DC. Power Converters*" (KAZIMIERCZUK, 2008) e na dissertação de Edson Lorencetti (LORENCETTI, 2018).

Este projeto se dá através dos maiores esforços de corrente e tensão sobre seus componentes. Para esse conversor bidirecional, o primeiro desafio é a indutância mínima necessária para garantir a operação do conversor em CCM dentro da faixa de potência desejada durante os modos de operação *Buck* e *Boost*. A Tabela 7 apresenta os esforços referentes à operação do conversor no modo *Buck*:

Tabela 7 – Esforços no modo *Buck*

Descrição	Parâmetro	Equação	Resultado
Razão cíclica	D_{Buck}	$\frac{V_B}{\eta_d \cdot V_{cc}}$	0,794
Indutância mínima	L_{Buck}	$\frac{V_{BMax}^2 \cdot (1 - D_{BuckMin})}{2 \cdot P_{oMin} \cdot f_s}$	13,889 μH
Corrente de pico no interruptor	$I_{SBuckPk}$	$\frac{P_{oMax}}{V_B} + \frac{V_{BMin} \cdot (1 - D_{BuckMin})}{f_s \cdot L_{Buck}}$	196,782 A

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Comparando os resultados das Tabelas 6 e 7, pode-se observar que a indutância mínima deve ser superior a 16,804 μH e que os interruptores devem ser capazes de operar com até 196,782 A. Dentro destas condições de trabalho, escolheu-se utilizar dois interruptores do modelo FDH055N15 em paralelo. A Tabela 8 apresenta as características desse interruptor:

Tabela 8 – Características do interruptor

FDH055N15A		
V_{DSS}	150	V
I_{D100}	118	A
R_{DSon}	5,9	$m\Omega$

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

4.2.2 Perdas de potência no conversor CC

As perdas nos semicondutores e capacitores deste circuito podem ser estimadas através dos esforços do conversor durante a sua operação no modo *Boost*. A Tabela 9 apresenta as equações que quantizam os esforços teóricos do conversor em modo *Boost*:

Para um tempo morto de 2,5% do período de comutação, sabendo que a resistência R_{DSon} para dois interruptores em paralelo operando a 100 °C é de 4,5 $m\Omega$, e com base no equacionamento desenvolvido em ROHM (2015) e ROHM (2016), é possível estimar as perdas nos semicondutores. As perdas por condução nos interruptores $S1$ e $S2$ são:

$$PC_{S1} = 0,0045 \cdot I_{S1rms}^2 \cdot \left[\frac{\eta_d \cdot V_{BMin}}{V_{ccMin}} - 0,025 \right] = 38,163W \quad (9)$$

$$PC_{S2} = 0,0045 \cdot I_{S2rms}^2 \cdot \left[0,975 - \frac{\eta_d \cdot V_{BMin}}{V_{ccMin}} \right] = 31,558W \quad (10)$$

Tabela 9 – Demais esforços no modo *Boost*

Descrição	Parâmetro	Equação	Resultado
Razão cíclica em corrente máxima	D_{IoMax}	$1 - \frac{\eta_d \cdot V_{BMin}}{V_{ccMin}}$	0,55
Corrente S1 RMS	I_{S1rms}	$\frac{P_{oMax} \cdot \sqrt{D_{IoMax}}}{\eta_d \cdot V_{BMin}}$	141,261 A
Corrente S2 RMS	I_{S2rms}	$\frac{P_{oMax}}{V_{ccMin} \cdot \sqrt{D_{IoMax}}}$	115,557 A

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

As perdas de comutação nos interruptores são apresentadas nas equações 11 e 12, onde $0,7 \mu s$ representa o tempo de comutação esperado.

$$PS_{S1} = \frac{V_{ccMin} \cdot I_{SBoostPk} \cdot (0,7\mu s) \cdot f_s}{2} = 40,198W \quad (11)$$

$$PS_{S2} = \frac{V_{Dmos} \cdot I_{SBoostPk} \cdot (0,7\mu s) \cdot f_s}{2} = 1,531W \quad (12)$$

A grande disparidade apresentada nos resultados das Equações 11 e 12, se deve ao fenômeno de comutação suave, exemplificado na Figura 18. Durante este tempo morto o diodo *D2* conduzirá em roda livre e terá perdas, demonstradas na Equação 13, onde $0,82 \mu s$ representa 2,5% do período total de comutação.

$$PD_{dt} = V_{Dmos} \cdot I_{SBoostPk} \cdot 2 \cdot (0,82\mu s) \cdot f_s = 7,61W \quad (13)$$

O diodo também terá perdas durante a recuperação reversa:

$$PD_{rr} = 2 \cdot (348nC) \cdot V_{ccMax} \cdot f_s = 0,731W \quad (14)$$

A soma dessas perdas representa a perda total esperada nos elementos semicondutores do conversor:

$$PC_{tot} = PC_{S1} + PC_{S2} + PS_{S1} + PS_{S2} + PD_{dt} + PD_{rr} = 119,792W \quad (15)$$

4.2.3 Projeto físico do indutor

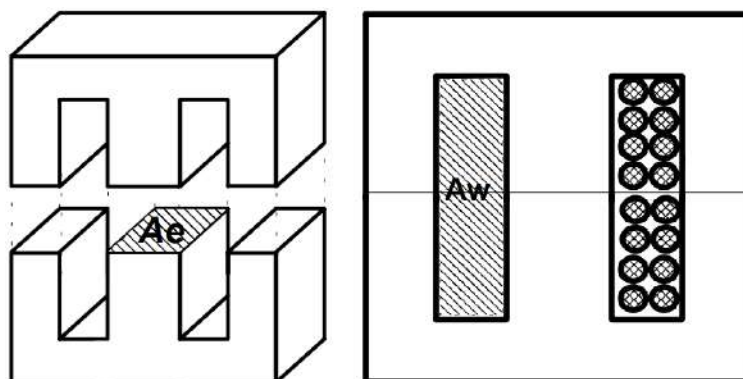
Baseando-se nos resultados anteriores, o valor mínimo necessário de indutância para garantir a operação do conversor em CCM para toda a faixa de potência é de $16,804 \mu H$. O projeto do indutor pode ser feito a partir dos dados da tabela 10.

Tabela 10 – Parâmetros de projeto do indutor de potência

Máximo valor de corrente	I_{pk}	196 A
Valor da corrente eficaz	I_{ef}	171 A
Indutância	L	17 μH
Máxima Densidade de corrente	J_{max}	300 A/cm ²
Máxima Densidade de fluxo magnético	B_{max}	0.28 T
Fator de ocupação	K_o	40%

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

A partir destas informações e com auxílio do manual "Projeto físico de indutores e transformadores" publicado por Barbi, Font e Alves (2002), podemos projetar um indutor capaz de suportar os esforços exigidos. O primeiro passo no projeto físico de um indutor, utilizando um núcleo magnético do tipo E, é encontrar produto $A_e A_w$ necessário para acomodar os elementos condutores e o fluxo magnético, esse produto dá-se entre a área central do núcleo (A_e) e a área de janela (A_w), como mostra a figura 23.

Figura 23 – Áreas A_e e A_w em um núcleo magnético do tipo E

Fonte: Adaptado de (BARBI; FONT; ALVES, 2002)

O produto $A_e A_w$ necessário pode ser estimado através da equação 16.

$$P_{A_e A_w} = \frac{L \cdot I_{pk} \cdot I_{ef}}{K \cdot J_{max} \cdot B_{max}} \quad (16)$$

Então, para o indutor em questão:

$$P_{A_e A_w} = \frac{17 \mu H \cdot 196 A \cdot 171 A}{0.4 \cdot 300 A/cm^2 \cdot 0.28 T} = 169,575 cm^4 \quad (17)$$

Assim, precisamos encontrar um núcleo do tipo E, figura 23, com um produto $AeAw$ superior a esta estimativa. O maior elemento magnético do tipo E disponível no mercado nacional no momento é o NEE-80/38/20, da thornton, esse elemento magnético possui um produto $AeAw$ de $42,4 \text{ cm}^4$, bem inferior ao necessário para esse projeto. Assim, decidiu-se trabalhar com a paralelização de núcleos magnéticos e através de iterações matemáticas foi definido que a melhor combinação para este projeto seriam seis núcleos NEE-65/33/13 IP12R em paralelo, com um produto $AeAw$ de $171,487 \text{ cm}^4$. A tabela 11 apresenta os dados do *datasheet* do componente.

Tabela 11 – Material magnético tipo E - Thornton

NEE-65/33/13		
Ve	39100	mm^3
Ae	266	mm^2
Aw	1074	mm^2
l_m	147	mm
Material	IP12R	

Fonte: (THORNTON, 2015)

Com estas informações pode-se calcular o número de espiras necessário através da equação abaixo.

$$N_e \geq \frac{L \cdot I_{ef}}{N_p \cdot Ae \cdot B_{max}} = 6,505$$

$$N_e = 7$$
(18)

Onde N_p é o número de núcleos em paralelo. Como o número de espiras precisa de um inteiro, $N_e = 7$. Assim, pode-se calcular a área necessária de cobre para conduzir a corrente elétrica com a densidade pré-estabelecida.

$$S_c = \frac{I_{ef}}{J_{max}} = 57 \text{ mm}^2$$
(19)

A fim de se limitar o efeito *skin*, o condutor elementar deve ter uma seção inferior a calculada na equação abaixo.

$$\frac{150\text{mm}}{\sqrt{30\text{kHz} \cdot 1\text{s}}}^2 \cdot \frac{\pi}{4} = 0,589 \text{ mm}^2$$
(20)

Então, decidiu-se trabalhar com o condutor de cobre esmaltado com secção AWG 20:

$$A_{fio} = 0,5176 \text{ mm}^2$$
(21)

$$A_{fio_{isol}} = 0,624 \text{ mm}^2$$
(22)

O número de condutores em paralelo pode ser obtido através da seguinte equação:

$$\begin{aligned} N_{fioP} &\geq \frac{S_c}{A_{fio}} = 110,12 \\ N_{fioP} &= 111 \end{aligned} \quad (23)$$

A partir dos cálculos anteriores pode-se estimar os fatores construtivos deste componente magnético, o mais importante deles é o fator de ocupação equação 24. Esse número representa a porcentagem da área de janela (A_w) que será preenchida por condutores de cobre, excluindo todos os outros materiais presentes nesse espaço.

$$\frac{N_e \cdot A_{fio_{isol}} \cdot N_{fioP}}{A_w} = 45,2\% \quad (24)$$

Como o componente em projeto é um indutor com um núcleo E, faz-se necessário dimensionar o entreferro deste elemento. Esse dimensionamento pode ser feito através da equação abaixo.

$$\frac{N_e^2 \cdot A_e \cdot 4,7 \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}}{L} = 0,578 \text{ cm} \quad (25)$$

As perdas neste componente podem ser divididas em duas partes, perdas no núcleo magnético e perdas no enrolamento. As perdas no núcleo são dependentes do material e são descritas por uma tabela fornecida pelo fabricante, para o material IP12R operando na frequência de 30kHz a constante de perda volumétrica é de 0.192 W/cm³ e a perda no núcleo pode ser calculada da seguinte forma:

$$P_{nuc} = V_e \cdot N_P \cdot 0.192 \text{ W/cm}^3 \quad (26)$$

$$P_{nuc} = 45 \text{ W} \quad (27)$$

Quanto as perdas no enrolamento, pode-se calcular esse valor através da equação 28.

$$P_{fio} = \frac{N_e \cdot l_m \cdot \rho_{cobre}}{A_{fio} \cdot N_{fioP}} \cdot I_{ef}^2 \quad (28)$$

$$P_{fio} = 54 \text{ W} \quad (29)$$

Portanto, as perdas estimadas para esse indutor são calculadas por:

$$P_{fio} + P_{nuc} = 99 \text{ W} \quad (30)$$

Devido às restrições logísticas e monetárias impostas durante o desenvolvimento desse projeto, os materiais utilizados na construção desse componente ficaram limitados aos já adquiridos anteriormente pelo laboratório nPEE. Os elementos magnéticos de alta frequência disponíveis para uso eram os núcleos NEE-65/33/13 e NEE-76/50/25 da fabricante Thornton e

os condutores de cobre esmaltado estavam disponíveis nos diâmetros AWG 17, 19, 22, 25 27 e 30.

Com essas considerações, o indutor foi re-projetado através do *software* Ansys PExprt, uma ferramenta de projeto, simulação e análise por elementos finitos de elementos magnéticos para eletrônica de potência. O projeto completo pode ser observado no Apêndice A, junto aos resultados construtivos dos indutores de potência.

A partir dos resultados anteriores e utilizando os materiais disponíveis, o melhor *design* disponível era a utilização de sete núcleos NEE-65/33/13 em paralelo com espiras feitas em fio de cobre esmaltado AWG 17.

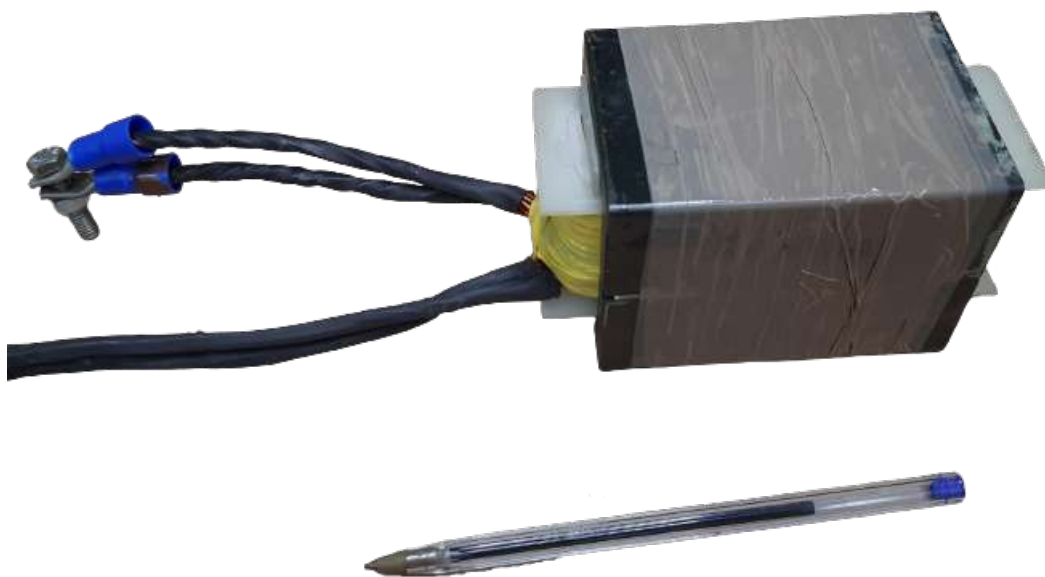
Tabela 12 – Características construtivas do indutor

Indutor de potência	
Núcleo	NEE 65/33/91
Material	IP12R
Fio	AWG 17
Entreferro	1,45 mm
N° de espiras	7
Espiras em paralelo	17
ΔB	0.018 T
B_{max}	0.22 T
J	969 A/cm ²

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Dois indutores similares foram construídos a partir desta especificação, como mostra a Figura 24. Esses indutores foram testados em uma ponte RLC e ajustados para uma indutância de 40 μH com 8 m Ω de resistência DC. O indutor foi integrado com uma indutância um pouco maior do que o projetado para que o conversor possa operar em CCM na bancada com uma potência menor do que a de projeto.

Figura 24 – Indutor construído



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

As perdas ôhmicas relacionada com a operação deste componente em corrente nominal são apresentadas na equação 31:

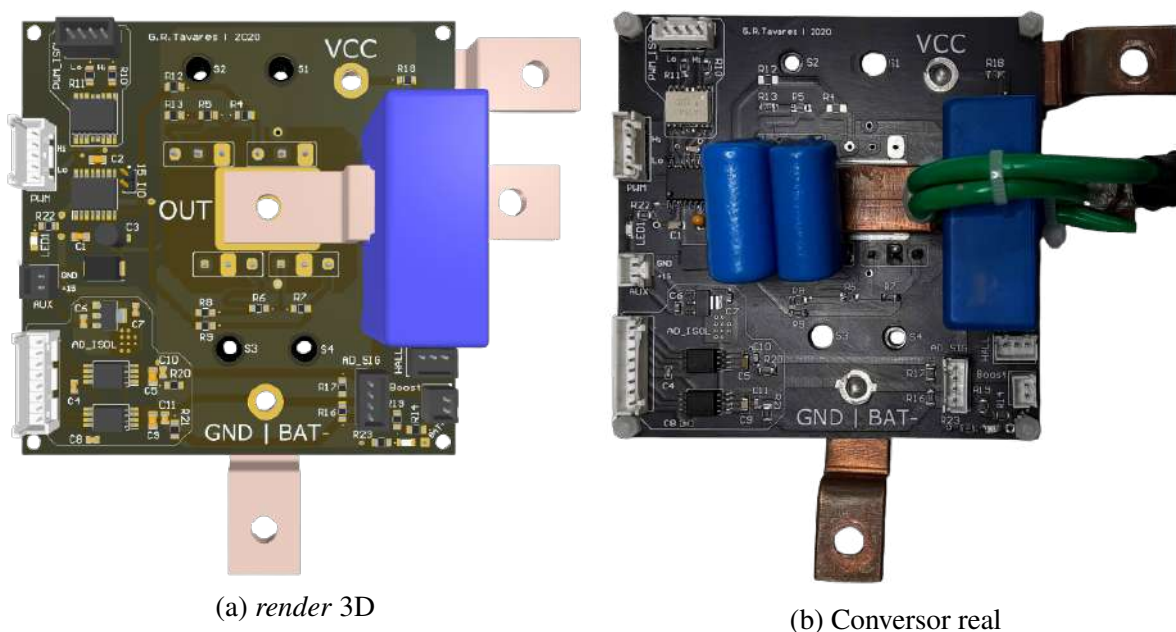
$$\left[\frac{P_{oMax}}{V_{BMin}} \right]^2 \cdot R_{Ldc} = \left[\frac{2kW}{10,5V} \right]^2 \cdot 8 \, m\Omega = 290,25 \, W \quad (31)$$

Essas perdas são relativamente altas, quando comparadas com as perdas nos elementos semicondutores, e poderiam ser menores se o indutor fosse construído com uma área de janela muito maior que a atual, possibilitando um maior número de condutores em paralelo para distribuir o fluxo de corrente e reduzir a resistência série do componente.

4.2.4 Projeto de *layout* e de circuitos

Todo o projeto eletrônico deste conversor foi detalhado nos apêndices. O projeto da PCB de potência se encontra no Apêndice D, o desenvolvimento do circuito de driver está no Apêndice B, o projeto da PCB de sinais está no Apêndice E e o equacionamento dos circuitos de tratamento de sinais está no Apêndice C. As Figuras 25a e 25b apresentam a versão 3D e real, respectivamente. Todas as placas deste projeto possuem um tamanho padronizado de 100 mm x 100 mm, a fim de reduzir os custos de produção e facilitar a montagem manual.

Figura 25 – Placa principal do conversor projetado

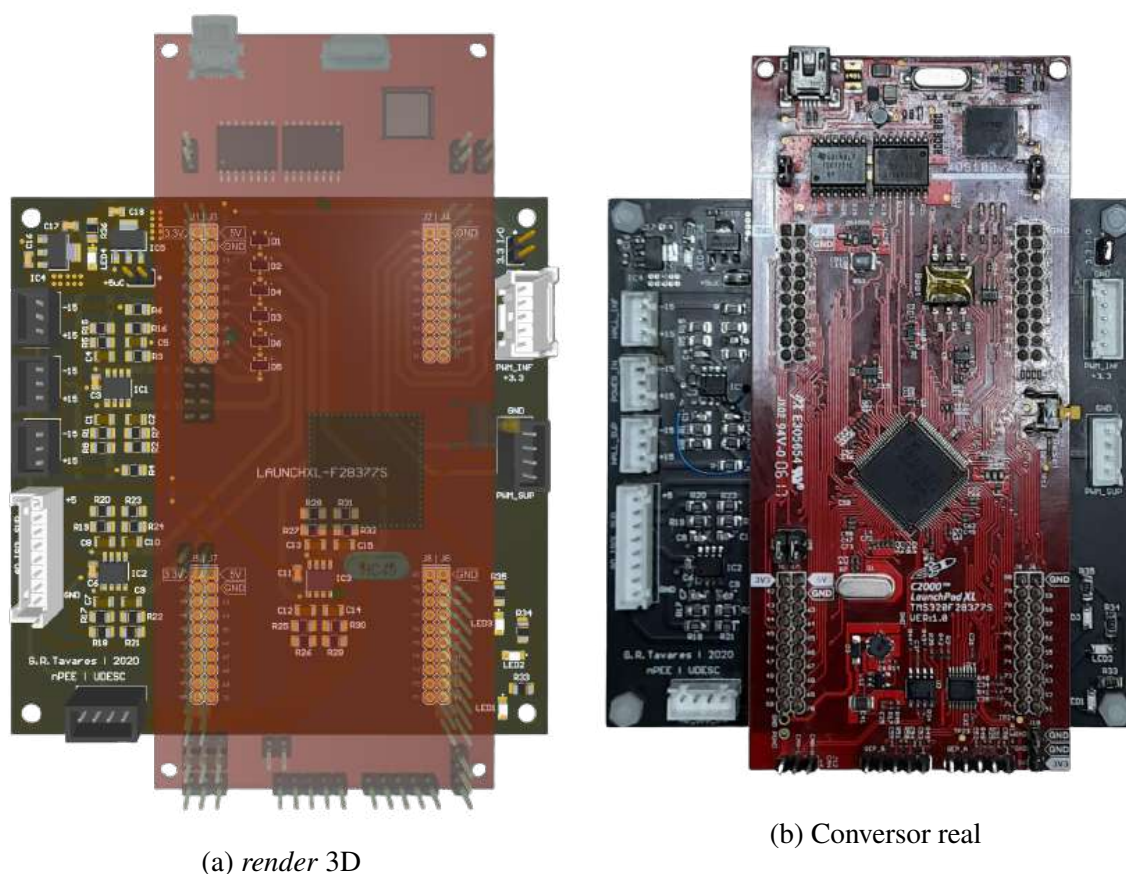


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Todo o projeto desta PCB foi baseado em uma fabricação com $3\text{ oz}/\text{ft}^2$, para que as trilhas de potência pudessem suportar a grande quantidade de corrente que flui pela malha principal em uma área reduzida. A potência máxima teórica desta PCB é de 30 kW , quando operando a 150 V e 220 A . Porém, devido às peculiaridades do período letivo de 2020, esta placa precisou ser confeccionada em uma gramatura de $1\text{ oz}/\text{ft}^2$. Essa mudança na característica construtiva fez com que a corrente máxima que essa PCB pode processar passe a ser de 80 A contínuos, limitando a potência máxima dos testes de bancada. Por esse motivo, parte da faixa de leitura do sensor hall (LA200P) ficará inutilizada, entre os 80 A e 200 A . Aproveitando-se desta situação, o ganho do sensor de corrente foi ajustado para três vezes o valor inicial utilizando um cabo de cobre de 4 mm . Esse cabo foi ligado ao barramento de cobre e utilizado para fazer duas espiras em torno do corpo de sensor hall, isso fará com que o sensor leia três vezes a mesma corrente, gerando um ganho em seu sinal de saída.

Como o projeto prevê múltiplas PCBs trabalhando em conjunto, optou-se por agrupar os circuitos de aquisição e tratamento de sinais em uma só PCB, que pode ser vista na Figura 26. Essa placa é responsável por receber os sinais gerados nos conversores de potência, tratar os ruídos de alta frequência, adequar os níveis de tensão para a leitura do microcontrolador (μC), proteger os conversores analógicos (ADC) embarcados no μC contra sub/sobre tensão e entregar os sinais de PWM para os conversores de potência.

Figura 26 – PCB de aquisição e tratamento de sinais



(a) render 3D

(b) Conversor real

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

A PCB de aquisição foi projetada para acompanhar e controlar dois conversores ao mesmo tempo, então possui conexões duplicadas para todas as suas funções. Devido a operação em cascata do conversor, dois tipos de leituras de sinais foram projetadas. Observando o circuito proposto na Figura 3, um dos conversores de gerenciamento de carga terá o terra comum ao circuito de lógica e ao circuito de acionamento do motor, de modo que este conversor terá leituras de tensão não-isoladas. Para o conversor com referência diferente de zero, as leituras de tensão serão feitas por um CI de isolação de sinais.

Todos esses sinais serão amostrados através do ADC do μC e passaram por filtros digitais para garantir a supressão de ruídos de leitura e comunicação. O μC utilizado pode ser visto na Figura 26b, um LAUNCHXL-F28377S da *Texas Instruments*, o qual é extremamente poderoso e muito bem documentado. Da maneira como foi projetada, a PCB aceita, sem modificações, o uso da maioria dos μC da mesma família do utilizado, tendo sido testada com os modelos F28379D, F28377S e F28069S.

5 CONTROLE DO SISTEMA KERS COM GERENCIAMENTO DE CARGA DAS BATERIAS

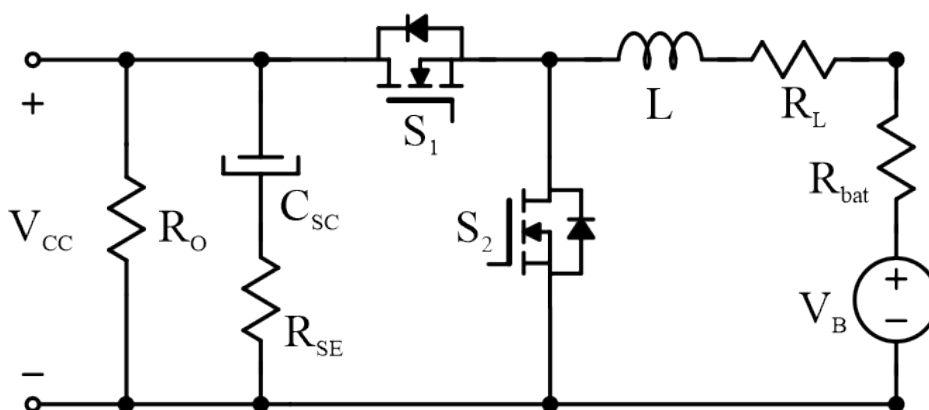
Este capítulo irá abordar a técnica de controle utilizada para controlar o conversor CC-CC reversível em corrente, entrando em detalhes sobre o projeto das malhas de controle e apresentando a resposta do mesmo em diversas situações. Também será abordado a lógica de equalização de cargas, esclarecendo o seu projeto e funcionamento.

5.1 CONTROLE DO CONVERSOR CC-CC REVERSÍVEL EM CORRENTE

O objetivo da etapa de controle é fazer com que o conversor siga um determinado comportamento e, para tanto, implementou-se um controlador proporcional-integral (PI). A forma do controlador PI é a combinação das ações de controle Proporcional (P) e Integral (I), onde a ação proporcional opera sobre o erro do sistema, enquanto na ação integral a velocidade da correção que é proporcional ao erro. Escolheu-se trabalhar com este controlador devido a sua grande difusão dentro da eletrônica de potência e de sua relativa simplicidade de aplicação dentro dessa área (BARBI, 2015). Trabalhos anteriores também apresentaram este controlador como uma boa solução para esta aplicação (LORENCETTI, 2018).

Para este projeto, definiu-se o circuito a ser controlado como o circuito da Figura 27, um conversor bidirecional em corrente com não idealidades físicas.

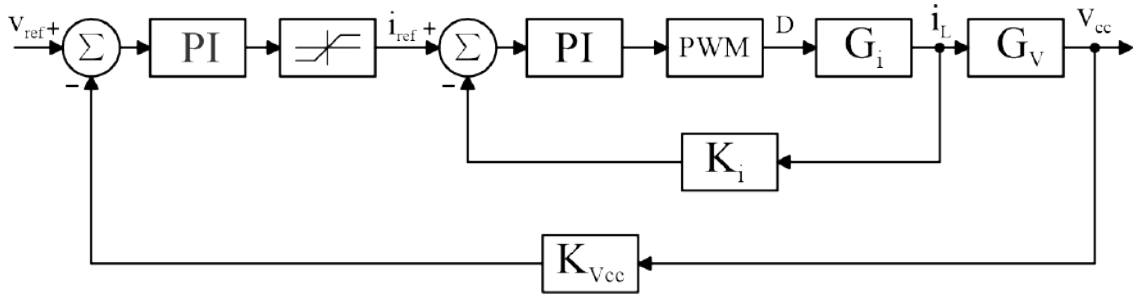
Figura 27 – Circuito utilizado para representar a operação do conversor



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

A malha de controle utilizada é apresentada na Figura 28.

Figura 28 – Malha de controle



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Com isso em mente, têm-se a função de transferência derivada por Xu, Cheng e Zhang (2019):

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = G_{idbs}(S) = \frac{\frac{V_B}{D} \cdot [S \cdot C \cdot (R_o + R_{SE})^2 + (R_o + R_{SE})]}{A_1 \cdot S^2 + A_2 \cdot S + A_3} \quad (32)$$

onde:

$$\begin{aligned} A_1 &= C \cdot L \cdot (R_o + R_{SE})^2 \\ A_2 &= (R_o + R_{SE}) \cdot [C \cdot (1 - D) \cdot R_o \cdot R_{SE} + C \cdot (R_L + R_{bat}) \cdot (R_o + R_{SE}) + L] \\ A_3 &= (1 - D) \cdot R_o \cdot [(1 - D) \cdot R_o + R_{SE} + (R_L + R_{bat}) \cdot (R_o + R_{SE})] \end{aligned} \quad (33)$$

Então, aplicando os dados do conversor projetado temos que a função de transferência da corrente do indutor pela razão cíclica é:

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{3685,189136 \cdot S + 39,413361}{0,0056486579 \cdot S^2 + 18,06127944 \cdot S + 0,6860022} \quad (34)$$

O controle da malha interna de corrente será feito por um controlador PI, cuja função de transferência é apresentada na Equação 35:

$$C_{PI}(S) = \frac{k_c \cdot (S + \omega_z)}{S} \quad (35)$$

Também foram realizadas algumas iterações com uma planta de PI+polo, porém esse polo adicional não trouxe vantagens para a resposta do sistema quando comparado ao controlador PI simples.

Para esta malha, o controlador foi projetado para uma frequência de corte de 1 kHz, margem de fase de 60°, em potência nominal e regime permanente. O valor final do controlador utilizado é apresentado na Equação 36:

$$C_i(S) = \frac{0.0035505 \cdot (S + 0.0001622)}{S} \quad (36)$$

Como o controle será implementado digitalmente, a função de transferência da Equação 36 deve ser discretizada para a frequência de amostragem desejada, neste caso 30kHz.

A discretização desta função de transferência foi feita pelo método Tustin e, em sequência, transformada em uma equação de diferenças, apresentada da Equação 37:

$$V_{C_0} = V_{C_1} + K_1 \cdot (\varepsilon_0 - \varepsilon_1) + \frac{K_2 \cdot T_s}{2} \cdot (\varepsilon_0 + \varepsilon_1) \quad (37)$$

onde: V_{C_0} - Ação de controle atual; V_{C_1} - Ação de controle da iteração anterior; K_1 - Primeira constante discretizada do controlador PI; K_2 - Segunda constante discretizada do controlador PI; ε_0 - Erro de referência atual; ε_1 - Erro de referência da iteração anterior; T_s - Período de comutação.

Assim, para a malha de corrente, temos que a equação de diferenças é dada por:

$$V_{C_0} = V_{C_1} + 0,0035505 \cdot (\varepsilon_0 - \varepsilon_1) + \frac{21,889642}{2 \cdot 30000} \cdot (\varepsilon_0 + \varepsilon_1) \quad (38)$$

Na sequência, projeta-se a malha externa de controle a partir da função de transferência:

$$\frac{\hat{V}_{cc}}{\hat{i}_L} = G_{vibs}(S) = \frac{[C \cdot (1 - D) \cdot R_o \cdot R_{SE} \cdot (R_o + R_{SE})] \cdot S + (1 - D) \cdot R_o \cdot (R_o + R_{SE})}{C \cdot (R_o + R_{SE})^2 \cdot S + R_o + R_{SE}} \quad (39)$$

Que também pode ser representada numericamente, para os parâmetros deste trabalho, através da Equação 40:

$$\frac{\hat{V}_{cc}}{\hat{i}_L} = \frac{0,9626795229 \cdot S + 1,176294627}{141,2164477 \cdot S + 1,5092} \quad (40)$$

Para o laço externo desse controle também será aplicado um controlador do tipo PI, descrito pela Equação 35. O controlador da malha externa foi projetado para uma margem de fase de 90° , para 100 Hz de frequência de corte e em potência nominal. O valor final do controlador utilizado é apresentado na Equação 41:

$$C_v(S) = \frac{0,0566 \cdot (S + 0,000003068)}{S} \quad (41)$$

De maneira similar à malha de corrente, este controlador foi discretizado e é apresentado pela seguinte equação de diferenças:

$$V_{C_0} = V_{C_1} + 0,0566 \cdot (\varepsilon_0 - \varepsilon_1) + \frac{18448,501}{2 \cdot 30000} \cdot (\varepsilon_0 + \varepsilon_1) \quad (42)$$

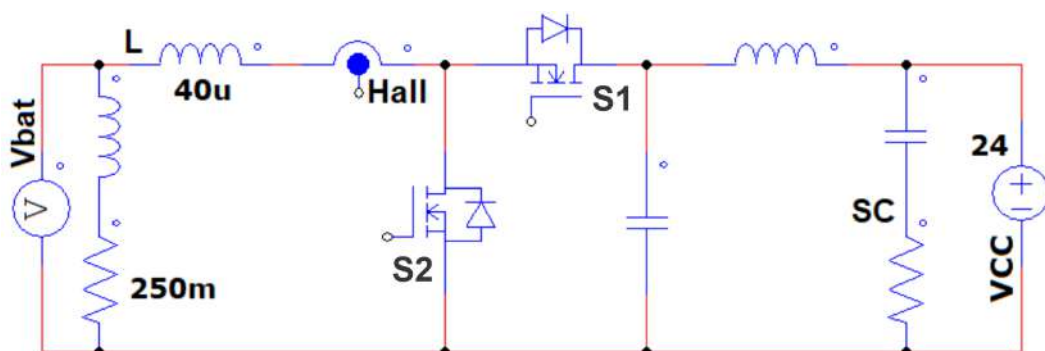
5.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DE CONTROLE DO CONVERSOR

A fim de validar os projetos apresentados no capítulo anterior, foram realizadas simulações em malha aberta e em malha fechada do conversor de potência, operando unidirecionalmente e bidirecionalmente. Essas simulações foram realizadas através do software PSIM, um software muito robusto e bastante fiel para eletrônica de potência.

5.2.1 Simulação em malha aberta

Em um primeiro momento foram realizadas simulações em malha aberta, utilizando o circuito apresentado na Figura 29.

Figura 29 – Circuito para simulação em malha aberta

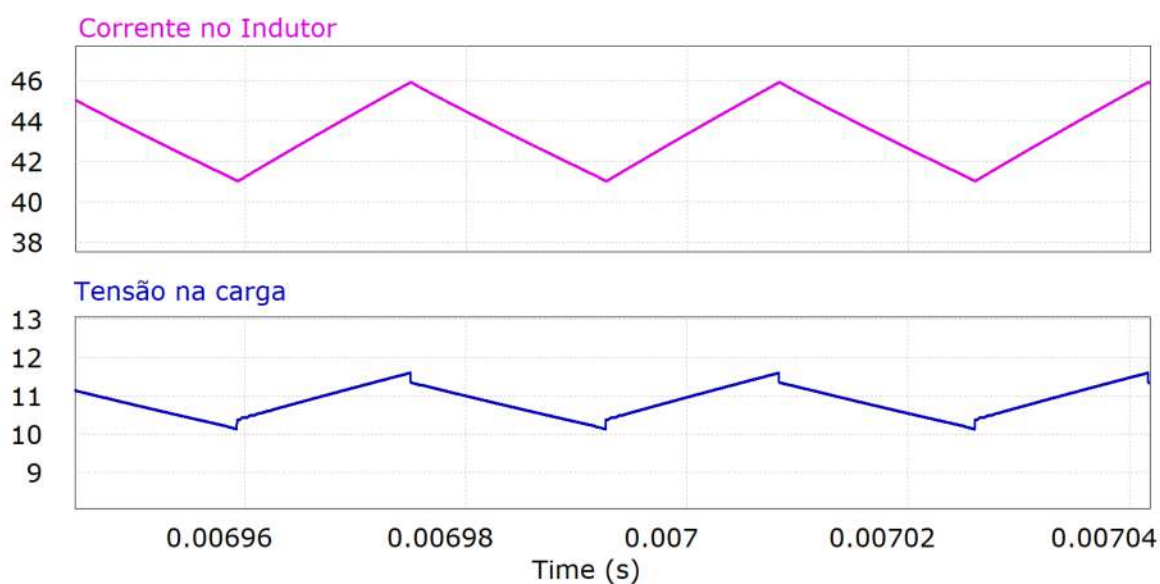


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

As simulações realizadas em malha aberta tinham como objetivo demonstrar o comportamento do conversor em bancada de trabalho, por este motivo foram adicionados elementos parasitas ao circuito de simulação que futuramente estariam presentes. Devido a grande quantidade de corrente entre a fonte CC e o conversor, a indutância dos cabos foi adicionada ao circuito. O banco de resistores também apresentava uma indutância parasita significativa, da ordem de 10% da indutância do conversor, e por isso foi considerado durante as simulações em malha aberta.

A Figura 30 apresenta os esforços presentes na carga, para uma potência de entrada de 500 W.

Figura 30 – Simulação em malha aberta apresentando os esforços na carga

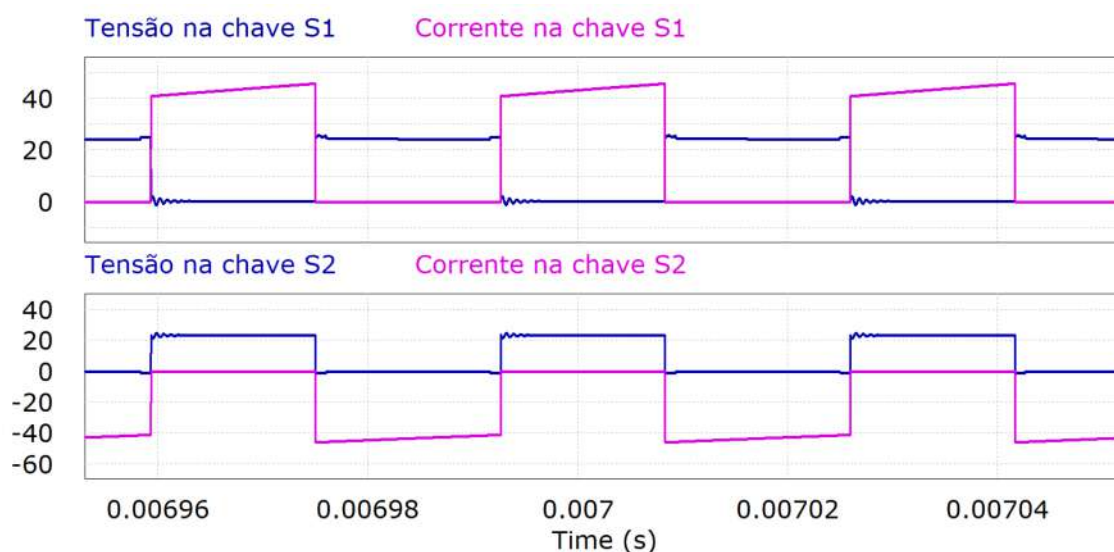


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Observa-se que a ondulação de corrente está próxima do estabelecido em projeto, porém a tensão na carga apresenta algumas descontinuidades durante a comutação das chaves. Este problema está relacionado à indutância parasita dos resistores utilizados.

A Figura 31 apresenta os esforços de tensão e corrente nos semicondutores, já levando em conta o tempo morto e não idealidades do circuito.

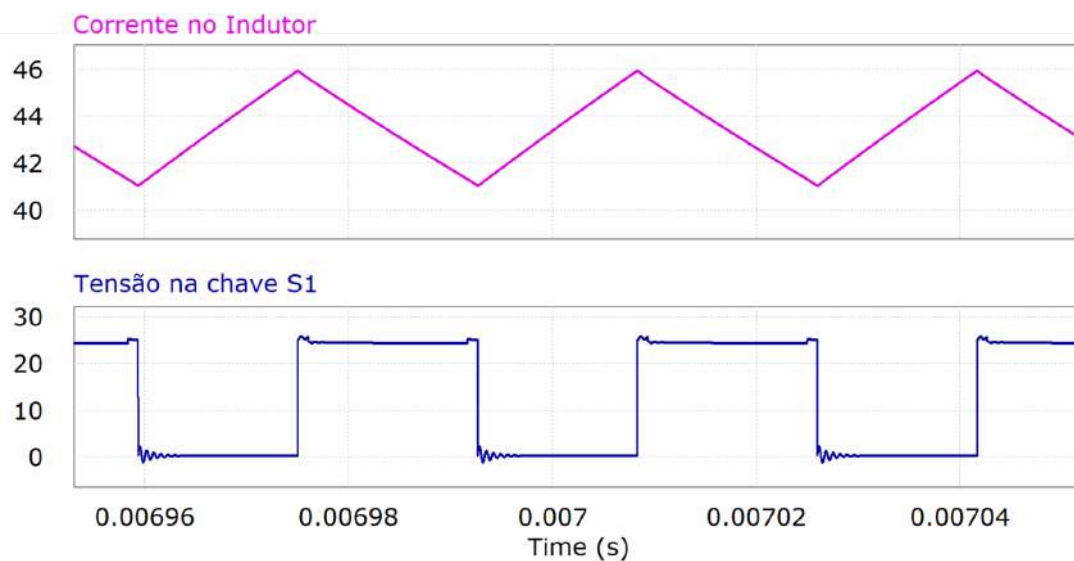
Figura 31 – Simulação em malha aberta apresentando os esforços de tensão e corrente nos elementos semicondutores



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Aqui já se pode observar algumas oscilações de tensão que irão aparecer durante os testes de bancada. A corrente do interruptor $S2$ está negativa devido ao modo de operação atual, que faz com que a corrente circule em roda livre no sentido V_{SD} do interruptor. Os esforços de tensão sobre o interruptor $S1$ podem ser observados mais detalhadamente na Figura 32, que compara a corrente que circula no indutor com a tensão sobre o interruptor $S1$.

Figura 32 – Simulação em malha aberta apresentando a corrente no indutor e a tensão no interruptor $S1$

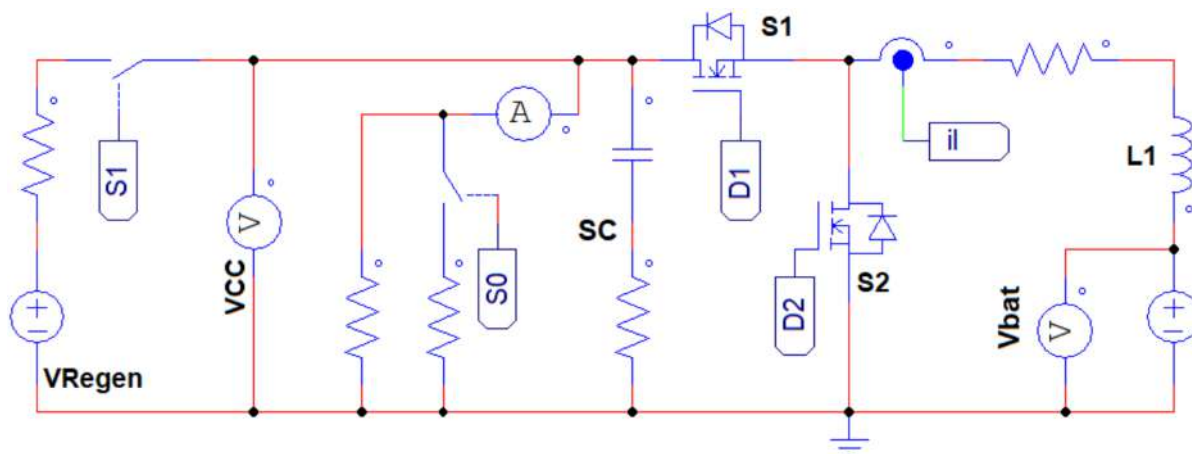


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

5.2.2 Simulação em malha fechada

Para os testes em malha fechada, optou-se por trabalhar com o conversor majoritariamente no sentido *Boost*. A Figura 33 apresenta o circuito utilizado nesta simulação.

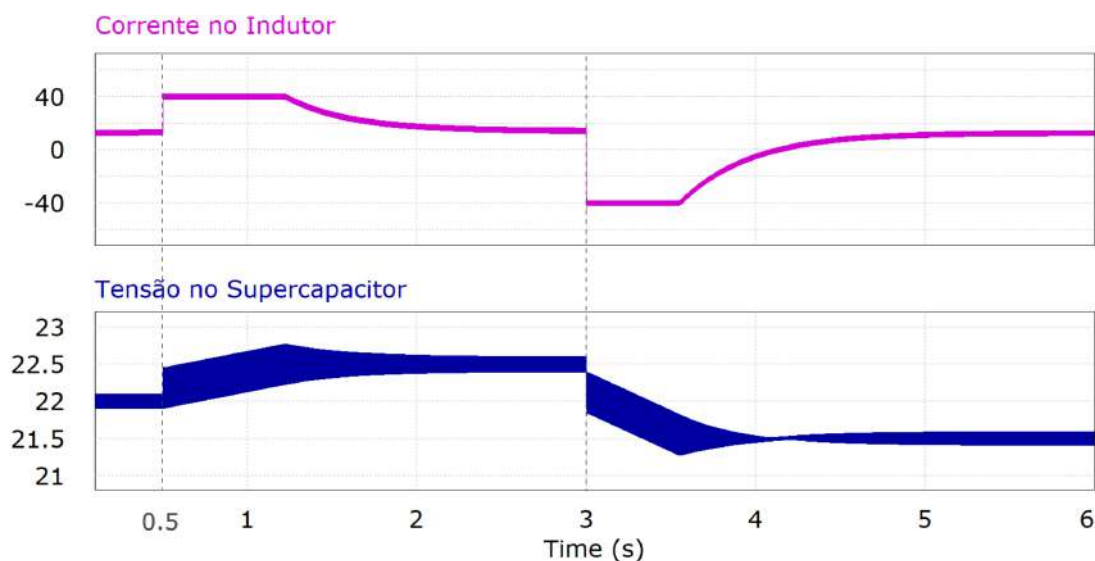
Figura 33 – Circuito para simulação em malha fechada



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

O primeiro teste realizado é o de degrau de referência, apresentado na Figura 34. O degrau de referência de tensão ocorre aos 0,5 s, onde o valor da referência de tensão é alterado de 22 V para 22,5 V. Aos 3 s o valor de referência é alterado novamente, de 22,5 V para 21,5 V.

Figura 34 – Simulação em malha fechada: Ensaio de degrau de referência

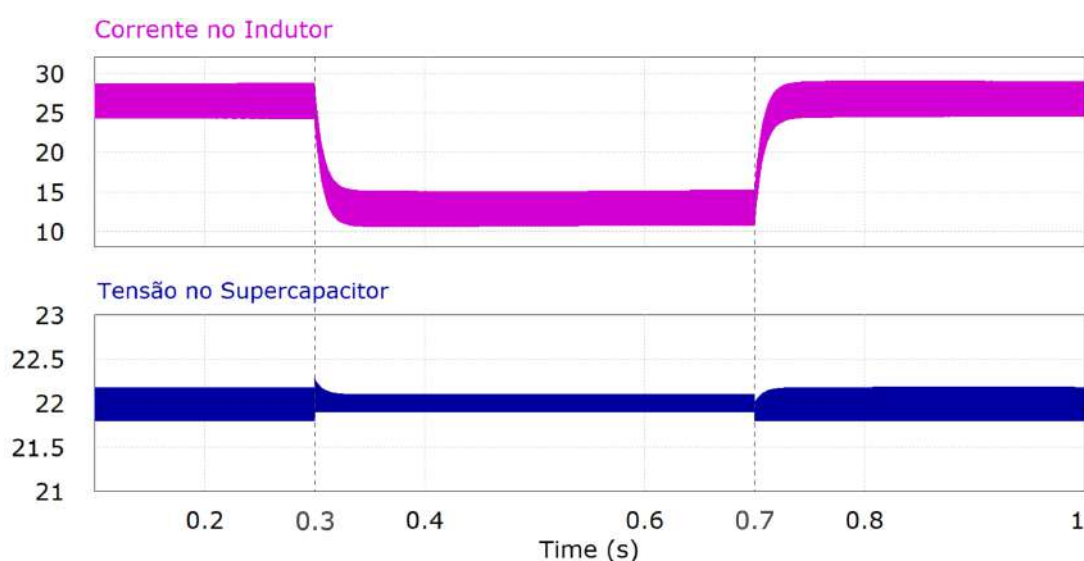


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Pode-se observar que a resposta do controlador de corrente é extremamente rápida quando comparado a inércia do supercapacitor, sendo saturado em 40 A via software. Esse limite foi estabelecido para melhor representar os testes em bancada. A variação de tensão que pode ser observada durante a carga e descarga do capacitor se deve a RSE do supercapacitor, variando sua tensão de acordo com a magnitude da corrente.

O segundo teste realizado foi o de variação de carga, apresentado na Figura 35. Neste teste a potência de carga foi alterada de 100 % para 50 % em 0,3 s e aos 0,7 s a potência foi novamente alterada para 100 %.

Figura 35 – Simulação em malha fechada: Ensaio de variação de carga, com variação de 50 %

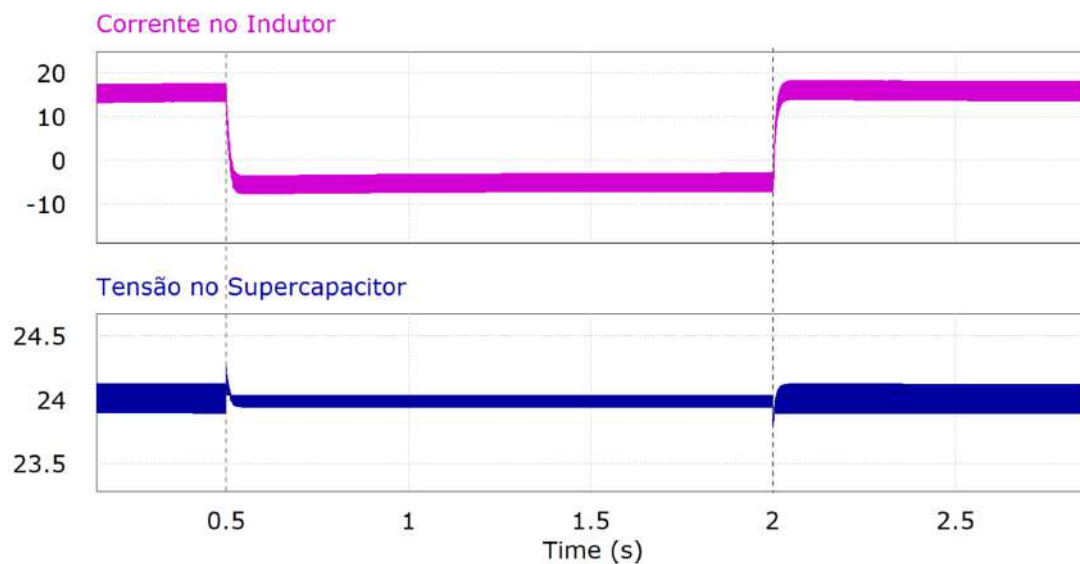


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Novamente observa-se o efeito da RSE na tensão do supercapacitor, que tem sua oscilação reduzida proporcionalmente à corrente. Apesar de muito similar, a Figura 36 apresenta um teste

muito diferente das anteriores. Nessa imagem é apresentado um teste de regeneração de energia, a tensão do barramento é alterada por uma fonte CC, representando uma geração de energia no motor, e essa diferença de potência faz com que o controle altere automaticamente o modo de operação e devolva energia para a bateria. A alteração do barramento CC ocorre entre 0,5 s e 2 s.

Figura 36 – Simulação em malha fechada: Ensaio de regeneração de energia



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

5.3 GERENCIAMENTO DE CARGA DAS BATERIAS

Devido às características intrínsecas construtivas das baterias, mesmo que duas baterias de mesmo modelo e fabricante sejam operadas nas mesmas condições a tensão de bateria irá variar de maneira diferente ao longo do tempo, fazendo que, para a mesma potência, a bateria mais fraca opere com cada vez mais corrente para suprir o decréscimo de tensão. A solução para esse problema seria um sistema de balanceamento de cargas, que monitora o SOC das baterias e tenta manter as duas no mesmo SOC.

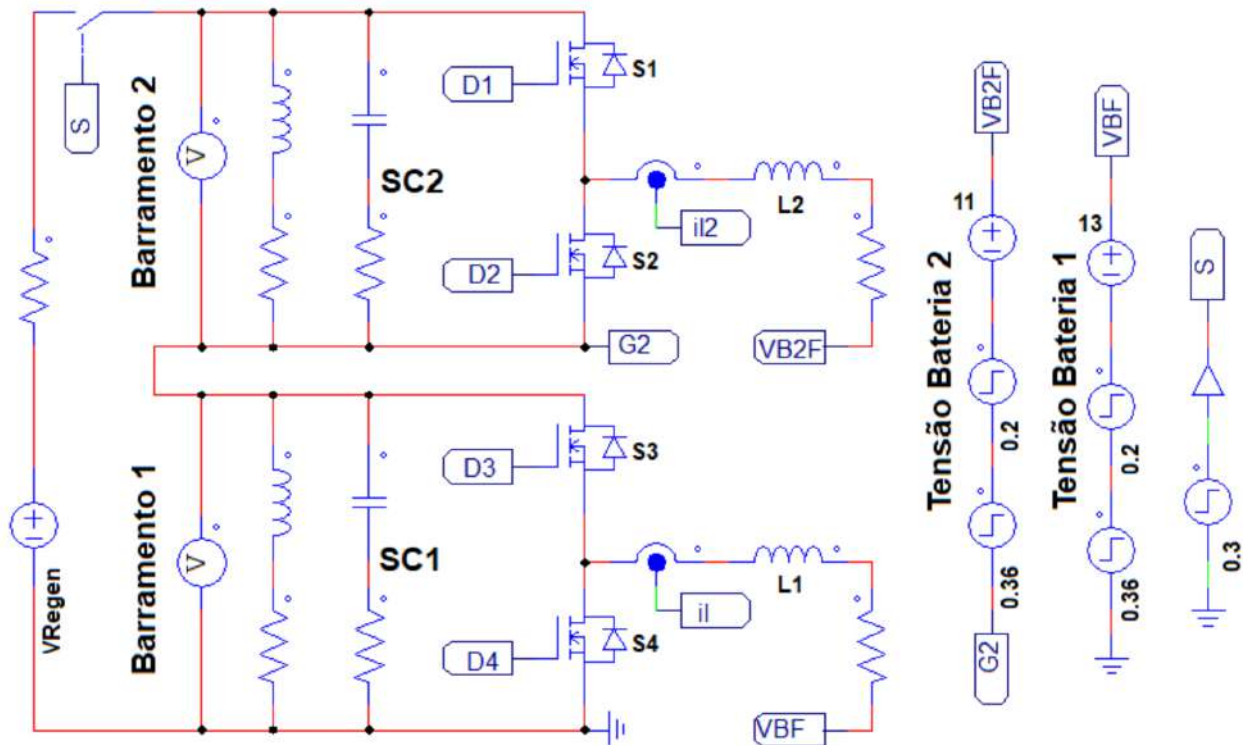
O balanceamento dessas baterias é feito através da diferença de tensão entre elas, que é transformada em uma porcentagem e utilizada para alterar a referência de controle do conversor. Para executar tal função, utilizou-se o algoritmo abaixo:

$$V_{ref} = V_{ref} \cdot \left[1 + \left[\frac{2 \cdot \Delta VB}{VBF + VB2F} \right] \right]$$

onde ΔVB representa a diferença de tensão entre a tensão da bateria que se deseja controlar e a tensão da outra bateria. A grandeza V_{ref} representa a tensão de referência do controle.

Para simular essa condição de trabalho, foi montado o circuito apresentado na Figura 37.

Figura 37 – Circuito para simulação do balanceamento de carga



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

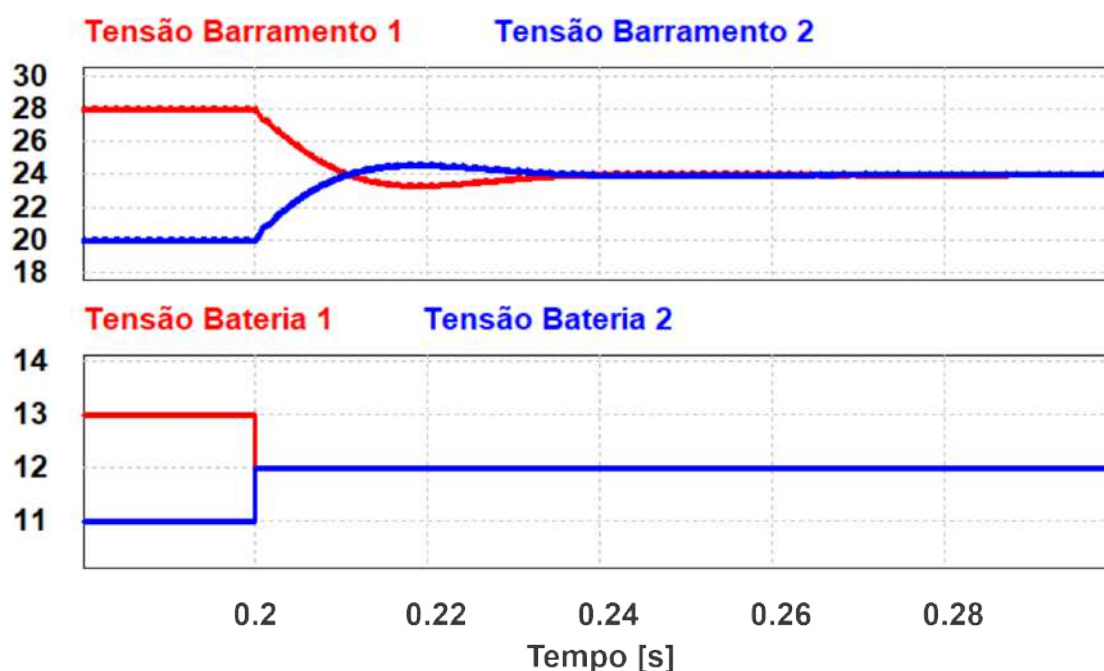
Este circuito é composto por dois conversores conectados em série, formando um barramento de 48 V, nomeados barramento 1 e 2. Cada um desses conversores é responsável por gerenciar o estado de carga da bateria e controlar o fluxo de potência da mesma. A soma das tensões desses dois barramentos é a tensão que será entregue ao conversor de tração.

O conversor de tração foi representado neste circuito como duas cargas RL ligadas em série e uma fonte V_{regen} . Esta fonte CC será utilizada para injetar uma tensão no barramento total e simular a condição de regeneração de energia.

Este circuito é controlado por uma lógica de programação em linguagem C, que executa todas as operações que serão futuramente implementadas no microcontrolador já apresentado, com seis leituras analógicas e quatro saídas digitais.

O teste de balanceamento de cargas se inicia com as tensões de bateria já desbalanceadas, Figura 38. Em $0,2\text{ s}$ ocorre um degrau de tensão na tensão das baterias, forçando uma igualdade entre elas. A aplicação do degrau de tensão de bateria tem função didática, para apresentar a resposta do controle em uma situação de balanço/desbalanço de SOC, em um sistema real esse desbalanceamento/balanceamento ocorreria de forma gradual.

Figura 38 – Simulação do balanceamento de carga, mostrando a tensão de bateria e de barramento

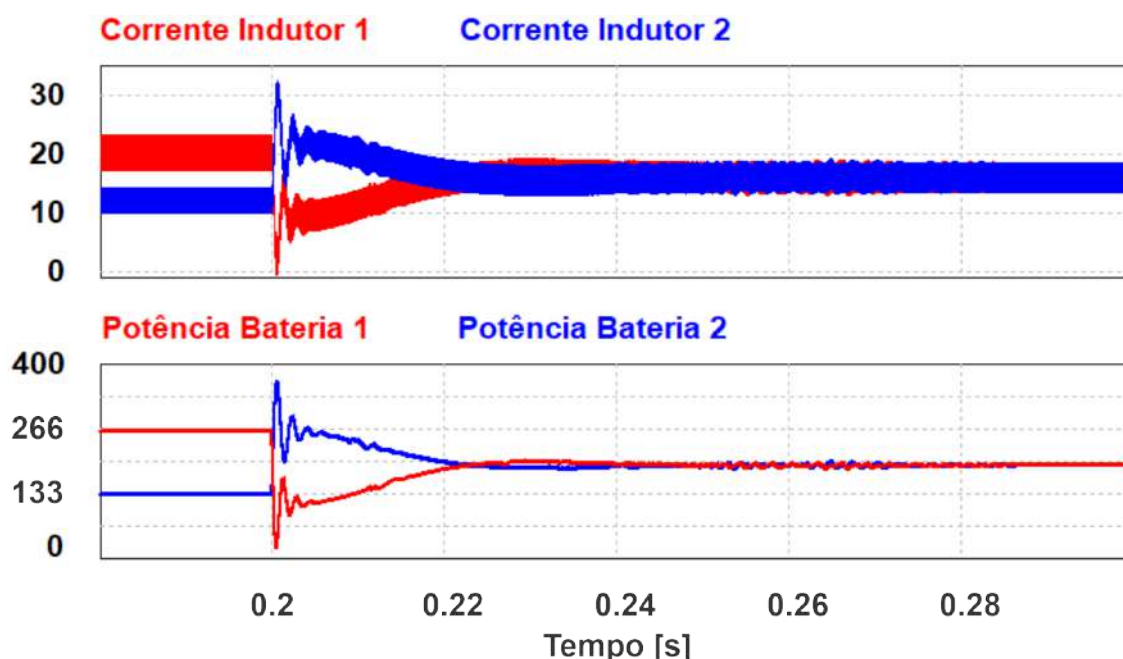


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Pode-se observar que a tensão da bateria 1 é maior que a tensão da bateria 2, por esse motivo a lógica de controle faz com que a bateria 1 forneça a maior parte da energia, aumentando assim a tensão do barramento 1. Porém a soma das tensões de barramento continuam a seguir o valor referência de tensão, que é de 48 V .

Após o degrau tensão, em $0,2\text{ s}$, as tensões de barramento começam a diminuir e se equalizar, até que o ponto de equilíbrio seja atingido e as duas baterias passem a fornecer a mesma tensão. Esse fenômeno também pode ser observado através da corrente no indutor, que é apresentada na Figura 39.

Figura 39 – Simulação do balanceamento de carga, mostrando a corrente e potência na bateria



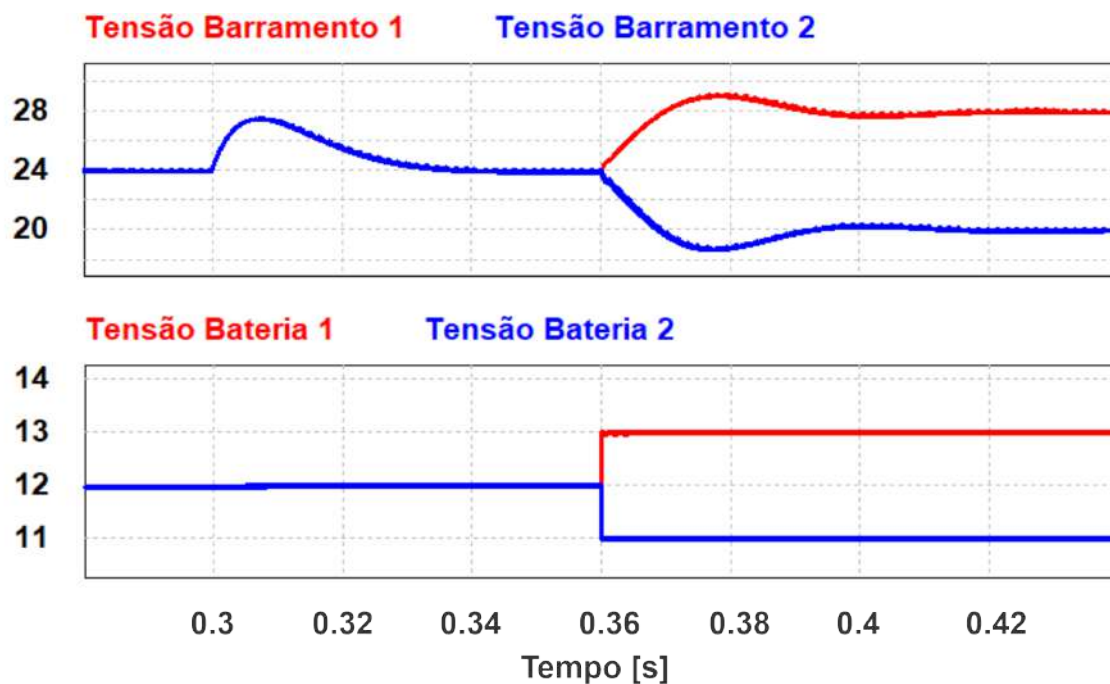
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Nesta imagem o comportamento da bateria fica mais visível durante a operação, apresentando o detalhe da transição de um estado de desbalanceamento para um estado onde as baterias estão balanceadas. Pode-se observar ainda que a soma das potências é sempre constante e que a bateria com a menor tensão sempre irá exercer o menor esforço, fazendo com que a bateria com mais tensão forneça a maior parte da potência e que essas baterias se equalizem ao longo do tempo.

Este teste foi realizado para uma situação onde as baterias estão fornecendo toda a potência para a carga e por este motivo a corrente no indutor sempre se apresenta com um valor positivo, porém essa topologia é bidirecional em corrente e deve ser capaz de trabalhar independentemente do sentido da corrente no indutor. Para comprovar o funcionamento do controle de balanceamento no sentido oposto, utilizou-se da mesma técnica aplicada as simulações de regeneração de energia, com uma fonte ligada ao barramento total.

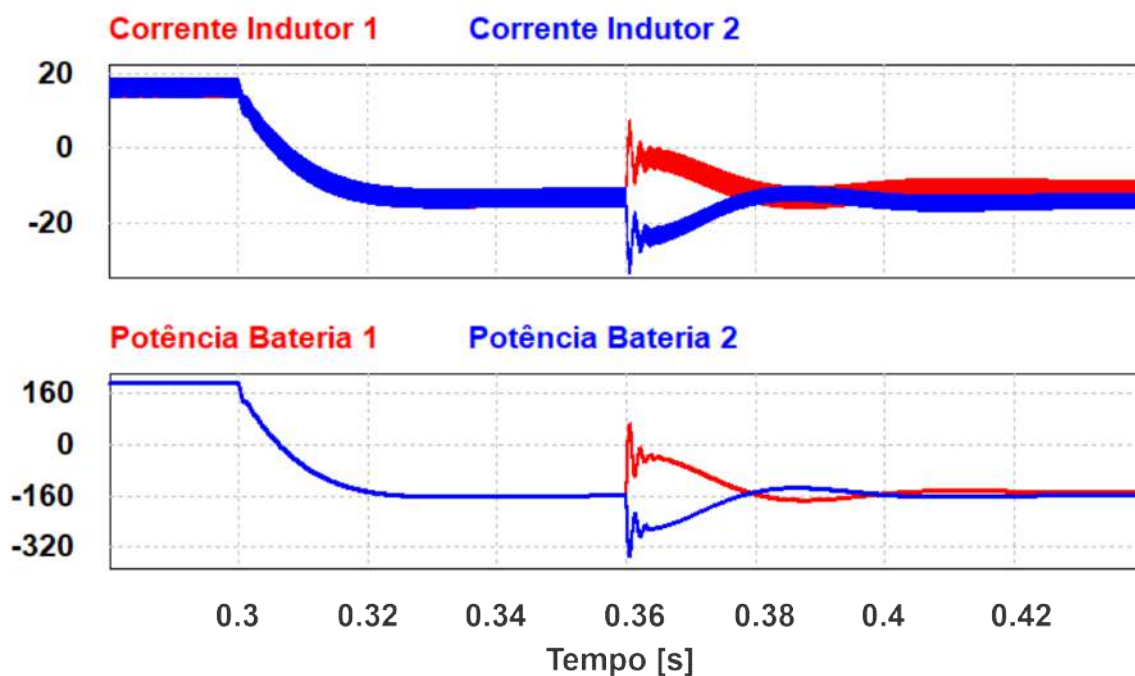
Com os conversores balanceados e em regime permanente, foi conectado, aos 0,3 s, uma fonte de tensão em paralelo com o barramento dos dois conversores, como já apresentado na Figura 37. A tensão desta fonte é grande o suficiente para forçar a inversão do sentido da corrente nos dois conversores, isto é apresentado nas Figuras 40 e 41.

Figura 40 – Simulação do balanceamento de carga durante a regeneração, mostrando a tensão de bateria e de barramento



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 41 – Simulação do balanceamento de carga durante a regeneração, mostrando a corrente e potência na bateria



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Então, a partir do momento em que a tensão do barramento total começa a subir, o controle do conversor diminui a corrente dos dois conversores para garantir que a tensão do barramento se mantenha dentro do valor de referência e isso continua até que um ponto de

equilíbrio seja atingido, fazendo com que a corrente no indutor fique negativa e as baterias sejam carregadas, como apresentado anteriormente. Como as tensões de bateria estão equilibradas, os dois conversores passam a ser carregados com a mesma potência e assim irão permanecer até que esse equilíbrio seja alterado.

Aos 0,36 s, um degrau de tensão é novamente aplicado nas tensões de bateria, fazendo com que as duas tensões fiquem desequilibradas. Isso faz com que a bateria com tensão menor passe a ser carregada com uma corrente maior.

Desta forma, podemos concluir que esta lógica de programação nos permite equalizar as baterias através da compensação da potência de carga/descarga das baterias, extraindo mais potência das baterias que estão mais carregadas e entregando essa potência para a bateria com menor tensão.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A etapa de testes de bancada pode ser dividida em: experimentos em malha aberta e experimentos em malha fechada. Para tanto, utilizou-se o osciloscópio de quatro canais Tektronix MSO2014B, fontes de bancada POL-16E e FCCT 350-10-I, baterias de tração 12ML210 e diversas ponteiros de corrente e tensão. Os conversores foram montados a um dissipador HS-14575 com ventilação forçada, previamente testado para uma dissipação de 600 W, onde se manteve a 50 °C. A Figura 42 apresenta os equipamentos utilizados durante os testes de bancada.

Figura 42 – Bancada de trabalho para os testes de operação em malha aberta



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

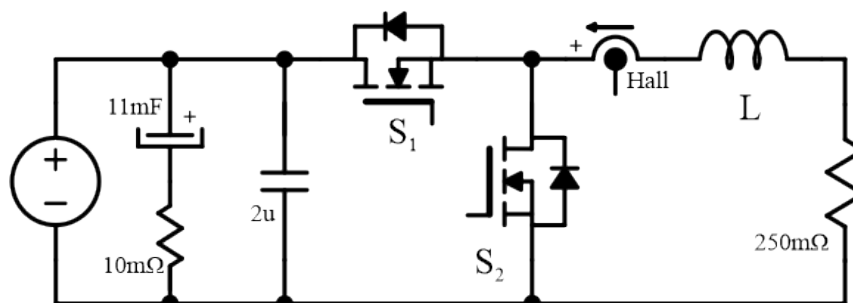
Outras fotos da bancada foram registradas e estão disponíveis no Apêndice F.

6.1 TESTES EM MALHA ABERTA

Os testes experimentais se iniciaram com o conversor operando em malha aberta no sentido de operação *Buck*, Figura 43. Isso foi pré-estabelecido para diminuir os riscos de danos por sobrecorrente e sobretensão que poderiam ocorrer caso o conversor fosse testado sem as devidas proteções no sentido *Boost*. Estas situações poderiam ocorrer por falha humana, comandando o conversor a operar em uma razão cíclica não desejada. Como exemplo pode-se citar a elevação da tensão de 12,5 V para 25 V, aproximadamente $D = 0,5$, porém se por um erro de digitação o usuário solicitasse que $D = 5$, o interruptor $S2$ iria entrar em condução permanente até que a bateria não conseguisse fornecer mais energia, ou que o fusível fosse rompido, ou ainda

que o interruptor fosse danificado por sobrecorrente, fatores indesejáveis para o desenvolvimento deste trabalho.

Figura 43 – Circuito utilizado para testes de operação em malha aberta

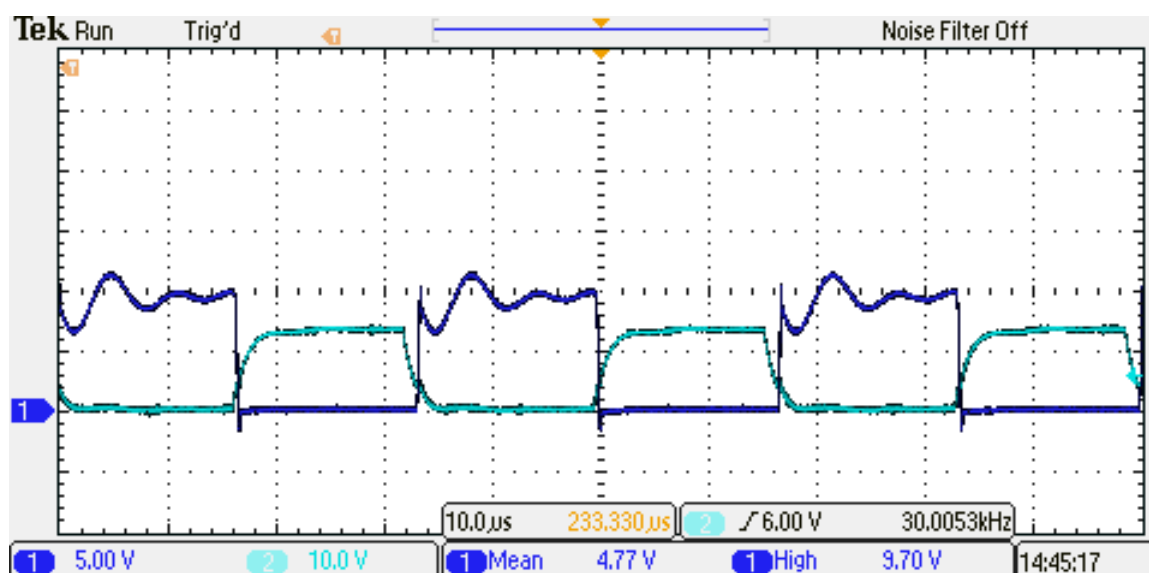


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Em um primeiro momento todos os sinais básicos foram verificados e analisados, eliminando, assim, os possíveis problemas de projeto de driver e comunicação. Todos os erros encontrados foram registrados nos esquemáticos disponíveis no Apêndice D e no Apêndice E. Em sequência, os sensores de corrente bidirecionais de efeito *hall*, modelo LA-200P, foram calibrados com auxílio de ponteiros de corrente de alta frequência.

Após concluídas as configurações iniciais, foram realizados os testes em malha aberta em potência reduzida. A Figura 44 apresenta o sinal de comando e a tensão sobre a chave S1.

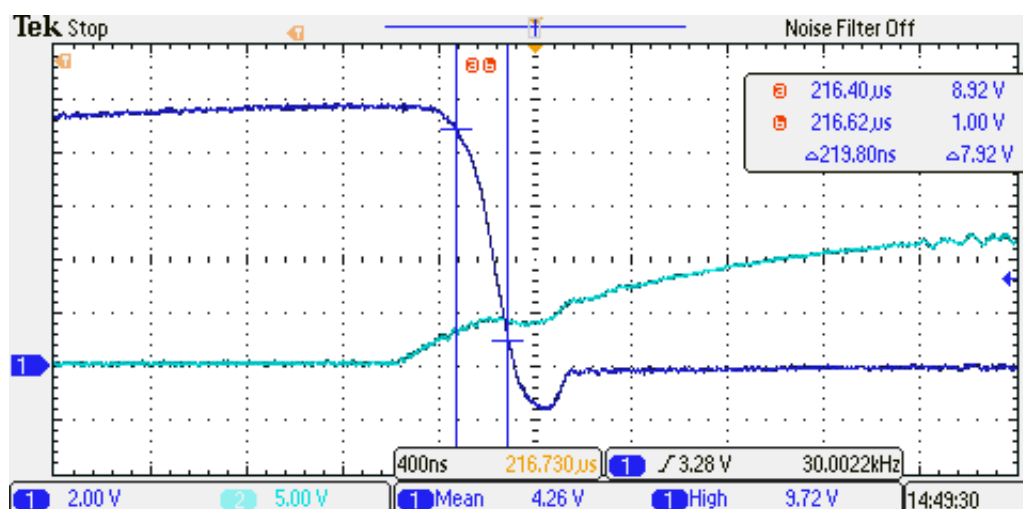
Figura 44 – Tensão em S1 (azul) e sinal de gate em S1 (cyan)



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

A tensão V_{S1} , em azul escuro, apresenta uma grande oscilação de tensão, porém segue o sinal de comando, em *cyan*, fielmente. Essa interação entre o sinal de comando e tensão sobre a chave pode ser melhor observada na Figura 45, que apresenta uma imagem mais ampliada do acionamento da chave S1.

Figura 45 – Zoom da tensão em S1 (azul) e do sinal de gate em S1 (cyan)

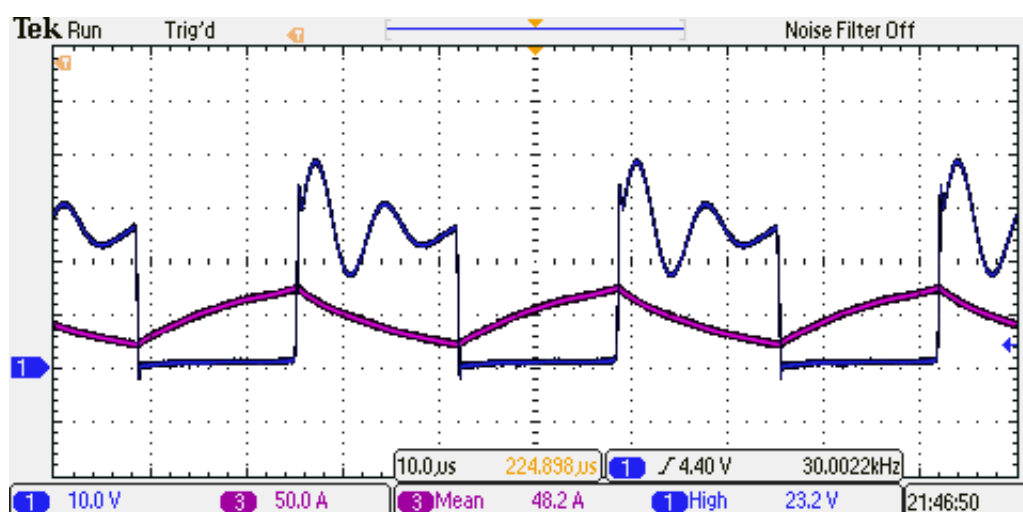


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Pode-se observar que o tempo de entrada em condução é muito menor que o projetado no Apêndice B, o que pode explicar parte das oscilações de tensão durante o bloqueio do interruptor. Essa diferença entre o tempo projetado e o experimental ocorreu por um erro durante o projeto do resistor de gate, que considerava a entrada em condução do interruptor apenas quando o mesmo atingisse o patamar de 15 V. Em um interruptor do tipo MOSFET, a entrada em condução do canal se dá a partir do momento em que $V_{GS} > V_{th}$ e R_{DS} diminui conforme a tensão V_{GS} aumenta. Também é possível observar, na imagem anterior, o período de recuperação reversa do diodo, que causa tensão negativa no interruptor e perdura até que a carga de recuperação reversa seja preenchida.

Neste sentido de operação, quando a chave S1 é acionada, a corrente no indutor tende a crescer, como mostra a Figura 46.

Figura 46 – Tensão em S1 (azul) e corrente no indutor (rosa)

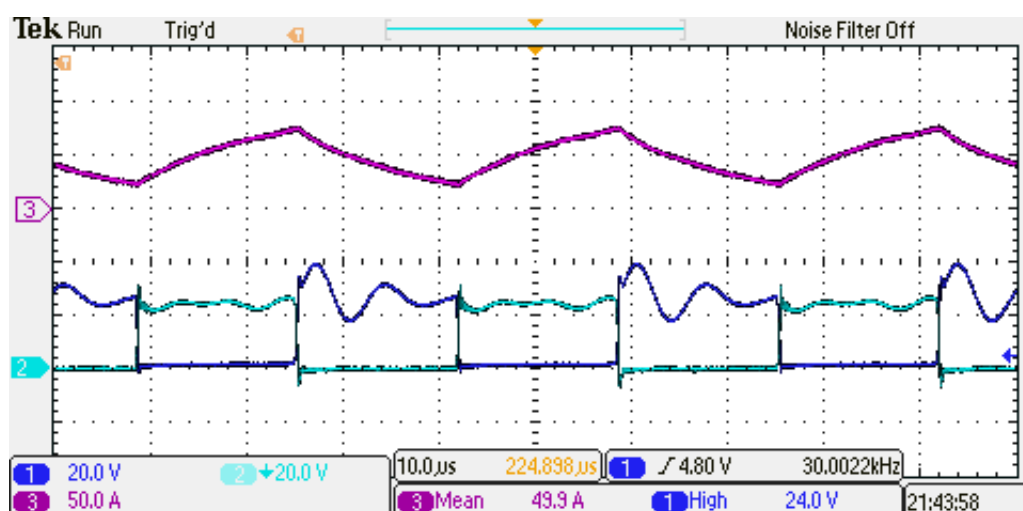


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Observa-se que a corrente no indutor, em rosa, cresce durante a condução da chave S1 e decresce quando a chave é bloqueada. Esse sinal de corrente possui uma leve distorção, criando uma curvatura em seu sinal, efeito que ocorreu devido a um problema construtivo com o indutor utilizado para os testes preliminares.

Também pode-se observar o crescimento da distorção de tensão sobre a chave S1 proporcional ao crescimento do valor de corrente, quando comparados à figura anterior. Isto é um indício do problema que está gerando as ondulações de tensão. Um panorama mais completo é apresentado na Figura 47, mostrando a tensão em ambos interruptores.

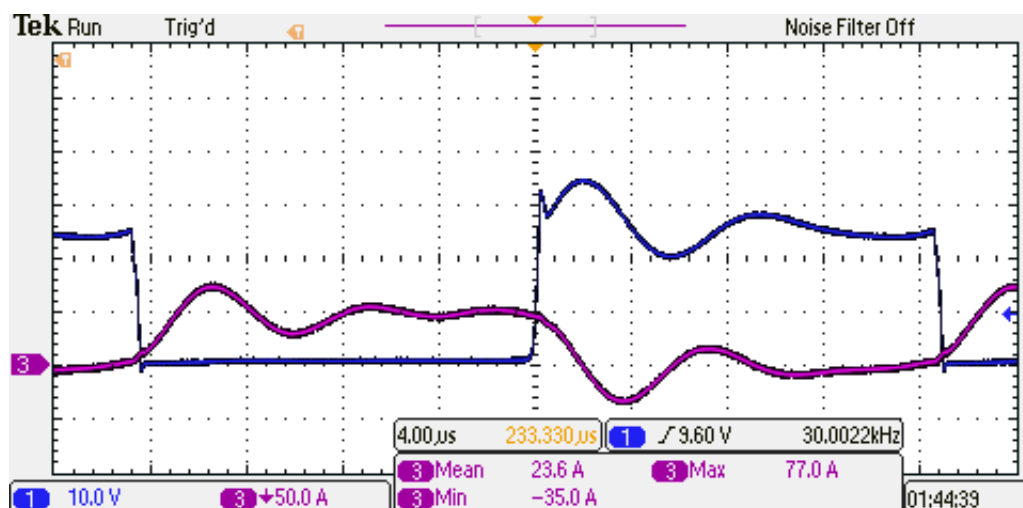
Figura 47 – Tensão em S1 (azul), tensão em S2 (cyan) e corrente no indutor (rosa)



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Em cyan, a tensão sobre o interruptor S2 possui uma oscilação de tensão muito menor do que a chave S1, isso indica que o problema deve estar ocorrendo antes da chave S1. A fim de confirmar essa hipótese, a Figura 48 traz a corrente e tensão no interruptor S1.

Figura 48 – Tensão (azul) e corrente (rosa) no interruptor S1

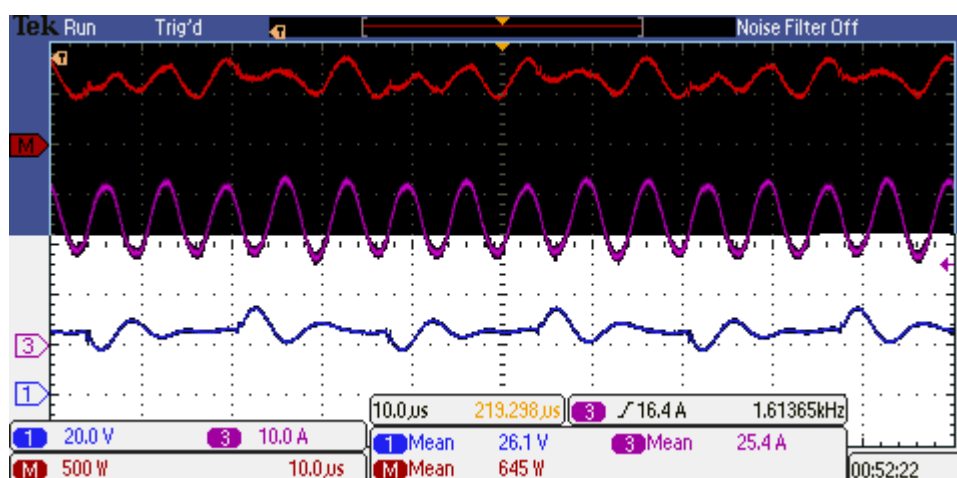


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Observa-se que durante o bloqueio do interruptor S1 correntes continuam circulando através do nó de entrada do conversor (em rosa), causando assim as oscilações de tensão sobre esse interruptor. Isso se deve a componentes parasitas indesejados ligados ao comprimento dos cabos e terminais de entrada. A fim de amenizar esses efeitos indesejados, um filtro capacitivo, composto de capacitores eletrolíticos, foi ligado em paralelo a entrada do conversor e dois capacitores de polipropileno de $1\ \mu F/250\ V$ foram adicionados ao barramento do conversor.

As Figuras 49 e 50 fazem uma comparação entre a potência de entrada do conversor com a potência de saída do conversor, possibilitando uma estimativa da eficiência deste circuito.

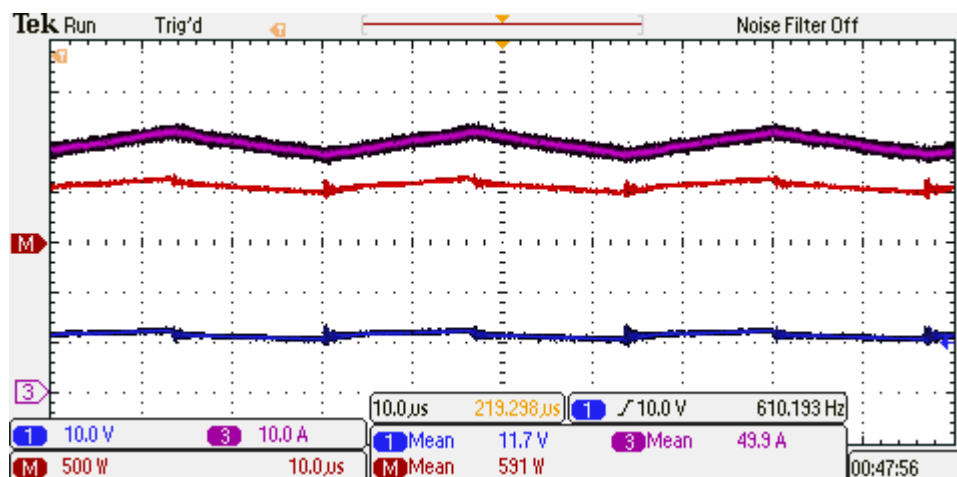
Figura 49 – Potência de entrada do conversor (vermelho)



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Através da função de multiplicação ponto a ponto do osciloscópio, pode-se multiplicar a tensão na entrada, em azul, com a corrente na fonte, em rosa, gerando a potência instantânea ponto-a-ponto indicada em vermelho. Para este ponto de operação, a potência de entrada do conversor era de 645 W.

Figura 50 – Potência na carga (vermelho)



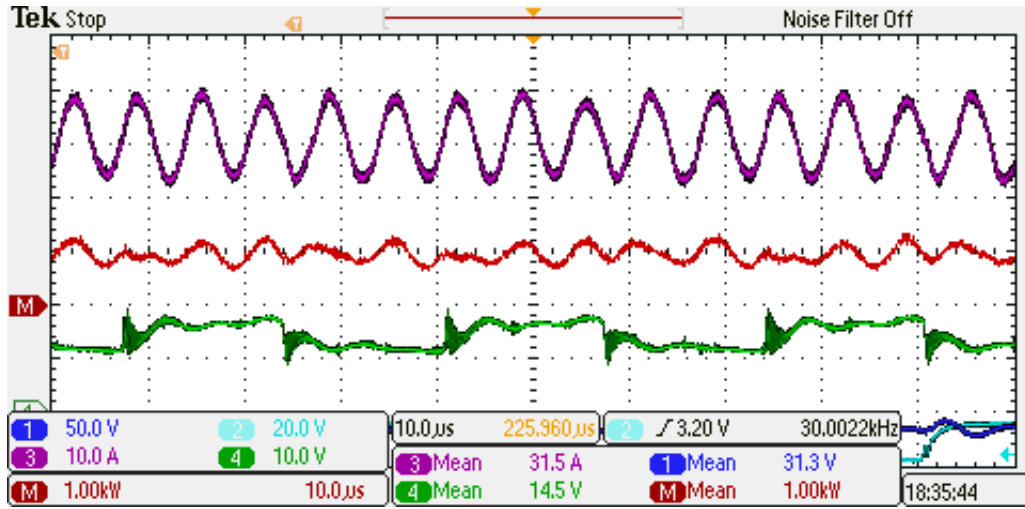
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

De maneira análoga, a potência média entregue para a carga neste ponto de operação foi de 591 W, o que corresponde a aproximadamente 33% da potência máxima de projeto, que é de 1,8 kW. Para essa situação, o rendimento obtido foi de:

$$\eta = \frac{591W}{645W} = 91,62\% \quad (43)$$

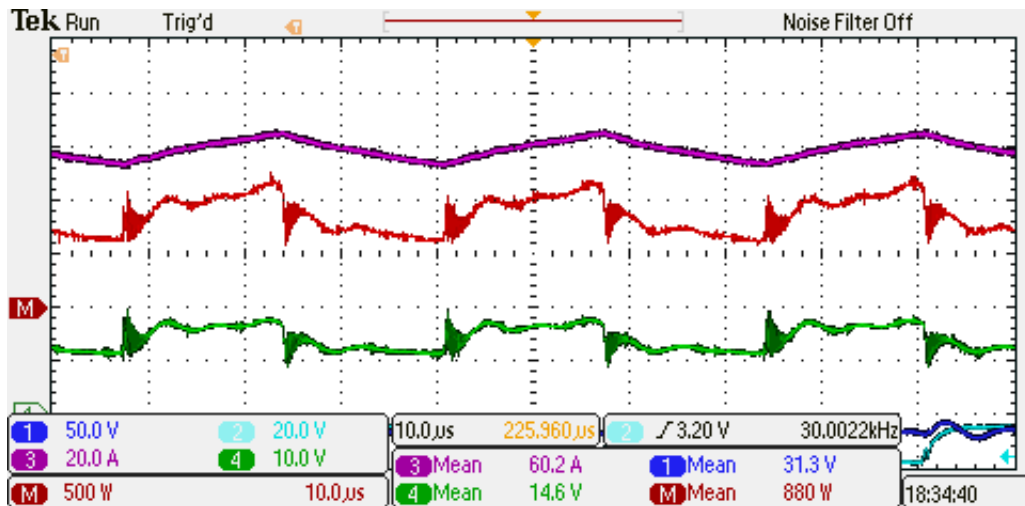
Testes de maior potência também foram realizados de maneira similar ao anterior, os resultados são apresentados nas Figuras 51 e 52.

Figura 51 – Potência de entrada do conversor (vermelho)



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 52 – Potência na carga (vermelho)



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

O rendimento do conversor em potência nominal, 1 kW, é descrito pela equação abaixo.

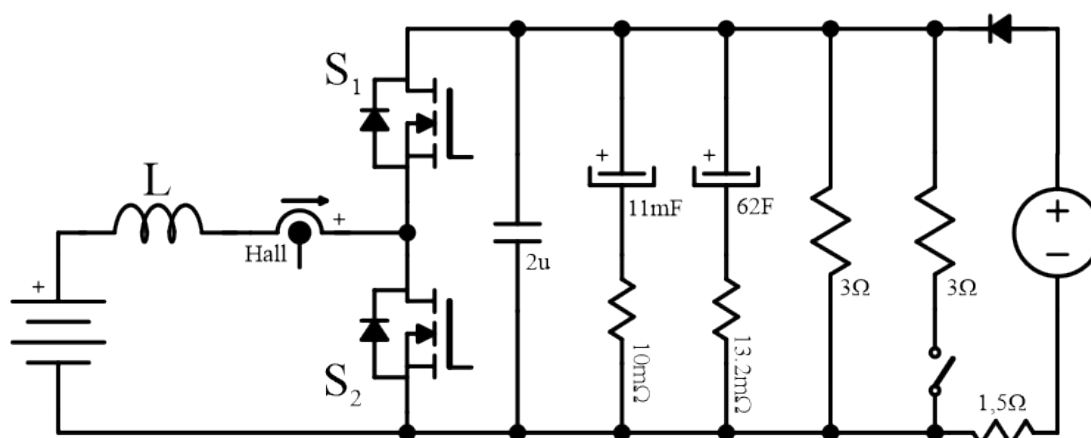
$$\eta = \frac{880W}{1000W} = 88\% \quad (44)$$

Pode-se observar que em maior potência o rendimento do conversor tende a diminuir, pois as perdas mais significativas neste conversor são diretamente dependentes da magnitude da corrente que circula pelo conversor.

6.2 TESTES EM MALHA FECHADA

Para realização dos testes em malha fechada foi montada uma bancada de testes diferente da inicial, para que todas as situações de operação possam ser exploradas. A Figura 53 apresenta o esquemático desta bancada de trabalho.

Figura 53 – Esquemático da bancada de testes para operação em malha fechada

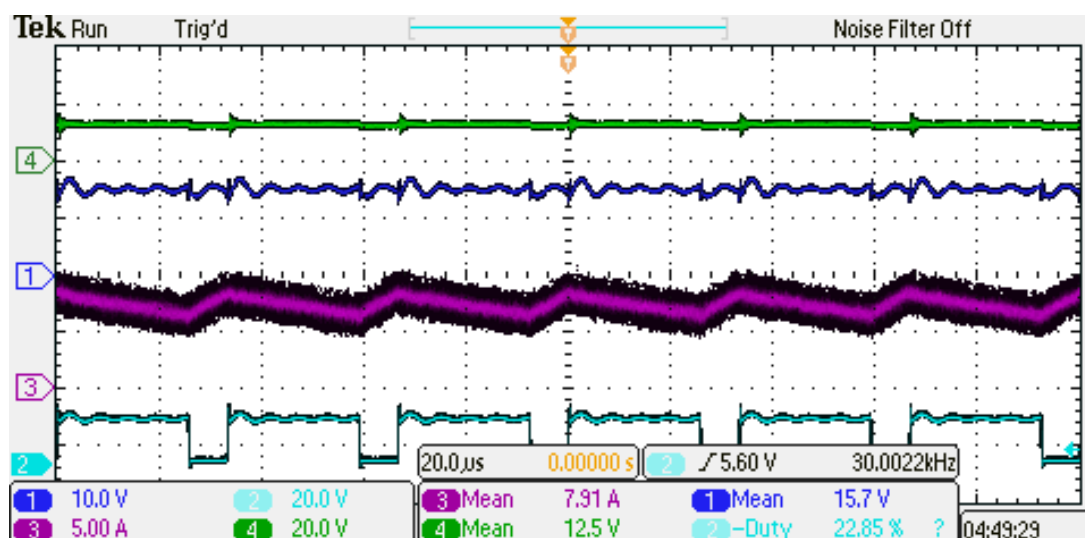


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Essa configuração reduziu os níveis de oscilação de tensão sobre os componentes semicondutores, devido ao encurtamento dos cabos, da modificação dos pontos de conexão e também da adição de capacitores de filtro próximos aos terminais dos semicondutores. O capacitor de 62F indicado na figura acima se refere ao banco de supercapacitores LSUM 129R6C 0062F EA, apresentado anteriormente.

Inicialmente um pequeno teste em malha aberta foi conduzido, o que indicou a necessidade de uma rotina de pré-carga do banco de supercapacitores. Após uma correta inicialização e pré-carga, o sistema encontrava-se em estado de espera, em regime permanente, como apresentado na Figura 54.

Figura 54 – Primeira operação em malha fechada

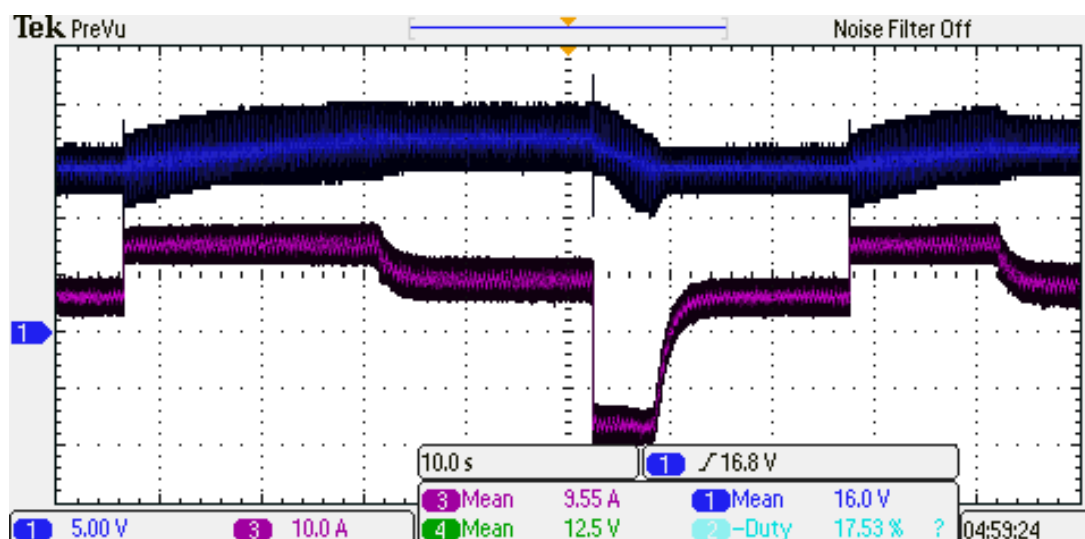


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Nesta imagem é possível observar quatro sinais distintos: tensão da bateria (verde); tensão no barramento CC (azul); corrente no indutor (rosa); tensão no interruptor S2 (*cyan*). Comparado aos resultados anteriores, pode-se observar uma significativa redução de sobretensão no barramento CC, diminuindo a oscilação dos iniciais 50% para uma oscilação pouco significativa. A partir deste ponto, as malhas de controle já estavam operantes e as proteções ativas, então decidiu-se iniciar o processo de validação de controle.

A Figura 55 apresenta os resultados do teste de resposta ao degrau feito em bancada.

Figura 55 – Testes de degrau de referência

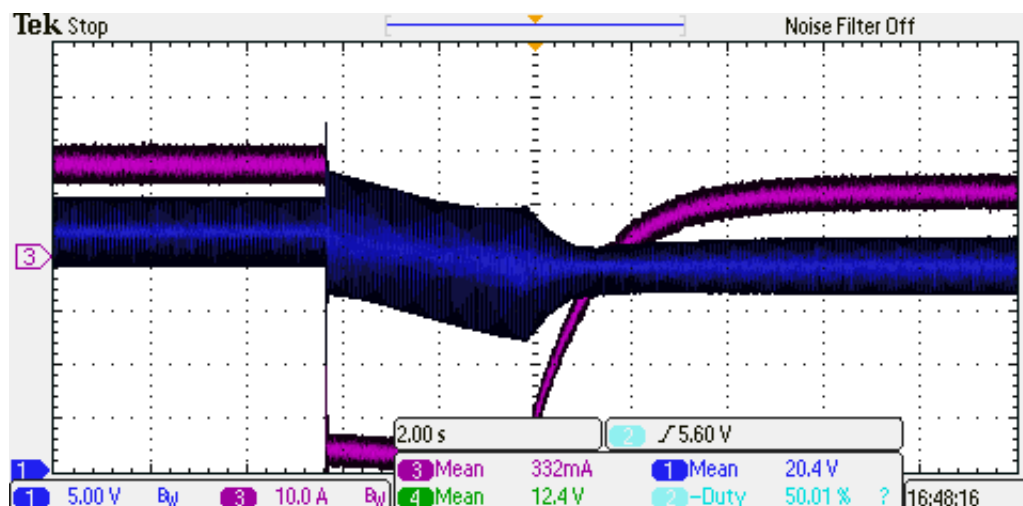


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Os primeiros testes de validação foram feitos com degraus de referência aplicados via software, onde o controle respondeu de acordo com a figura acima. O teste se iniciou com o conversor em regime permanente em 20 V e, em 4 s, foi aplicado um degrau de referência para

24 V, isso fez com que a corrente do indutor subisse até o valor de saturação pré-definido por software e carregasse o supercapacitor em corrente contínua até que o patamar de referência fosse atingido. Após a entrada em regime, mais dois degraus foram aplicados, em 52 s e 78 s. As Figuras 56 e 57 mostram situações similares em mais detalhes.

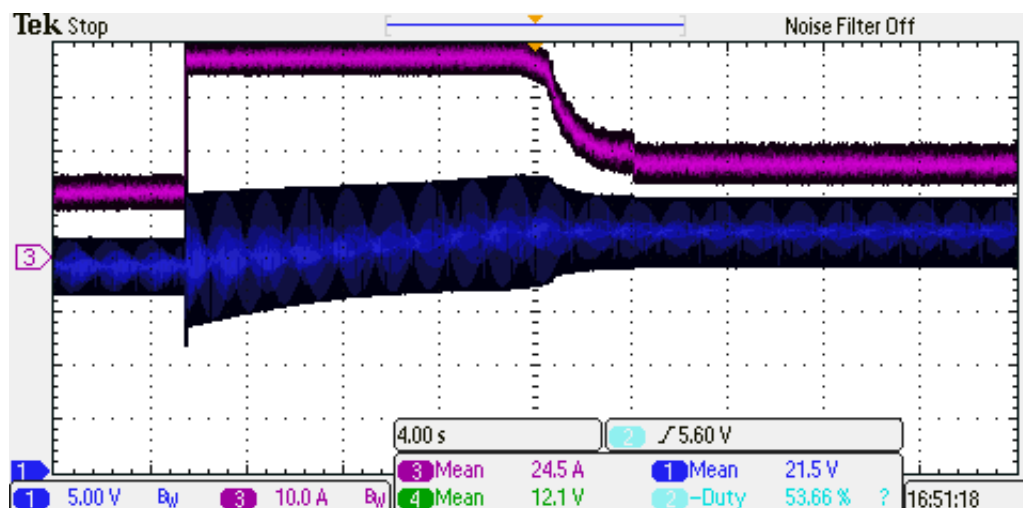
Figura 56 – Degrau de descarga



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

A Figura 56 apresenta com uma maior resolução um degrau de descarga no barramento CC. Este tipo de degrau faz com que o sentido da corrente no indutor se inverta e transfira a energia armazenada no supercapacitor para a bateria, até que a tensão do supercapacitor atinja o valor de referência.

Figura 57 – Degrau de carga



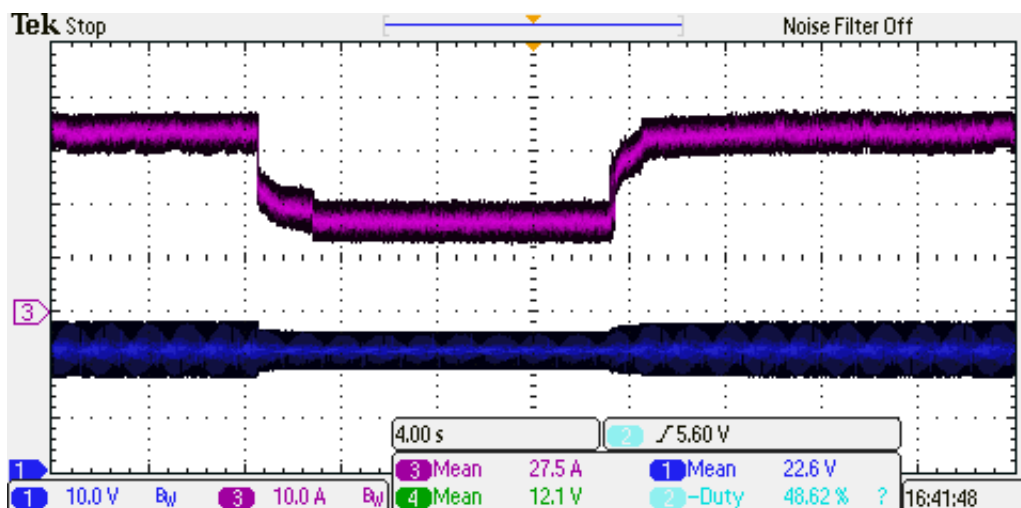
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

No caso da Figura 57, foi aplicado um degrau de referência que força as baterias a carregarem o supercapacitor até a tensão desejada, isso faz com que o controle de corrente sature a corrente de carga em seu valor máximo e a mantenha assim até que o barramento atinja o valor

de referência. Estes são os dois tipos de degrau possíveis para a configuração de bancada atual e as suas respostas mostram que o controle é capaz de atingir as referências desejadas de maneira suave e rápida.

Em sequência são iniciados os testes de variação de carga, que tem como objetivo observar a resposta do controle em relação a uma variação repentina no requerimento de potência de carga. A Figura 58 apresenta a resposta do conversor a este teste.

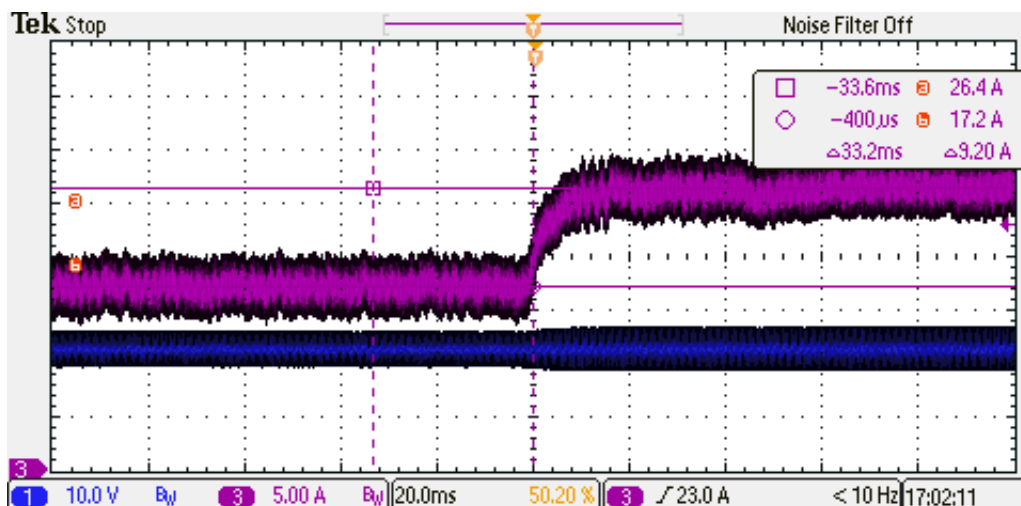
Figura 58 – Teste de degrau de carga



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Neste teste foram aplicados degraus de carga de 50 % aos 5 s e 23 s, primeiro reduzindo depois retornando ao valor original. A tensão do barramento foi mantida durante todo o ensaio, como desejado. Pode-se observar que o controle apresentou uma dificuldade maior para controlar a diminuição de potência, demorando dois segundo a mais para atingir o regime permanente. A subida desse degrau pode ser observada em mais detalhes na Figura 59.

Figura 59 – Detalhe do degrau de carga



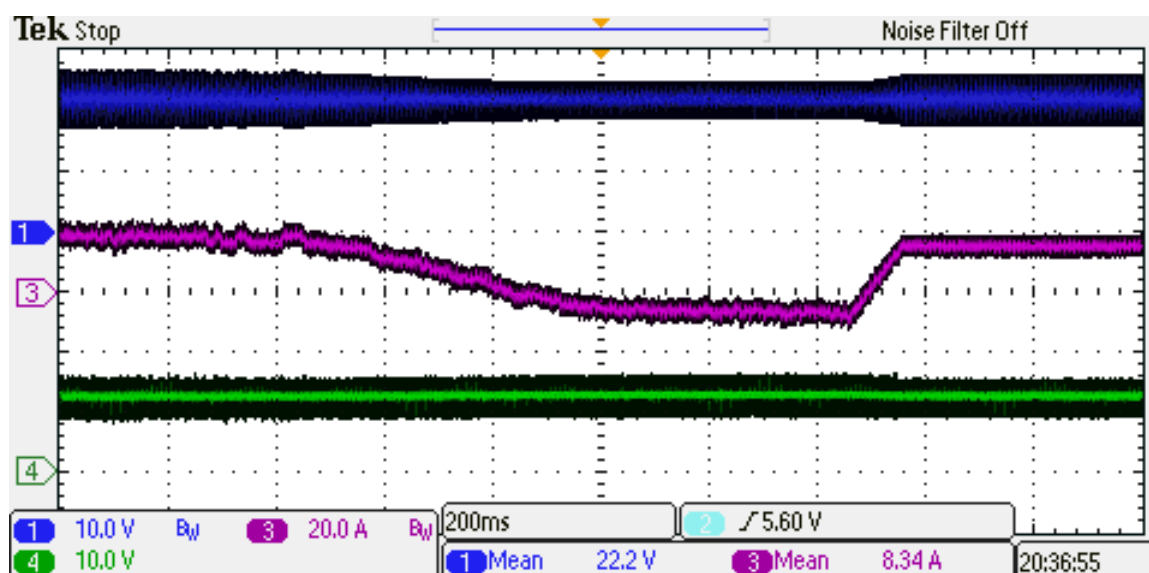
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Aqui observa-se que o degrau causou a elevação de corrente do indutor de 17,2 A para 26,4 A, mantendo o nível médio da tensão do barramento.

6.3 TESTES DE RECUPERAÇÃO DE ENERGIA

A fim de confirmar a operação do sistema proposto, utilizou-se uma fonte de tensão variável ligada em série ao circuito através de um diodo e um resistor, como apresentado na Figura 53. O ensaio é iniciado com o conversor operando em malha fechada e em regime permanente, então a fonte CC é ligada em uma tensão superior ao valor atual do barramento CC, emulando uma geração de energia no motor. Essa diferença de potencial faz com que o supercapacitor inicie o processo de carregamento e tenda a subir de tensão, criando uma alteração no fluxo de corrente.

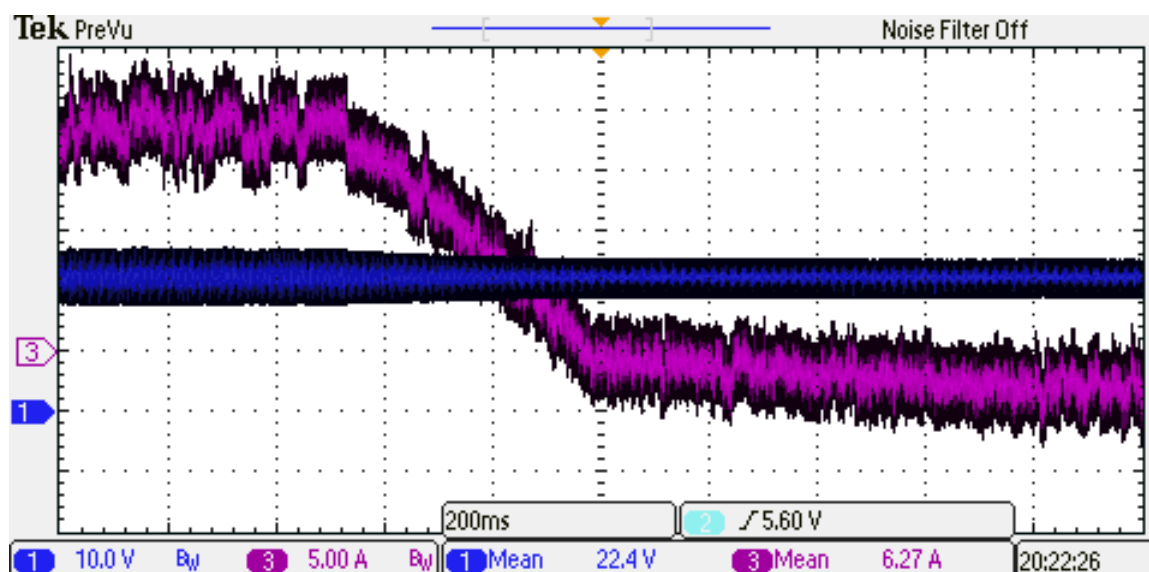
Figura 60 – Ensaio de recuperação de energia



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

A Figura 60 nos mostra três sinais: tensão no barramento CC (azul); tensão na bateria (verde); corrente no indutor (rosa). Dentre essas três grandezas, o controle aplicado está configurado para manter a tensão sobre o barramento constante durante toda a operação, porém a proposta deste trabalho é um controle com histerese de referência. Assim que a fonte CC é acionada a malha de controle começa a agir na corrente do indutor para manter a tensão estável, isso faz com que a bateria deixe de fornecer potência à carga e passe a consumir potência e ser carregada, indicado pela leve variação da tensão na bateria. A transição de estados de fornecimento de energia para absorção de energia pela bateria pode ser observada com mais detalhes na Figura 61.

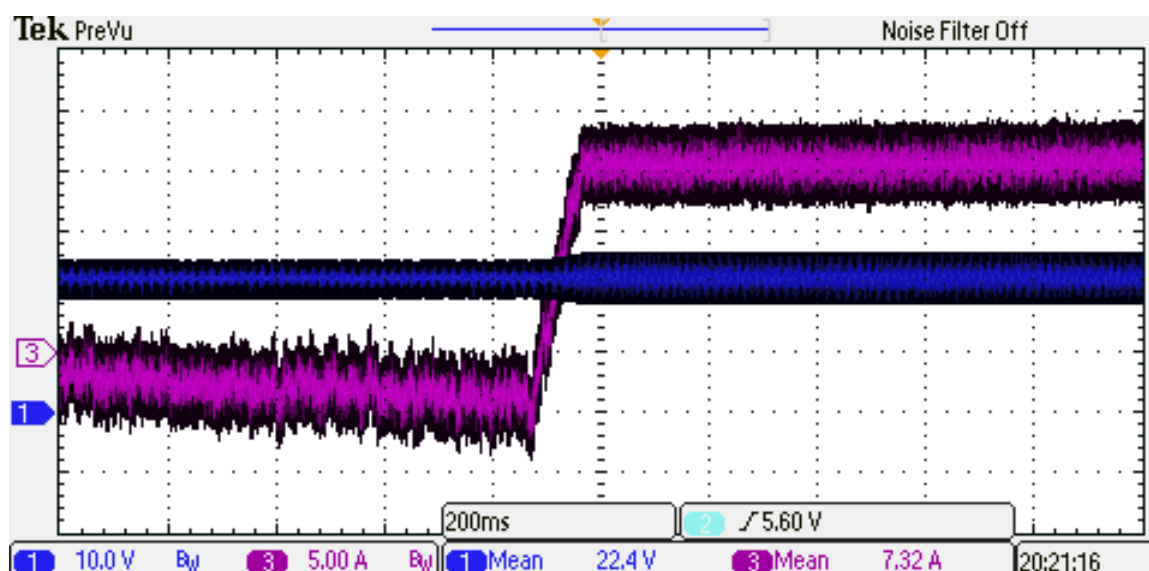
Figura 61 – Detalhe da troca de estado. Carregamento da bateria



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Partindo de regime permanente, a corrente do indutor leva cerca de 500 *ms* para se estabilizar em um patamar abaixo de zero, indicando que o fluxo de potência no conversor foi revertido por um aumento de tensão vindo do gerador. Essa alteração de modo de operação deve continuar enquanto a energia que está sendo injetada no barramento CC for maior que a energia que está sendo consumida. A segunda reversão de potência pode ser observada na Figura 61:

Figura 62 – Detalhe da troca de estado. Transferência de potência para o supercapacitor



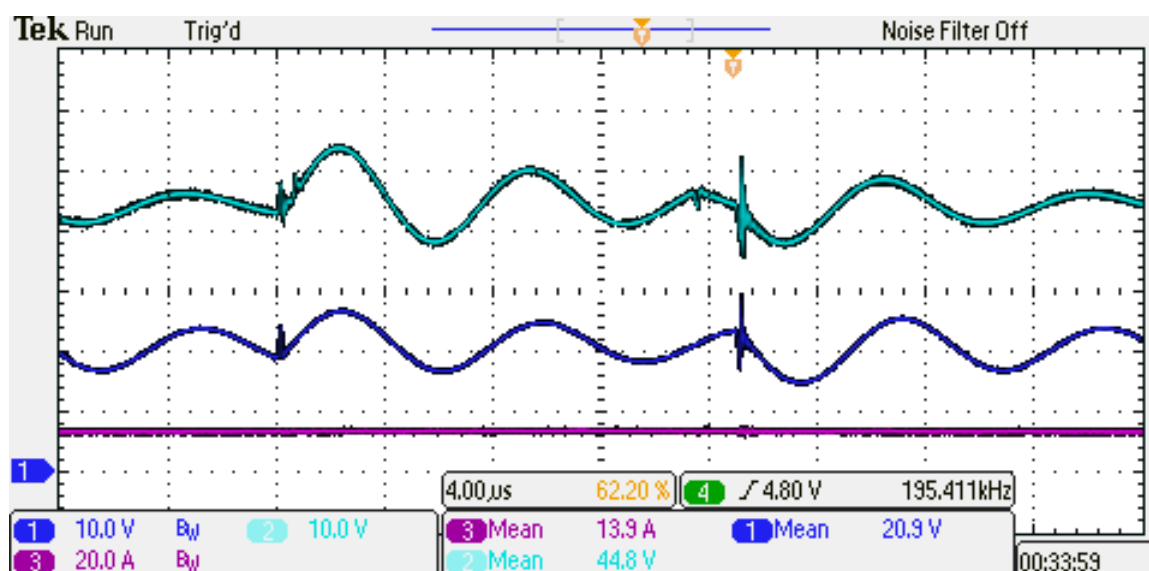
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Quando a fonte CC é desconectada e a energia injetada no barramento passa a ser insuficiente, o fluxo de potência é novamente invertido e a bateria volta a fornecer potência. A resposta para essa situação é muito mais rápida, em torno de 150 *ms*, devido ao supercapacitor estar conectado próximo a carga para suprir a energia necessária durante esse transitório.

6.4 TESTES DE OPERAÇÃO EM CASCATA

Para validar o último ponto de projeto os dois conversores deveriam ser ligados em série e em malha fechada, assim demonstrando sua habilidade de gerenciar a transferência de energia para o barramento CC com o balanceamento de carga. A Figura 63 apresenta esses conversores ligados em série.

Figura 63 – Operação em cascata de dois conversores em malha fechada

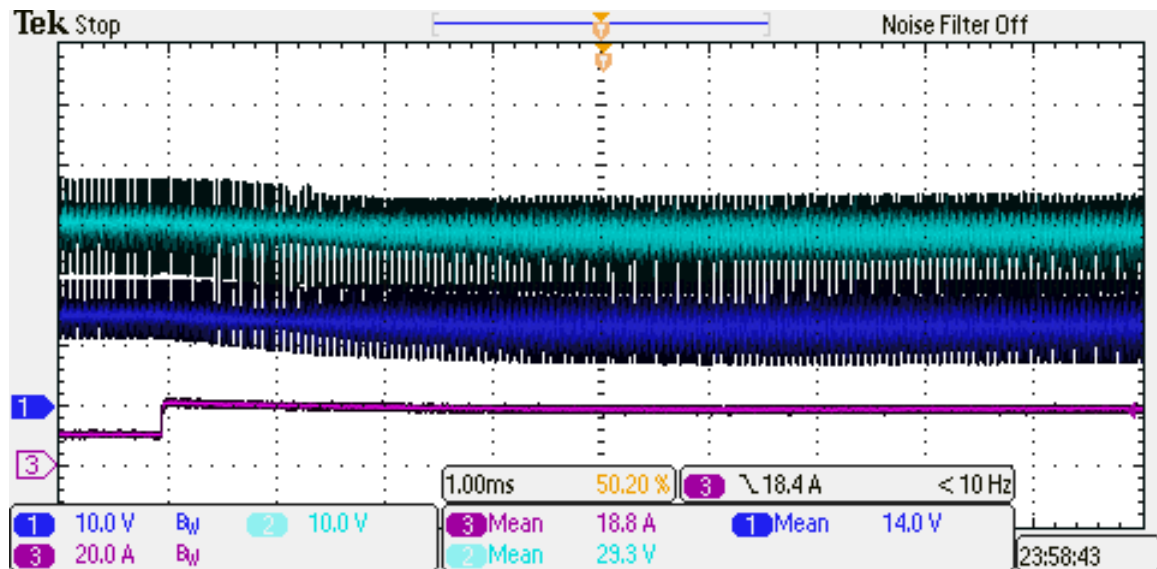


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Essa figura apresenta em rosa a corrente que circula na carga, em azul escuro é apresentado a tensão de um conversor e em *cyan* a tensão de todo o barramento CC. O comportamento se demonstra bastante oscilatório nas tensões, porém muito similares entre si. Ambos os conversores estão configurados para operar na mesma tensão, porém o conversor em *cyan* tende a trabalhar um pouco acima disso.

Para observar o comportamento do conversor em malha fechada foi realizado um teste de degrau de carga, variando a carga conectada ao sistema em 50%, de 3 Ω para 1,5 Ω . Esse teste é apresentado na Figura 64.

Figura 64 – Operação em cascata de dois conversores em malha fechada



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Pode-se observar que após o degrau ambas as tensões têm o seu valor reduzido e em sequência o valor médio volta a crescer, até voltar ao patamar anterior. Também é possível observar o aumento das oscilações de tensão devido ao crescimento da corrente na carga.

7 CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho apresenta o projeto, desenvolvimento e integração de um conversor CC-CC reversível em corrente, modular e de alta corrente. Isto lhe permite ser empregado em diversos tipos de aplicações, como o acionamento de máquinas CC e CA, gerenciar a carga de baterias e supercapacitores, conversores multiníveis, entre outros. Um ponto forte também é seu volume reduzido em vista a corrente que ele pode conduzir. De tal modo, destacam-se como principais contribuições o projeto do *hardware* de potência e o desenvolvimento do *software* de controle e proteção digital.

As seções iniciais deste trabalho apresentaram conhecimentos fundamentais para a compreensão da lógica de *design* e projeto que foram abordadas nas seções posteriores, facilitando o desenvolvimento de trabalhos futuros baseados neste.

O desenvolvimento do controle digital permitiu uma maior personalização da operação do conversor, possibilitando modificar a interface de usuário mesmo depois do projeto já montado, através de botões e potenciômetros via *software*.

Os testes de bancada apresentaram uma resposta muito similar ao esperado, porém com algumas características indesejadas que foram mitigadas. O conversor teve uma resposta satisfatória nos ensaios de regeneração de energia e de variação de carga, os quais eram os principais pontos que se desejavam validar antes de uma futura integração com o veículo elétrico.

7.1 CONTRIBUIÇÕES

As principais contribuições deste trabalho foram:

- Desenvolvimento de conversores modulares bidirecionais em corrente, capazes de processar grandes magnitudes de corrente e que podem operar em diversos tipos de configurações;
- Desenvolvimento de uma nova topologia de sistema de potência para o kart elétrico do VELLEV, com capacidade de equalização do estado de carga das baterias, permitindo maior autonomia, e regeneração de energia em supercapacitores, aumentando a vida útil das baterias;
- Desenvolvimento de códigos de controle e proteção digital para conversores de potência e validação do mesmo em protótipo funcional;
- Abertura de estudos futuros na área de veículos elétricos.

7.2 TRABALHOS FUTUROS

Como sugestão para trabalhos futuros, são apresentados os seguintes tópicos:

- Alterar o referencial de controle para uma faixa de operação em histerese, para que a tensão no barramento CC possua uma faixa de operação e não mais um ponto de operação;
- Desenvolver o controle para máquinas elétricas e testá-lo nesse conversor;
- Desenvolver e testar uma segunda versão do mesmo conversor, solucionando os problemas descritos anteriormente;
- Montagem dos conversores em *case* a prova d'água;
- Instalar o conversor no kart elétrico;
- Desenvolvimento de uma interface homem-máquina.

REFERÊNCIAS

- BARBI, Ivo. **Conversores CC-CC Bidirecionais**. 2015. Disponível em: <<https://ivobarbi.com.br/downloads/apostilas/Apostila%20-%20Conversores-CC-CC-Bidirecionais.pdf>>. Acesso em: Acessado em 21 jul. 2021. Citado na página 54.
- BARBI, Ivo. **Modelo elétrico de Baterias de Chumbo-acido**. 2017. 10 p. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 31.
- BARBI, Ivo. **Simulação de Baterias Chumbo-ácidas**. 2017. 10 p. Citado na página 30.
- BARBI, Ivo; FONT, Carlos Henrique Illa; ALVES, Ricardo Luiz. **PROJETO FÍSICO DE INDUTORES E TRANSFORMADORES**. 2002. Disponível em: <https://www.professorpetry.com.br/Bases_Dados/Apostilas_Tutoriais/Apostila_Projeto_Fisico_De_Magneticos.pdf>. Acesso em: Acessado em 20 Jul. 2021. Citado na página 47.
- CAMPOS, Maurício de et al. **desenvolvimento de um veículo elétrico urbano como trabalho multidisciplinar em engenharia elétrica**. 2014. 406-413 p. Citado na página 19.
- CESAR, Julio. **Vendas de carros híbridos e elétricos batem recorde no Brasil em 2020**. 2021. Disponível em: <<https://insideevs.uol.com.br/news/482143/vendas-carros-hibridos-eletricos-brasil-2020/>>. Acesso em: Acessado em 13 mai. 2021. Citado na página 19.
- CHIAM, S. L. et al. **Electrochemical Performance of Supercapacitor with Stacked Copper Foils Coated with Graphene Nanoplatelets**. 2018. Disponível em: <<https://www.nature.com/misecs/s41598-018-21572-x>>. Acesso em: Acessado em 5 mar. 2021. Citado na página 33.
- COWIE, Ivan. **All About Batteries, Part 4: Alkaline Batteries | EE Times**. 2014. Disponível em: <<https://www.eetimes.com/all-about-batteries-part-4-alkaline-batteries/>>. Acesso em: Acessado em 13 jan. 2021. Citado na página 27.
- COWIE, Ivan. **All About Batteries, Part 5: Carbon Zinc Batteries | EE Times**. 2014. Disponível em: <<https://www.eetimes.com/all-about-batteries-part-5-carbon-zinc-batteries/>>. Acesso em: Acessado em 13 jan. 2021. Citado na página 27.
- CULTURA, A.B.; SALAMEH, Z. M. **Modeling, Evaluation and Simulation of a Supercapacitor Module for Energy Storage Application**. Atlantis Press, 2015. 876-882 p. Disponível em: <<https://doi.org/10.2991/cisia-15.2015.235>>. Acesso em: Acessado em 13 jan. 2021. Citado na página 31.
- DUNN, Bruce; KAMATH, Haresh; TARASCON, Jean-Marie. **Electrical Energy Storage for the Grid: A battery of choices**. [S.l.]: American Association for the Advancement of Science, 2011. 928–935 p. Citado na página 35.
- EECA, Energy Education Canadá. **Kinetic Energy Recovery System animated gif**. 2018. Disponível em: <https://energyeducation.ca/encyclopedia/Kinetic_energy_recovery_system>. Acesso em: Acessado em 16 mar. 2021. Citado na página 37.
- EL-KADY, Maher F. et al. **Laser Scribing of High-Performance and Flexible Graphene-Based Electrochemical Capacitors**. [S.l.]: American Association for the Advancement of Science, 2012. 1326–1330 p. Citado na página 32.

EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA. **Balanco Energético Nacional 2020**. 2020. Disponível em: <<https://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/balanco-energetico-nacional-2020/>>. Acesso em: Acessado em 13 mai. 2021. Citado na página 19.

EPEC, Engineered Technologies. **Battery Comparison of Energy Density - Cylindrical and Prismatic Cells**. 2017. Disponível em: <<https://www.epectec.com/batteries/cell-comparison.html>>. Acesso em: Acessado em 25 mai. 2021. Citado na página 36.

EPEC, Engineered Technologies. **Lithium Battery Technologies - Li-Ion and LiFePO4 Battery Pack Systems**. 2021. Disponível em: <<https://www.epectec.com/batteries/lithium-battery-technologies.html>>. Acesso em: Acessado em 13 jan. 2021. Citado na página 29.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 2. ed. Boulder, Colorado, USA: Kluwer Academic Publishers, 2004. Citado na página 20.

FELIX, Victor Hugo. **Como funciona um carro elétrico?** 2020. Disponível em: <<https://tecnoblog.net/346537/como-funciona-um-carro-eletrico/>>. Acesso em: Acessado em 13 mai. 2021. Citado na página 19.

FISCHER, Jefferson C. et al. **A FRONT-END BRIDGELESS POWER FACTOR CORRECTOR FOR ELECTRIC VEHICLE BATTERY CHARGERS**. 2017. 389-987 p. Citado na página 20.

FSC, Fortune Semiconductor Corporation. **FS312F Datasheet**. 2014. Disponível em: <https://datasheet.lcsc.com/szlcsc/FS312F-G_C82736.pdf>. Acesso em: Acessado em 13 jan. 2021. Citado na página 30.

GVR, Grand View Research. **Battery Market Size and Share - Industry Report, 2020-2027**. 2020. Disponível em: <<https://www.grandviewresearch.com/industry-analysis/battery-market>>. Acesso em: Acessado em 25 mai. 2021. Citado na página 28.

HEERDT, Joselito Anastácio. **Carga eletrônica ativa trifásica**. Tese (Doutorado) — UFSC, 2013. Disponível em: <<https://repositorio.ufsc.br/xmlui/bitstream/handle/123456789/123075/327176.pdf?sequence=1&isAllowed=y>>. Acesso em: Acessado em 17 fev. 2021. Citado na página 96.

HELIAR. **Baterias estacionárias Freedom**. 2021. Disponível em: <http://www.solarbrasil.com.br/wp-content/uploads/2019/09/Datasheet_Baterias_Freedom.pdf>. Acesso em: Acessado em 13 jan. 2021. Citado na página 28.

JING, Wentao et al. **Electric vehicles: A review of network modelling and future research needs**. 2016. 1687814015627981 p. Citado na página 19.

KAZIMIERCZUK, Marian K. **Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters**. 1. ed. Wiley, 2008. Disponível em: <<https://www.wiley.com/en-us/Pulse+width+Modulated+DC+DC+Power+Converters-p-9780470694657>>. Acesso em: Acessado em 17 fev. 2021. Citado na página 44.

LORENCETTI, Edson João. **SISTEMA DE GERENCIAMENTO ATIVO DE EQUALIZAÇÃO DE ENERGIA EM BANCO DE BATERIAS USANDO CONVERSOR**

CC-CC BIDIRECIONAL MODULAR. 140 p. Dissertação (Mestrado) — UDESC - CCT, Joinville, 2018. Disponível em: <<https://sistemabu.udesc.br/pergamumweb/vinculos/000057/00005787.pdf>>. Acesso em: Acessado em 17 fev. 2021. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 54.

LORENCETTI, Edson J.; HEERDT, Joselito A. Modularized bidirectional step-up dc-dc converter with predictive battery equalization method. In: **2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6. Citado na página 20.

LYGTE. **Test of Samsung ICR18650-22F 2200mAh (Green).** 2017. Disponível em: <<https://lygte-info.dk/review/batteries2012/Samsung%20ICR18650-22F%202200mAh%20%28Green%29%20UK.html>>. Acesso em: Acessado em 14 jan. 2021. Citado na página 29.

MATULKA, Rebecca. **The History of the Electric Car.** 2014. Disponível em: <encurtador.com.br/pxzG4>. Acesso em: Acessado em 13 mai. 2021. Citado na página 19.

MENGATTO, Alisson; HEERDT, Joselito A. Analysis and operation of an integrated battery charger using the ev traction motor as filter. In: **2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6. Citado na página 20.

MTRON, LS. **LS Ultracapacitor.** 2020. Disponível em: <<http://www.lsmtron.com/pdf/Ultracapacitor.pdf>>. Acesso em: Acessado em 18 Jul. 2021. Citado na página 34.

MTRON, LS. **Product specification LSUM 129R6C 0062F EA.** 2020. Disponível em: <<https://cantecsystems.com/images/stories/virtuemart/pdf/LSUM129R6C0062FEA.pdf>>. Acesso em: Acessado em 18 Jul. 2021. Citado na página 33.

NANJING, Top Power ASIC Corp. **TP4056 Datasheet.** 2021. Disponível em: <<http://www.tp4056.com/d/tp4056.pdf>>. Acesso em: Acessado em 13 jan. 2021. Citado na página 30.

PARADISO, Joseph A. Dr. **Sensor Technologies for Interactive Environments.** 2011. Disponível em: <<https://ocw.mit.edu/courses/media-arts-and-sciences/mas-836-sensor-technologies-for-interactive-environments-spring-2011/>>. Acesso em: Acessado em 17 fev. 2021. Citado na página 96.

POWER, High. **high-rate.** 2020. Disponível em: <<https://www.highpowertech.com/image/catalog/products/li-ion/high-rate.jpg>>. Acesso em: Acessado em 25 mai. 2021. Citado na página 30.

QNESC, QUÍMICA NOVA NA ESCOLA. **Pilhas e baterias: Funcionamento e impacto ambiental.** 2000. Disponível em: <<http://qnesc.sbq.org.br/online/qnesc11/v11a01.pdf>>. Acesso em: Acessado em 13 jan. 2021. Citado 3 vezes nas páginas 27, 28 e 29.

RASHID, M. H. **Power Electronics Handbook: Devices, circuits, and applications.** 3. ed. Pensacola, Florida, USA: Elsevier, 2011. Citado na página 20.

RODRIGUES, Márcio do C. B. P. et al. **CONEXÃO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS À REDE DE ENERGIA ELÉTRICA PARA RECARGA DE BATERIAS: UMA VISÃO GERAL.** 2014. 193-207 p. Citado na página 19.

ROHM, semiconductor. **Calculation of Power Loss (Synchronous).** 2015. 4 p. Disponível em: <http://rohmfs.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/switching_regulator/power_loss_appli-e.pdf>. Acesso em: Acessado em 17 fev. 2021. Citado na página 45.

ROHM, semiconductor. **Efficiency of Buck Converter**. 2016. 16 p. Disponível em: <https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/switching_regulator/buck_converter_efficiency_app-e.pdf>. Acesso em: Acessado em 17 fev. 2021. Citado na página 45.

SAMANTARA, Aneeya Kumar; RATHA, Satyajit. **Materials Development for Active/Passive Components of a Supercapacitor**: Background, present status and future perspective. 1. ed. Singapore: Springer Singapore, 2018. Disponível em: <<https://www.springer.com/gp/book/9789811072628>>. Acesso em: Acessado em 5 mar. 2021. Citado na página 32.

SDI, Samsung. **SPECIFICATION OF PRODUCT, for Lithium-ion Rechargeable Cell Model : ICR18650-22F**. 2009. 18 p. Citado na página 29.

SEIM, Lars Hagvaag. **Modeling, control and experimental testing of a supercapacitor/battery hybrid system**: passive and semi-active topologies. Dissertação (Mestrado) — NMBU, Noruega, 2012. Disponível em: <<http://hdl.handle.net/11250/188829>>. Acesso em: Acessado em 16 mar. 2021. Citado na página 34.

SEMICONDUCTOR, ON. **AN-6076 Design and Application Guide of Bootstrap Circuit for High-Voltage Gate-Drive IC**. 2018. 15 p. Disponível em: <<https://www.onsemi.com/pub/Collateral/AND9674-D.PDF>>. Acesso em: Acessado em 5 mar. 2021. Citado na página 94.

SKT, Skeleton Technologies. **Equivalent series resistance - white paper**. 2016. Disponível em: <http://cdn2.hubspot.net/hubfs/1188159/Whitepapers/160809_whitepaper_ESR.pdf>. Acesso em: Acessado em 14 jan. 2021. Citado na página 32.

SKT, Skeleton Technologies. **Datasheet SkelCap Cells**. 2017. Disponível em: <<https://cdn2.hubspot.net/hubfs/1188159/200217-DataSheet-CylindricalCells%20-%20WITH%20300F.pdf>>. Acesso em: Acessado em 14 jan. 2021. Citado na página 32.

SPOTNITZ, R.; FRANKLIN, J. **Abuse behavior of high-power, lithium-ion cells**. 2003. 81–100 p. Citado na página 29.

Spyker, R. L.; Nelms, R. M. **Classical equivalent circuit parameters for a double-layer capacitor**. 2000. 829-836 p. Citado na página 34.

THORNTON. **CATALOGO THORNTON**. 2015. Disponível em: <<https://www.thornton.com.br/pdf/CATALOGO%20THORNTON.pdf>>. Acesso em: Acessado em 20 Jul. 2021. Citado na página 48.

VAZ, Luiz Felipe Hupsel; BARROS, Daniel Chiari; CASTRO, Bernardo Hauch Ribeiro de. **Veículos híbridos e elétricos: sugestões de políticas públicas para o segmentor**. Rio de Janeiro: [s.n.], 2015. [295]-344 p. Citado na página 19.

VEN, Victron Energy. **12,8 & 25,6 Volt Lithium-Iron-Phosphate Batteries**. 2021. Disponível em: <<https://www.victronenergy.com/upload/documents/Datasheet-12,8-&-25,6-Volt-lithium-iron-phosphate-batteries-Smart-EN.pdf>>. Acesso em: Acessado em 13 jan. 2021. Citado na página 29.

WINPOW. **Rechargeable-18650-Cylindrical-Lithium-Ion-Battery**. 2020. Disponível em: <<https://image.made-in-china.com/2f0j00FKZTsoUGnygu/Rechargeable-18650-Cylindrical-Lithium-Ion-Battery.jpg>>. Acesso em: Acessado em 25 mai. 2021. Citado na página 30.

XU, Huifang; CHENG, Ming; ZHANG, Fan. **Modeling and Simulation of Non-ideal Buck Converter in CCM**. 2019. 8 p. Disponível em: <<https://iopscience.iop.org/misc/10.1088/1755-1315/300/4/042098/pdf>>. Acesso em: Acessado em 5 mar. 2021. Citado na página 55.

APÊNDICE A – PROJETO DE INDUTORES UTILIZANDO PEXPRT

O projeto do elemento magnético foi idealizado para um nível médio de corrente associado a uma oscilação próxima à 10% do seu total. Esse projeto foi realizado dentro do programa PExprt, que através de inúmeras iterações é capaz de gerar uma lista de resultados que combinam os melhores métodos construtivos aos melhores componentes.

A criação de um novo projeto de indutor pode ser iniciado da seguinte maneira: "*File*" -> "*New*" -> "*Inductor*" -> "*Waveform Based*". Esse comando ira criar um novo projeto baseado na forma de onda da corrente e tensão no indutor, que devem ser definidas pelo projetista.

Para o projeto deste trabalho, os dados da forma de onda foram inseridos da seguinte maneira:

Figura 65 – Aba de parâmetros iniciais.

The screenshot displays the 'Waveforms' tab of the PEXPRT software. It contains several input fields and checkboxes for configuring the inductor design parameters. The 'Voltage Waveform' section has 'Square' selected. The 'Voltage value' section shows 'Vpositive' as 10.5 V and 'Vnegative' as 24.972 V. The 'Current' section shows 'Average' as 171 A and 'Ripple' as 14.494117 A. The 'Frequency' is set to 30 kHz, 'Inductance' is 17 uH, and 'Duty Cycle' is 0.704. The 'Conduction Mode' section has 'Continuous' selected, with 'User Defined Inductance' chosen under it.

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Nesta janela, a partir da esquerda, pode-se escolher o formato da tensão, o valor positivo de tensão sobre o indutor, a corrente média do indutor e o modo de operação. Cada modo de operação, CCM e DCM, permite ao usuário escolher entre definir o valor de *ripple* da corrente no indutor ou definir o valor da indutância, que foi o caso deste projeto. Então, na segunda linha definiu-se a frequência de operação, a indutância desejada e a razão cíclica referente a corrente média.

Na segunda aba ("*Design Inputs*"), foram definidas as considerações de projeto:

Figura 66 – Aba de customização de projeto.

The screenshot shows the 'Modeling Options' tab with the following settings:

- Gap Position:**
 - ☐ Central Leg
 - ☒ Both Legs
 - ☐ None
- Geometry:**
 - ☒ Concentric Component
 - ☐ Planar Component
 - ☐ Toroidal Component
 - ☐ Laminated Component
- Permeability:**
 - ☐ Permeability = $f(H)$
- Bobbin:**
 - ☒ Include
- Gap:**
 - ☒ Consider Fringing Gap Energy
 - ☐ Fixed Value (mm):
- Winding Efficiency:**
 - ☐ Awire/Awinding: %
 - ☒ Spacing
 - Intra-layer: % of wire diameter
 - Inter-layer: % of wire diameter
- Limit Values:**
 - Maximum Temperature (°C):
 - Bmax/Bsat (%):
 - Maximum Gap (% Window Height):
 - Maximum Parallel Turns:
 - Maximum Number of Layers:

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 67 – Aba de customização de projeto, continuação.

The screenshot shows the 'Modeling Options' tab with the following settings:

- Winding Setup:**
 - ☒ 2D Winding Setup
 - ☐ 1D "Completely-Full"
 - ☐ 1D "Partially-Full"
- Thermal 1D Parameters:**
 - Ventilation:
 - ☐ Radiation & Convection
 - Ambient Temp (°C):
- Margin Tapes:**
 - % Window Height
 - % Window Width
- ANSYS Icepak Parameters:**
 - Ambient Temp. (°C):
 - ☒ Radiation
- Cooling System:**
 - Convection:
 - ☒ Natural
 - ☐ Heatsink
 - ☐ Heat-pipe
 - ☐ Forced
- Packaging and Mounting:**
 - ☐ Mounted on PCB
 - ☐ Enclosure

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Quanto as opções de modelagem, utilizou-se:

Figura 68 – Aba de opções de modelagem

The screenshot displays the 'Modeling Options' tab, which is divided into several sections for configuring the design process:

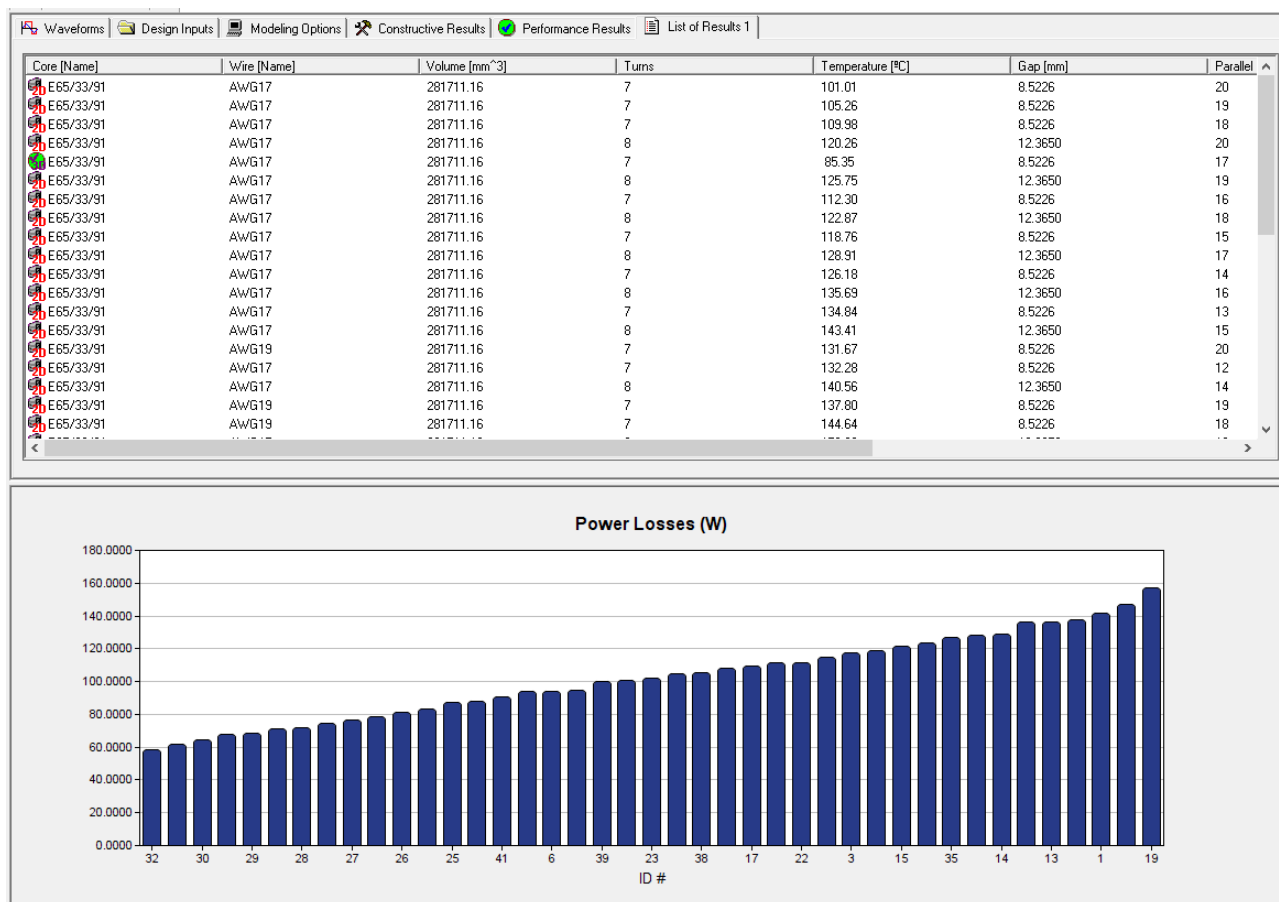
- Winding Losses Calculation:**
 - ☐ I rms and DC Resistance
 - ☒ Harmonics and AC Resistance (Skin)
 - ☐ Harmonics and AC Resistance (Dowell)
 - ☐ Harmonics and AC Resistance (Gap)
- Core Losses Calculation:**
 - ☒ Steinmetz
 - ☐ Steinmetz (modified)
 - ☐ Jiles-Atherton (hysteresis)
 - ☐ Jiles-Atherton (hysteresis) + Eddy
- Optimize number of turns for minimum losses:**
 - ☐ No Optimization
 - ☒ Apply Optimization
- Optimization Modes:**
 - ☐ Mode 1
 - ☒ Mode 2
- List of results:**
 - ☒ Show all solutions
 - ☐ Selection Select Solutions
- Selection of elements from the Design Library:**
 - ☐ Apply Restrictions Configure
 - ☒ No Restrictions (all possible configurations)

Additional controls include a 'Number of harmonics' section with a 'Number' spinner set to 32 and a 'Relative Influence (%)' spinner set to 10.

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Em sequencia, o usuário precisa definir os materiais utilizados nas abas que ficam a esquerda do programa (Cores, Bobbins, Wires, Material) e iniciar os cálculos em "*Calculations* > *Start Design Process*". O programa irá calcular todas as combinações possíveis entre os materiais escolhidos e apresentar uma lista de resultados para o usuário. O material para o núcleo magnético foi escolhido como N87 por ser o material mais similar ao IP12R da Thornton, segundo o professor Ivo Barbi.

Figura 69 – Lista de resultados possíveis



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Dentre os resultados obtidos, escolheu-se trabalhar com o design apresentado nas figuras 70 e 71, que apresentam o resultado construtivo e os resultados de performance, respectivamente.

Figura 70 – Aba de resultados construtivos.

The screenshot displays a software interface showing the constructive results tab. The interface includes a table of results and a bar chart of power losses.

Component Parameters:

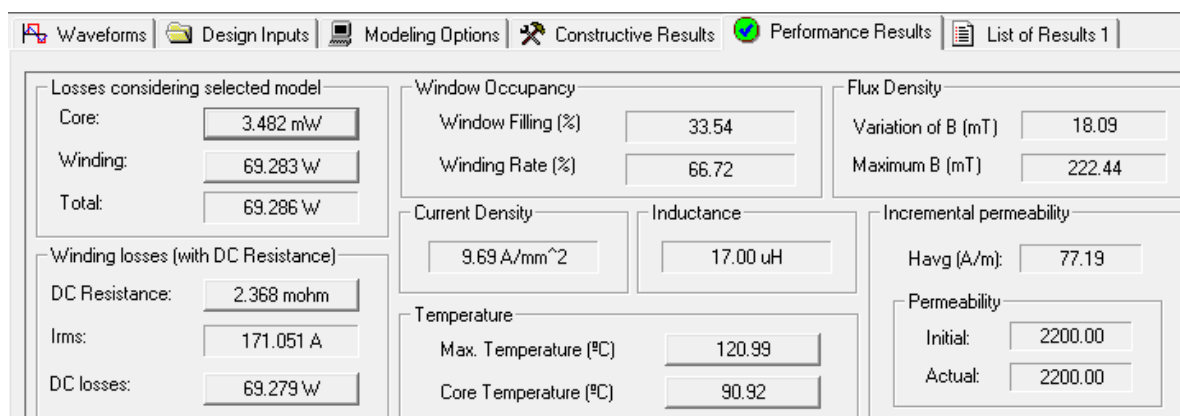
Component	Value
Core Size:	E65/33/91
Bobbin:	E65/33/91
Core Material:	N87
Wire:	AWG17
Library:	Epcos_Design_Design

Parameters:

Parameter	Value
Gap:	12.21 mm
Number of Turns:	7
Parallel Turns:	17

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 71 – Aba de resultado de performance.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

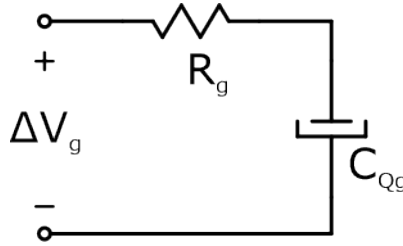
APÊNDICE B – PROJETO DE ACIONAMENTO POR *BOOTSTRAP*

Com o objetivo de operar este conversor na frequência de $30kHz$, faz-se necessário que os interruptores sejam capazes de serem acionados rápidos o suficiente para que as perdas por comutação sejam reduzidas e que os interruptores em série não conduzam ao mesmo tempo, assim determina-se que o tempo de acionamento do interruptor deve ser de 2% do período de comutação, como mostra a equação 45:

$$\Delta t_s = \frac{2\%}{f_s} = 666,667ns \quad (45)$$

O acionamento de um interruptor do tipo MOSFET pode ser modelado como um circuito RC série, como mostra a imagem 72, onde o capacitor representaria a carga total necessária para acionar o interruptor durante a variação da tensão de gate desejada, ΔV_g .

Figura 72 – Circuito equivalente de acionamento, MOSFET.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Como 95% da carga de um capacitor, em um circuito RC série, é entregue em 3τ , pode-se estabelecer que constante de tempo τ desejada seja:

$$\tau = \frac{\Delta t_s}{3} = 222,222ns \quad (46)$$

Este interruptor sera acionado com uma tensão positiva de 15V e bloqueado com um potencial de 0V, então a variação de tensão no gate deste componente sera de:

$$V_{gs} = V_{gsup} - V_{ginf} = 15V - 0V = 15V \quad (47)$$

A partir dos dados de datasheet do componente, é possível estimar a capacitância equivalente *gate-source* para a tensão desejada:

$$C_{eq} = \frac{Q_{gmos}}{V_{gs}} = 6,133nF \quad (48)$$

Então a corrente *in-rush* de carga do *gate* MOSFET sera de:

$$I_{gpk} = \frac{Q_{gmos}}{\tau} = 0.414A \quad (49)$$

desta maneira, o resistor de gate pode ser calculado como:

$$R_g = \frac{V_{gs}}{I_{gpk}} = 36.232\Omega \quad (50)$$

Para o ciclo de bloqueio os mesmos cálculos podem ser utilizados, apenas obedecendo o fluxo inverso de corrente e o paralelismo entre os componentes de carga e descarga. Neste projeto optou-se trabalhar com um acionamento simétrico, utilizando apenas um resistor em série com o gate do MOSFET.

Devido a configuração do circuito de potência, faz-se necessário o acionamento de um interruptor fora da referência comum do circuito, em um potencial diferente de zero. O acionamento de um interruptor "alto" pode ser feito de diversas maneiras, porém a mais conveniente para esta aplicação é o circuito do tipo *bootstrap*, que tem como vantagem o baixo número de componentes, a simplicidade de implementação e a não necessidade de fontes isoladas de tensão.

Hoje existem no mercado diversas famílias de componentes dedicados ao acionamento de circuitos *Half-Bridge* em diversos tamanhos e com diversas funcionalidades, para este projeto escolheu-se trabalhar com o circuito integrado IR2110S, que possui um excelente tempo de resposta e entrada exclusiva para cada sinal de acionamento.

O componente crítico neste circuito é o capacitor de *bootstrap*, responsável por armazenar a carga a ser utilizada no acionamento do interruptor "alto". A operação desse circuito e o correto dimensionamento deste componente é descrito em Semiconductor (2018).

Os componentes utilizados possuem as características apresentadas nas Tabelas 14 e 13.

Tabela 13 – Características do diodo.

SS36		
V_{fdb}	0.75	V
R_{di}	0.2	Ω

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Tabela 14 – Características do circuito integrado.

IRS2110S		
I_{qbs}	230	V
I_{lksi}	50	mA
Q_{ls}	5	nF

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

$$V_{aux} = V_g = 15V \quad (51)$$

Tensão necessária para bootstrap:

$$Q_{bs} = Q_{gmax} + \frac{I_{qbs} + I_{lksi} + I_{lks}}{f_s} + Q_{ls} = 198.337nC \quad (52)$$

Máxima queda de tensão em C_{boot} :

$$\Delta V_b = V_{aux} - V_{fdb} - V_{gmin} = 8.75V \quad (53)$$

Seleção do capacitor de bootstrap:

$$C_{boost_{min}} = \frac{Q_{bs}}{\Delta V_b} \cdot 15 = 0.34\mu F \quad (54)$$

$$C_{boot} = 1\mu F \quad (55)$$

Queda de tensão no C_{boot} depois do acionamento:

$$\frac{2Q_{bs}}{C_{boot}} = 0.397V \quad (56)$$

Tensão resposta durante 2% do duty:

$$\frac{2A}{C_{boot}} \cdot \frac{0.02}{f_s} = 1.333V \quad (57)$$

$$I_{Dbs_{max}} = \frac{2Q_{bs}}{\frac{0.02}{f_s}} = 0.595A \quad (58)$$

$$R_{bs} = \frac{V_{aux}}{I_{Dbs_{max}}} = 25.21\Omega \quad (59)$$

Fração do período de comutação necessário para recuperar a energia gasta para acionar a chave:

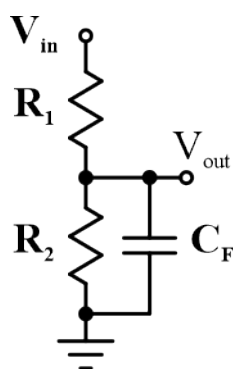
$$\left(\frac{2Q_{bs}}{2A} \right) \cdot f_s = 0.595\% \quad (60)$$

APÊNDICE C – TRATAMENTO DE SINAIS

Os sinais adquiridos nos transdutores possuem características não homogêneas entre si e precisam ser tratados para preencher todo o espectro de tensão do conversor A/D do microcontrolador. Para o μC F28377S, foi estabelecido que o sinal analógico precisa ter um valor entre 0V e 3V para que possa ser devidamente convertido sem que se perca resolução nos dados analógicos, desta maneira são necessários circuitos de tratamento de sinais capazes de filtrar os ruídos indesejados e adequar a magnitude desses sinais. Os circuitos que serão aqui apresentados foram adaptados de notas de aula (PARADISO, 2011) e uma tese de doutorado (HEERDT, 2013).

A Figura 73 apresenta a maneira mais simples de se executar um tratamento de sinal para atenuação de magnitude com filtro passa baixa:

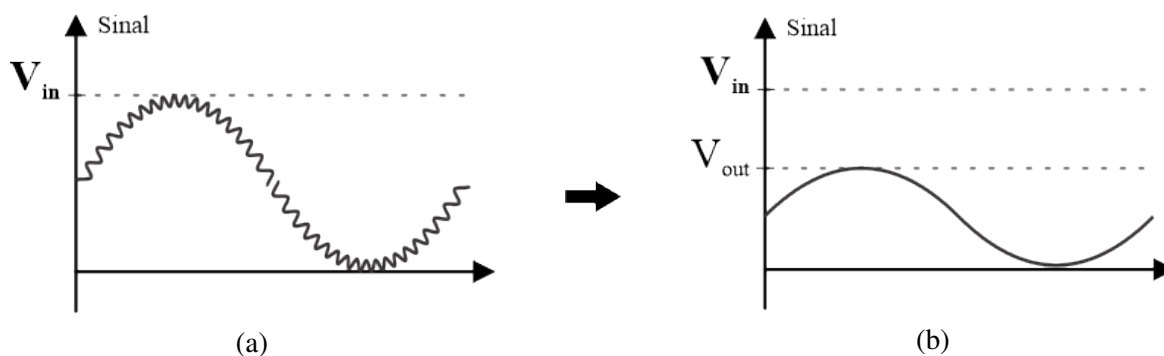
Figura 73 – Circuito divisor resistivo com filtro passa baixa.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

O sinal tratado por esse circuito pode ser observado na Figura 74, onde 74a representa o sinal de entrada e 74b representa o sinal tratado.

Figura 74 – Resposta ao divisor resistivo com filtro passa baixa: (a) sinal de entrada; (b) sinal de saída.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Este simples divisor resistivo é capaz de reduzir a magnitude do sinal e os ruídos de alta frequência com um filtro passa baixa de primeira ordem. Ele pode ser projetado através das

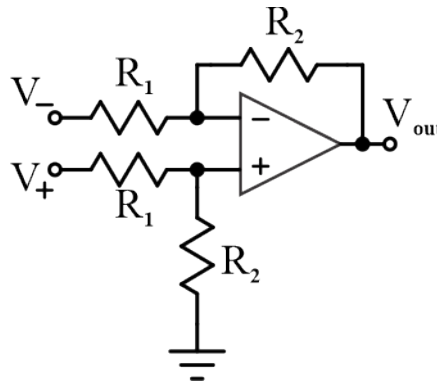
equações 61 e 62, que representam a tensão de saída e a frequência de corte, respectivamente.

$$V_{out} = \frac{V_{in} \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (61)$$

$$F_c = \frac{1}{2\pi \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot C_F} \quad (62)$$

Porém esse circuito apresenta certos empecilhos, suas impedâncias interferem no circuito do transdutor de tensão e no conversor A/D, o que afeta a precisão da leitura. Este circuito também não é capaz de tratar sinais negativos ou diferenciais. Para circuitos diferenciais é necessário a implementação de um circuito mais complexo, capaz de quantizar a diferença entre os sinais de entrada e adequar o valor dessa diferença para a escala desejada, como o circuito da Figura 75.

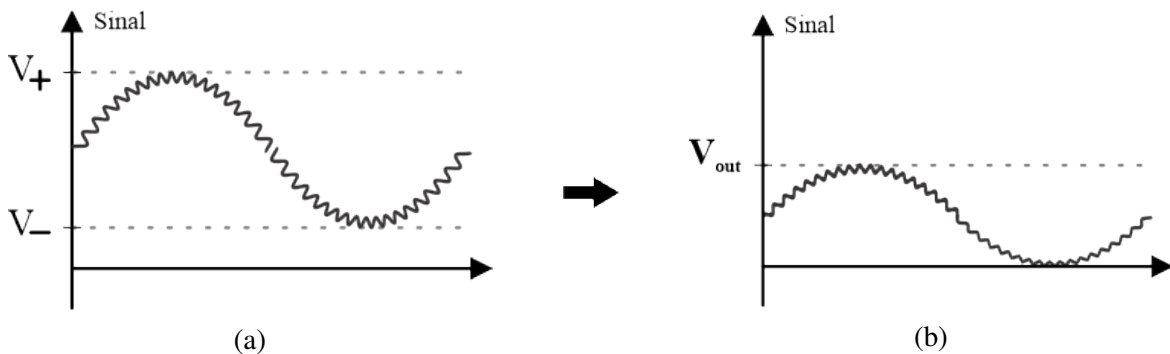
Figura 75 – Circuito comparador diferencial.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

O sinal tratado por esse circuito pode ser observado na Figura 76, onde 76a representa o sinal de entrada e 76b representa o sinal tratado.

Figura 76 – Resposta ao comparador diferencial: (a) sinal de entrada; (b) sinal de saída.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

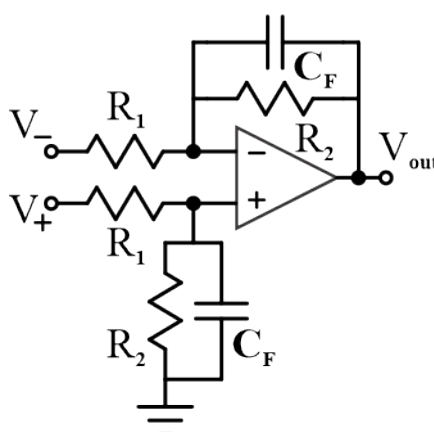
Este circuito diferencial pode ser projetado através da equação 63, que representa a tensão de saída. Nessa equação o projetista deve fixar um valor para R1, baseado em suas necessidades

de corrente e tensão de leitura, e calcular o valor de R2 para a tensão desejada.

$$V_{out} = (V_+ - V_-) \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad (63)$$

Porem esse circuito ainda não conta com um filtro passa baixa, necessário para filtragem de ruídos indesejado de alta frequência. Como os resistores R1 e R2 da Figura 75 configuram um circuito divisor resistivo, pode-se adicionar um capacitor em paralelo com o resistor R2 a fim de se criar o circuito da Figura 73. A Figura77 mostra esta combinação.

Figura 77 – Circuito comparador diferencial com filtro passa baixa.

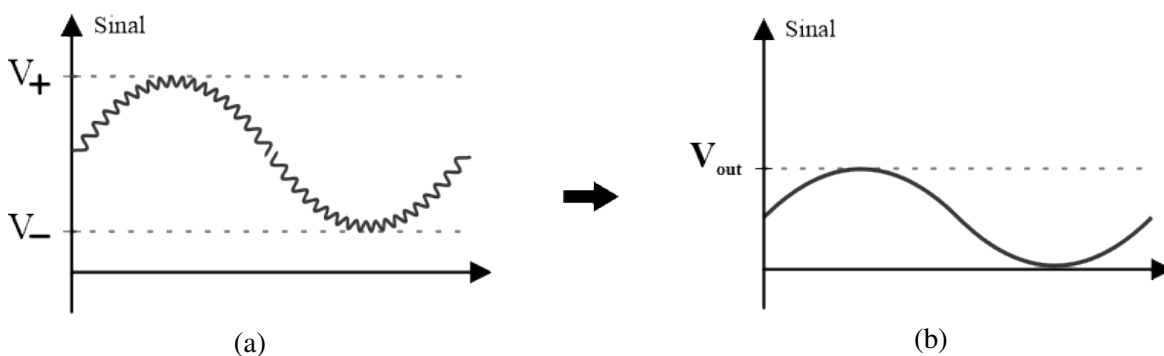


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Esse circuito é chamado de circuito comparador diferencial com filtro passa baixa, ele combina as funções dos dois circuitos de tratamento de sinal anteriores. A frequência de corte deste circuito é dada pela equação 62 e a tensão de saída pode ser obtida através da equação 63.

A resposta gerada por esse circuito é apresentada na Figura 78, onde 78a representa o sinal de entrada e 78b representa o sinal tratado.

Figura 78 – Resposta ao comparador diferencial com filtro passa baixa: (a) sinal de entrada; (b) sinal de saída.

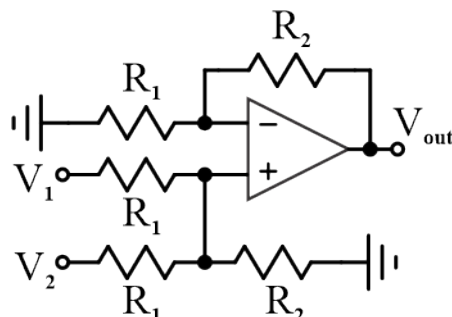


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Para sinais que possuem valores negativos e positivos, que é o caso da medição de corrente bidirecional, um circuito ainda mais complexo precisa ser derivado a partir dos blocos

básicos apresentados. Partindo do circuito comparador diferencial e adicionando uma rede de soma de sinais, pode-se obter o circuito da Figura 79.

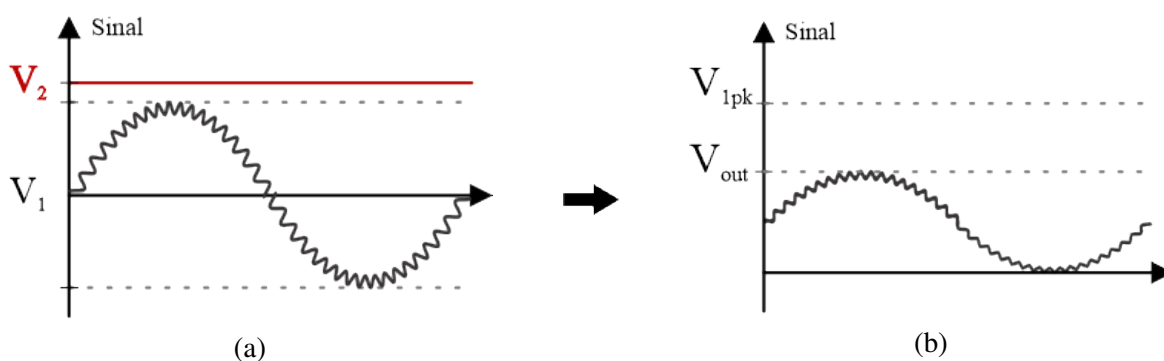
Figura 79 – Circuito *level shifter*.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Este circuito, nomeado de *level shifter*, é capaz de elevar o valor mais negativo de um sinal ao nível zero e atenuar a magnitude dessa tensão para os níveis desejáveis. A resposta ao sinal de entrada pode ser observada na Figura 80, onde 80a representa o sinal de entrada e 80b representa o sinal tratado.

Figura 80 – Resposta ao *level shifter*: (a) sinal de entrada; (b) sinal de saída.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

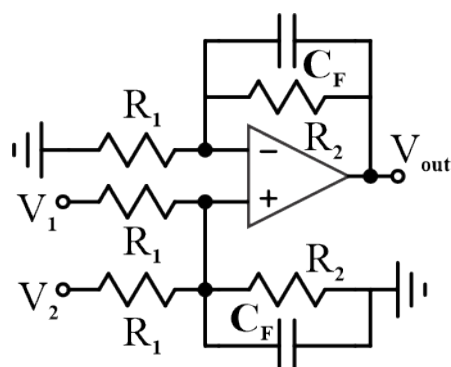
O projeto da tensão de saída desse circuito de tratamento se dá através da equação 64:

$$V_{out} = (V_2 - V_1) \cdot \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{2 + \frac{R_1}{R_2}} \quad (64)$$

Onde: V_2 representa a tensão de bias, que deve ser maior, em magnitude, do que o valor mais negativo do sinal V_1 ; V_1 representa o valor mais negativo do sinal V_1 . Novamente, o projetista deve fixar um valor para R_1 , baseado em suas necessidades de corrente e tensão de leitura, e calcular o valor de R_2 para a tensão desejada.

Também é possível adicionar um filtro passa baixa nesse circuito, da mesma maneira como foi feito para o circuito comparador diferencial, com a adição de um capacitor em paralelo com os resistores R_2 . A Figura 81 apresenta essa solução.

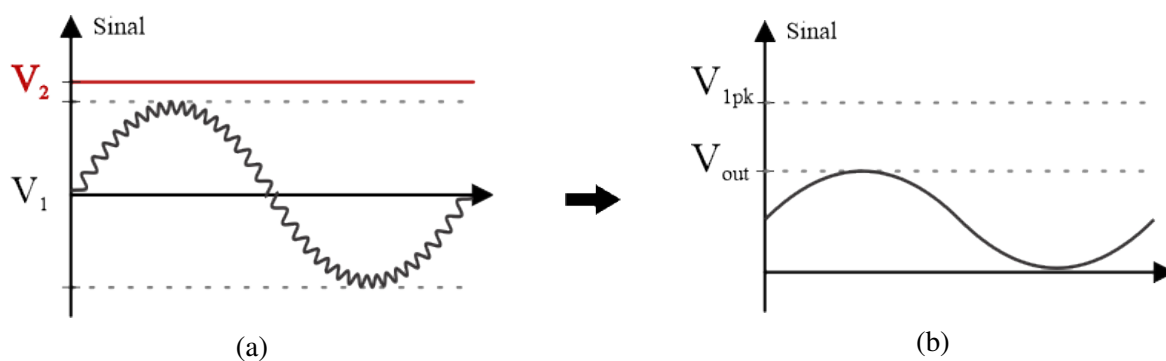
Figura 81 – Circuito *level shifter* com filtro passa baixa.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

A resposta ao sinal de entrada pode ser observada na Figura 82, onde 82a representa o sinal de entrada e 82b representa o sinal tratado. A equação 62 define o cálculo da frequência de corte para este filtro.

Figura 82 – Resposta ao *level shifter* com filtro: (a) sinal de entrada; (b) sinal de saída.

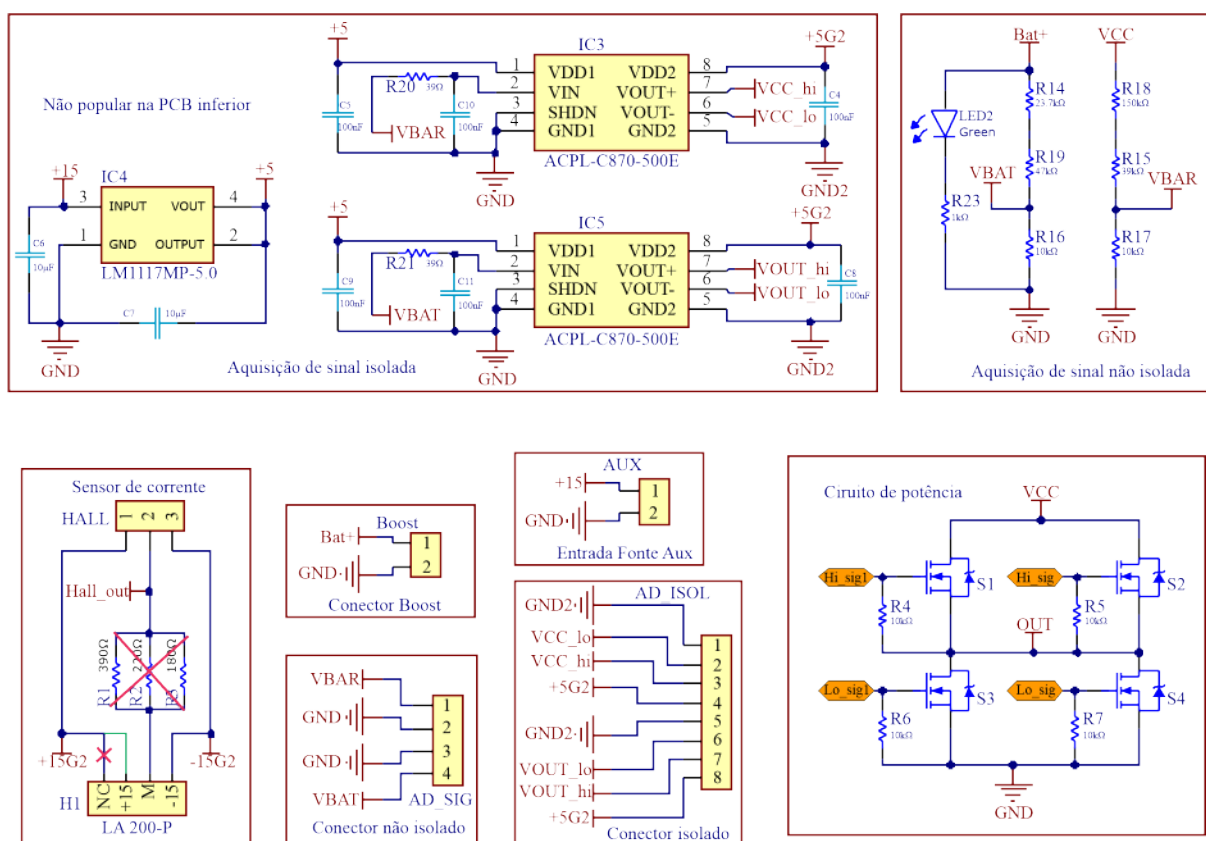


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

APÊNDICE D – PROJETO DE LAYOUT DA PCB PRINCIPAL

Esse apêndice apresenta os arquivos gerados durante o projeto de layout da placa de circuito impresso do conversor de potência. Essa PCB foi projetada com o intuito de que possa trabalhar com até 72 V entre VCC e GND, sendo capaz de entregar até 200 A na malha entre OUT e GND. Parte do esquemático é apresentado na Figura 83.

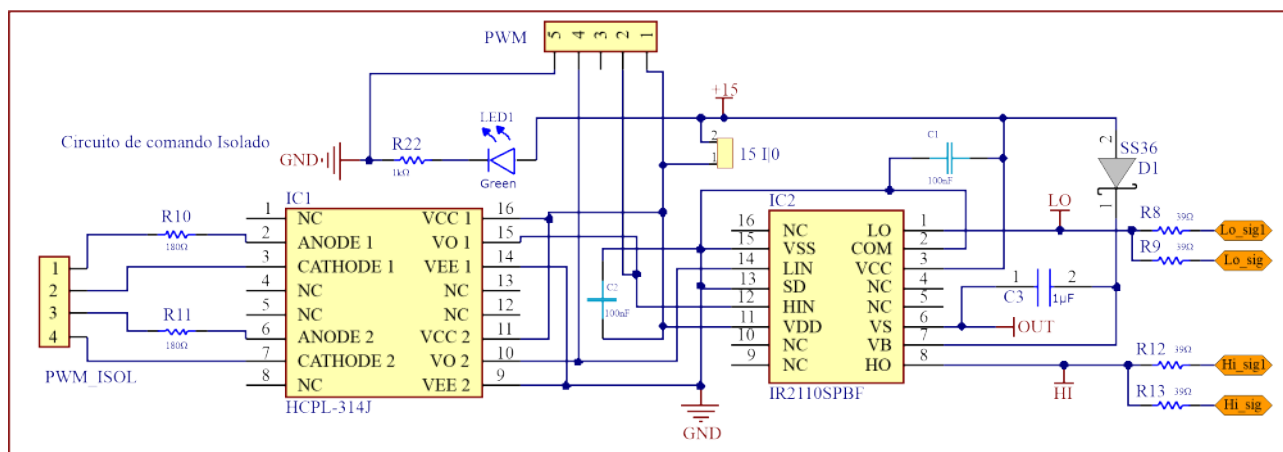
Figura 83 – Esquemáticos da PCB de potência.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

As leituras de sinais analógicos podem ser adquiridas de duas maneiras: aquisição isolada, aquisição não isolada. A aquisição de sinal isolado é feito através do CI ACPL-C870-500E, que recebe um sinal de tensão, referenciado ao GND da leitura, e transmite esse sinal através de um par diferencial. Os circuito principal de potência é simples, contendo apenas um par de MOSFETs ligados em paralelo e em série com outro par de MOSFETs. A função dos resistores 4 a 6 é de garantir que o gate do interruptor não fique flutuando, impedindo acionamentos indesejados. Esses resistores devem ser ao menos dez vezes maiores do que os resistores série do *driver*.

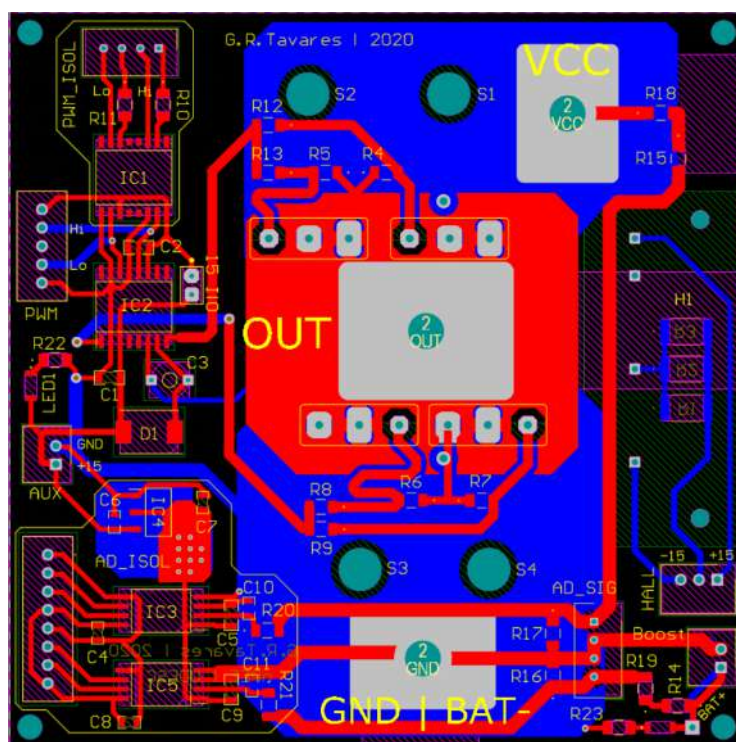
O esquemático do circuito de *driver* é apresentado na Figura 84.

Figura 84 – Esquemático do circuito de *driver*.

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Este circuito foi projetado para um acionamento simétrico de carga e descarga das capacitâncias de gate dos interruptores, onde a corrente de acionamento é limitada através dos resistores R8, R9, R12 e R13. O CI IR2110S é responsável por fazer o acionamento da chave superior através de um circuito de *Bootstrap*, que usa um capacitor flutuante para carregar o gate do interruptor. O acionamento desse circuito também pode ser feito de maneira isolada através do CI HCPL-314J, um duplo isolador óptico de resposta rápida e lógica não inversível.

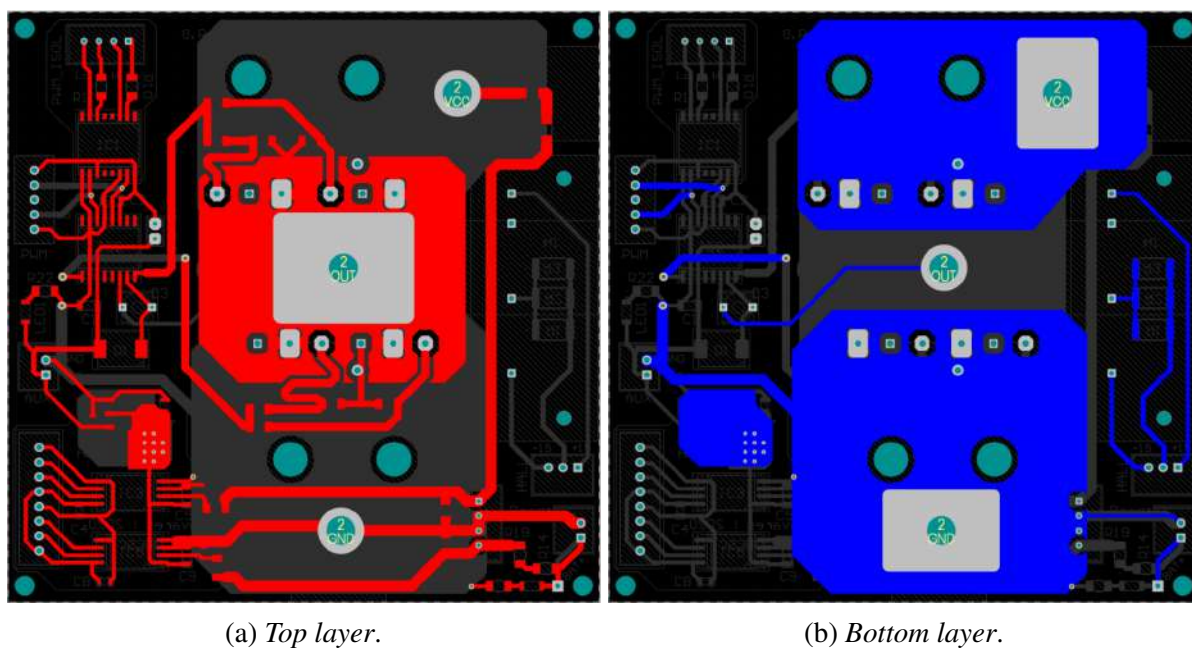
Todos esses componentes foram integrados no *layout* da PCB, como mostra a Figura 85.

Figura 85 – *Layout* da PCB de potência.

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Essa PCB foi projetada em um tamanho de 100 mm por 100 mm , em duas camadas e para $3\text{ oz}/\text{ft}^2$. Porém, devido a dificuldades impostas pelo ano de 2020, ela foi fabricada com $1\text{ oz}/\text{ft}^2$ pela empresa JLCPCB, ao valor de 12\$. As trilhas dessa PCB podem ser vistas em mais detalhes na Figura 86, que mostra as trilhas da camada superior, em vermelho, na esquerda e as trilhas da camada de baixo, em azul, na direita.

Figura 86 – Detalhes do *layout* da PCB de potência.

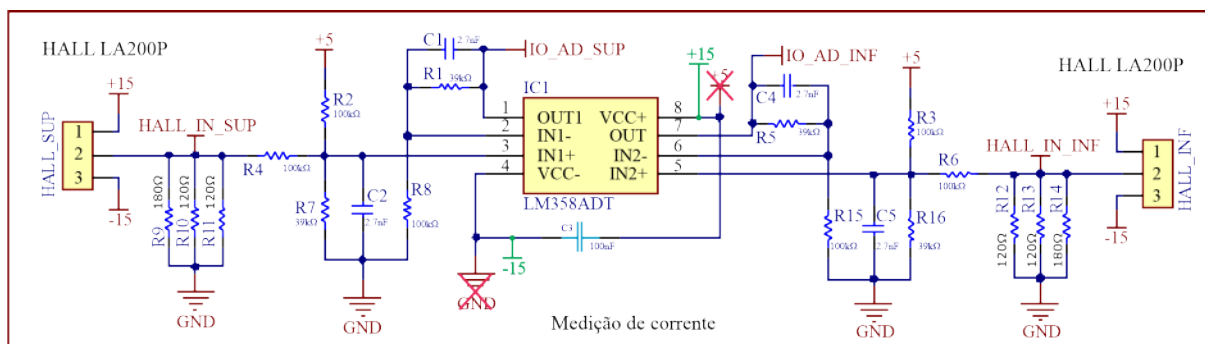


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

APÊNDICE E – PROJETO DA PCB DE AQUISIÇÃO E TRATAMENTO DE SINAIS

A PCB com os circuitos de aquisição e tratamento de sinais é composta de quatro blocos, o primeiro deles é apresentado na Figura 87. Essa imagem apresenta o circuito de condicionamento de sinais para os dois sensores de corrente. Esta solução foi desenvolvida a partir do circuito da Figura 81, um circuito de *level shifter* com filtro passa baixa. *level shifter*.

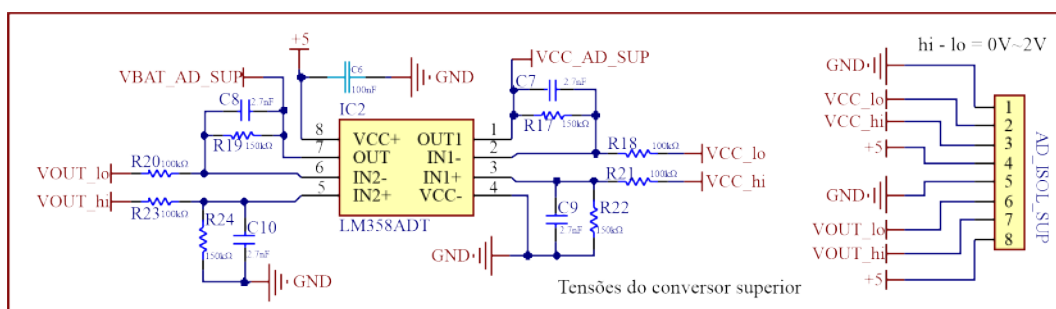
Figura 87 – Esquemático do circuito de leitura de corrente.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Escolheu-se trabalhar com o OpAmp LM358 para todos os comparadores necessários nesse projeto. Este CI possui dois amplificadores operacionais em um encapsulamento de apenas oito pinos. A leitura das tensões isoladas, apresentada na Figura 88, é feita por um comparador diferencial, diminuindo ruídos de transmissão.

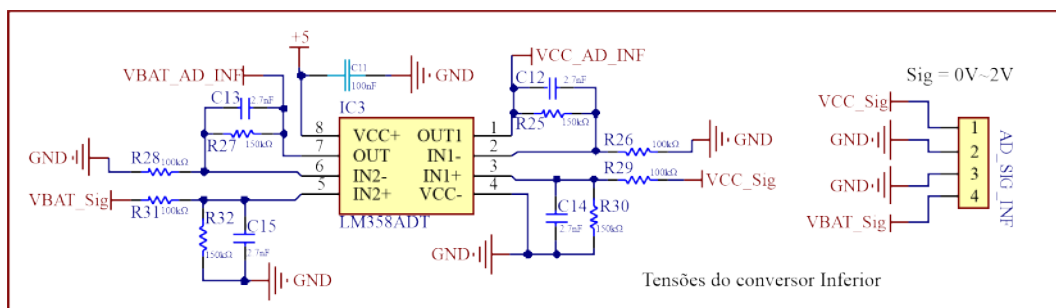
Figura 88 – Esquemático do circuito de leitura de tensão isolada.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

A leitura de tensão não isolada é feita de maneira similar, porém a comparação é feita entre o sinal lido e o GND. Apresentado na Figura 89.

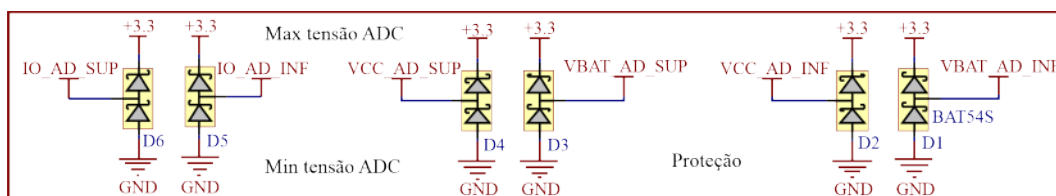
Figura 89 – Esquemático do circuito de leitura de tensão.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

O ultimo bloco é apresentado na Figura 90. Este é circuito de proteção para os ADCs do μC , que não podem operar com uma tensão superior de 3,3 V. A função deste circuito é a saturação das tensões lidas pelo ADC.

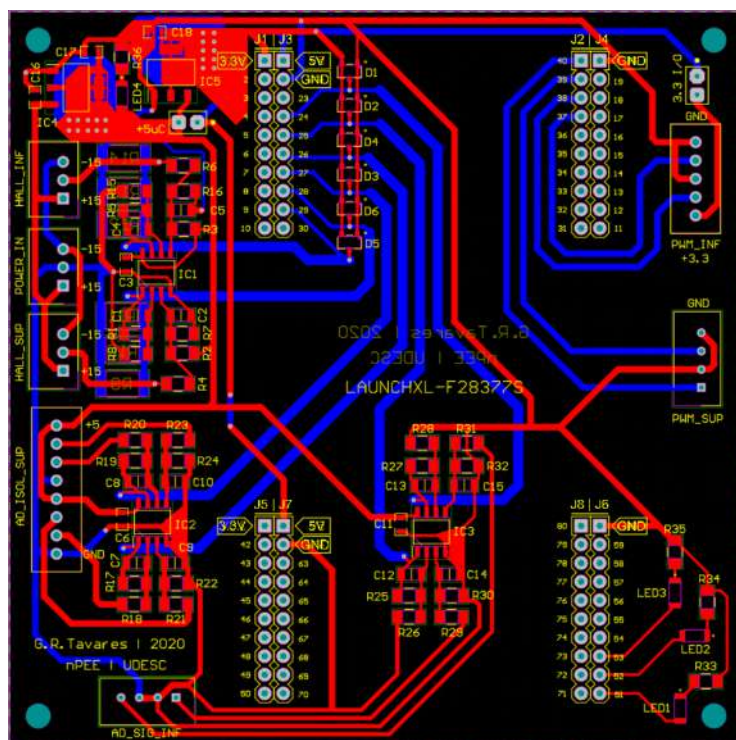
Figura 90 – Esquemático do circuito de proteção do ADC.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

O *layout* da PCB de sinais é apresentado na Figura 91. Esta PCB foi projetada para controlar dois conversores ao mesmo tempo, através de um μC F28377S da Texas Instruments.

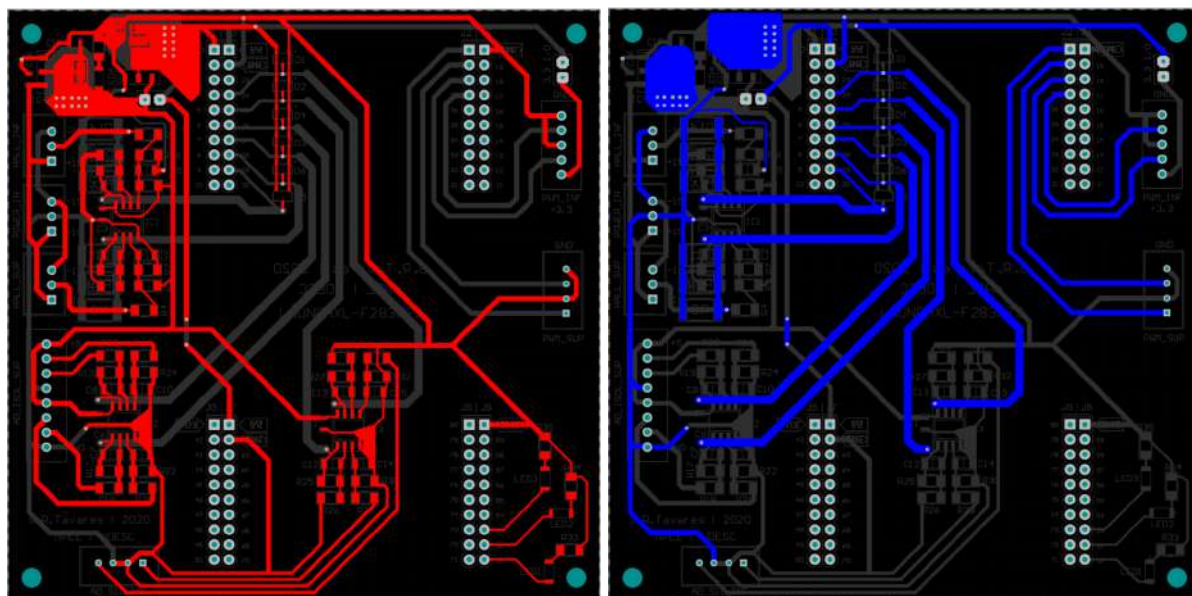
Figura 91 – *Layout* da PCB de aquisição de sinais.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

As trilhas de ambas as camadas podem ser observadas em mais detalhes na Figura 92.

Figura 92 – Detalhe do *layout* da PCB de aquisição de sinais.



(a) *Top layer*.

(b) *Bottom layer*.

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

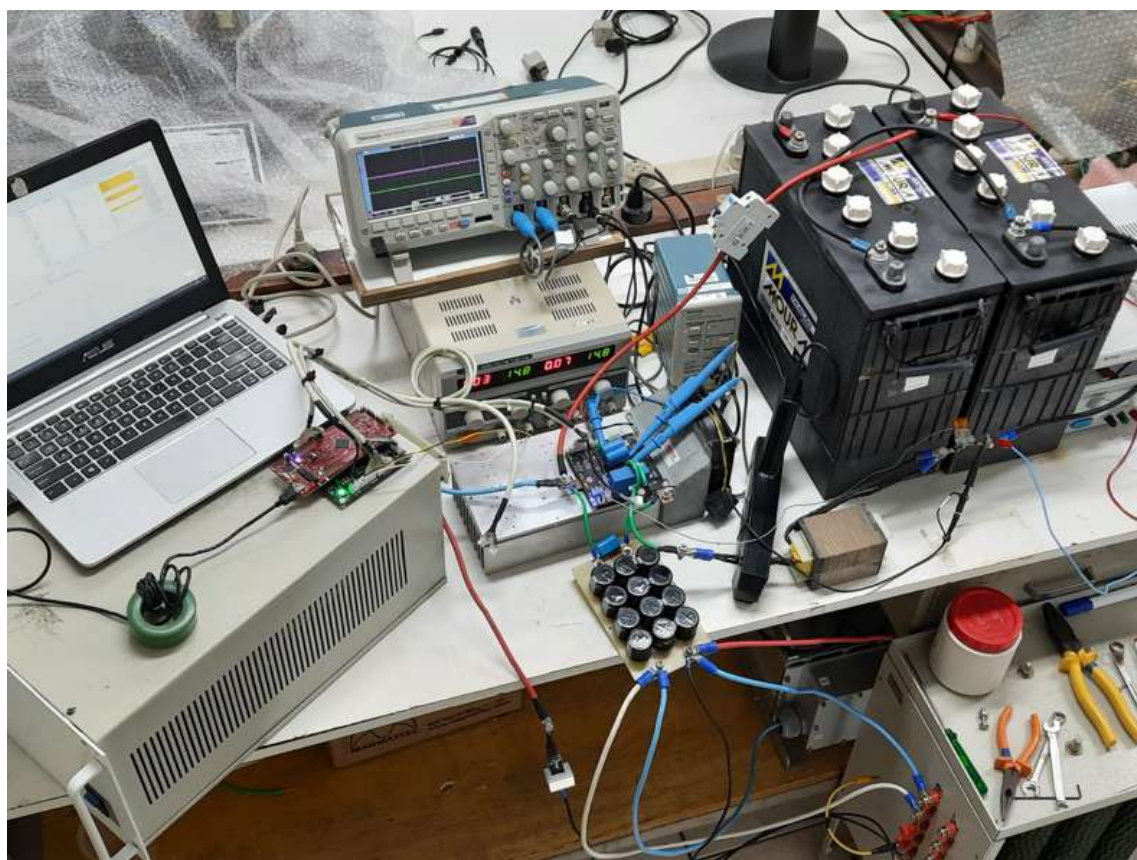
APÊNDICE F – BANCADA DE TRABALHO

Bacada de testes para a operação em malha aberta. Esta bancada está interligada de acordo com a Figura 43.



A potência máxima atingida durante os testes nesta bancada foi de 1250 W, aproximadamente 70% de projeto.

Bancada de testes para testes em malha fechada. Esta bancada está interligada de acordo com a Figura 53.



Um pequeno vídeo da bancada acima em operação pode ser acessado em:
<https://youtu.be/ZwC3hbISzB0>.