

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ

JACKSON JOSÉ GOMES DO VALLE

**ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA DE
DUPLO ESTÁGIO PARA CARREGAMENTO DE BATERIAS**

PONTA GROSSA

2025

JACKSON JOSÉ GOMES DO VALLE

**ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA DE
DUPLO ESTÁGIO PARA CARREGAMENTO DE BATERIAS**

Analysis and Implementation of a Dual-Stage Battery Charging System

Trabalho de conclusão de curso de graduação
apresentado como requisito para obtenção do título de
Bacharel em Engenharia Elétrica da Universidade
Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Orientador: Prof. Dr. Eloi Agostini Junior.

PONTA GROSSA

2025



[4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/)

Esta licença permite download e compartilhamento do trabalho desde que sejam atribuídos créditos ao(s) autor(es), sem a possibilidade de alterá-lo ou utilizá-lo para fins comerciais. Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.

JACKSON JOSÉ GOMES DO VALLE

**ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA DE
DUPLO ESTÁGIO PARA CARREGAMENTO DE BATERIAS**

Trabalho de conclusão de curso de graduação
apresentado como requisito para obtenção do título de
Bacharel em Engenharia Elétrica da Universidade
Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Data de aprovação: 30/junho/2025

Eloi Agostini Junior
Doutorado
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Mauricio dos Santos Kaster
Doutorado
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Marcio Mendes Casaro
Doutorado
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

PONTA GROSSA

2025

AGRADECIMENTOS

Gostaria de expressar minha sincera gratidão ao Prof. Dr. Eloi Agostini Junior, por sua orientação precisa, dedicação e incansável apoio durante todas as etapas deste trabalho. Agradeço também à minha família, por seu amor incondicional, paciência e confiança.

Um agradecimento especial aos colegas de curso, pelo companheirismo ao longo da jornada acadêmica, pelas trocas de conhecimento e pelo apoio mútuo nos momentos desafiadores. À equipe UTForce, deixo meu reconhecimento por cada aprendizado compartilhado e pelos desafios que enfrentamos juntos. Por fim, registro minha gratidão à Fundação Araucária pelo apoio financeiro concedido, o qual foi essencial para a viabilização deste trabalho.

*“ Conhecimento não é aquilo que você sabe,
mas aquilo que você faz com o que sabe.”*
(SAVIANI, Dermeval, 2008)

RESUMO

Este estudo apresenta a análise e implementação de um sistema de duplo estágio para carregamento de baterias, projetado para aplicação em um veículo elétrico do tipo Fórmula SAE, atendendo às exigências da equipe UTForce da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – Câmpus Ponta Grossa (UTFPR-PG). O sistema integra uma etapa CC/CC baseada na topologia de ponte completa com isolamento em alta frequência e dobrador de corrente na saída, além de uma etapa CA/CC utilizando a topologia Bridgeless PFC. As topologias foram selecionadas visando atender aos requisitos do projeto, que incluem uma tensão de saída ajustável entre 60 e 84 V e uma potência nominal de 2,1 kW. Além da análise detalhada das topologias escolhidas realizou-se a construção e posterior validação de um protótipo do carregador, evidenciando a viabilidade técnica do sistema proposto.

Palavras-chave: Carregador de baterias; Comutação suave; Bridgeless PFC.

ABSTRACT

This study presents the analysis and implementation of a double-stage battery charging system, designed for application in a Formula SAE electric vehicle, meeting the requirements of the UTForce team at the Federal Technological University of Paraná – Ponta Grossa (UTFPR-PG). The system integrates a DC/DC stage based on the full bridge topology with high frequency isolation and current doubler at the output, and an AC/DC stage using the Bridgeless PFC topology. The topologies were specific to meet the project requirements, which include an adjustable output voltage between 60 and 84 V and a nominal power of 2.1 kW. In addition to the detailed analysis of the chosen topologies, the construction and subsequent validation of a charger prototype was carried out, highlighting the technical viability of the proposed system.

Keywords: Battery charger; Soft switching; Bridgeless PFC.

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

PWM	Modulação por largura de pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
PS	Deslocamento de fase (<i>Phase Shift</i>)
ZVS	Comutação com tensão nula (<i>Zero Voltage Switching</i>)
ZCS	Comutação com corrente nula (<i>Zero Current Switching</i>)
GEE	Gases de efeito estufa
VE	Veículo elétrico
SOC	Estado de carga (<i>State of Charge</i>)
CC	Corrente constante (<i>Constant Current</i>)
CV	Tensão constante (<i>Constant Voltage</i>)
RMS	Valor eficaz (<i>Root Mean Square</i>)
PLL	Laço de bloqueio de fase (<i>Phase Locked Loop</i>)
EMI	Interferência eletromagnética (<i>Electromagnetic Interference</i>)

LISTA DE SÍMBOLOS

α	Ângulo da rede elétrica
η	Rendimento do conversor
μ_0	Permeabilidade magnética do vácuo
$\sigma(\alpha)$	Função de comutação do conversor Bridgeless PFC
ω	Frequência angular da rede
A_e	Área efetiva do núcleo magnético
A_w	Área da janela do núcleo magnético
B_{max}	Densidade de fluxo magnético máxima
C	Capacidade de corrente nominal da célula
C_b	Capacitor do barramento CC
C_o	Capacitor de saída do estágio CC/CC
C_i	Capacitor i
D	Razão cíclica
D_{ef}	Razão cíclica eficaz
ΔI_L	Ondulação de corrente no indutor
ΔV_o	Ondulação da tensão na saída
ΔV	Variação de tensão
Δt_i	Duração da etapa i
f_s	Frequência de comutação
$I_{x,ef}$	Corrente eficaz em x
$I_{x,med}$	Corrente média em x
$I_{x,pico}$	Corrente de pico em x
I_{in}	Corrente de entrada
I_o	Corrente de saída
I'_o	Corrente de saída refletida no primário do transformador
$\tilde{I}_o$	Fator de redução da razão cíclica
I_{pk}	Corrente de pico de entrada (estágio CA/CC)
J_{max}	Densidade máxima de corrente
k_w	Fator de utilização da área do núcleo
L_{in}	Indutor de entrada (estágio CA/CC)
L_o	Indutor de saída (estágio CC/CC)
L_r	Indutor ressonante
M	Índice de modulação do conversor Bridgeless PFC
n	Relação de transformação do transformador
q	Ganho estático do conversor CC/CC
S_i	Chave i
T_s	Período de comutação
v_{ab}	Tensão entre os terminais A e B do estágio CC/CC
V_{ac}	Tensão da rede CA (valor RMS)
V_b	Tensão no barramento CC
V_{bat}	Tensão na bateria
V_{in}	Tensão de entrada
V_o	Tensão de saída
V_{pk}	Tensão de pico da rede

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	12
1.1	Contextualização	12
1.2	Problema	13
1.3	Justificativa do trabalho	13
1.4	Objetivos do trabalho	14
1.4.1	Objetivo Geral	14
1.4.2	Objetivos Específicos	14
2	REVISÃO DE LITERATURA	15
2.1	Tipos de baterias usadas em VEs	15
2.1.1	Íon de Lítio (Li-íon)	15
2.1.2	Chumbo Ácido (Pb-PbO ₂)	16
2.1.3	Níquel-Cádmio (NiCd)	17
2.1.4	Níquel-Metal-Hidreto (NiMH)	18
2.1.5	Polímero de Íon-Lítio (Li-Po)	18
2.2	Carregamento de baterias: Métodos existentes	19
2.3	Níveis de carregamento	20
2.4	Topologias mais utilizadas na etapa CC/CC	21
2.4.1	<i>Dual Active Bridge (DAB)</i>	21
2.4.2	<i>Phase Shifted Full Bridge (PSFB)</i>	22
2.4.3	<i>LLC</i>	23
2.4.4	Conclusão	23
2.5	Topologias mais utilizadas na etapa CA/CC	24
2.5.1	<i>Boost PFC convencional</i>	24
2.5.2	<i>Boost PFC Interleaved</i>	24
2.5.3	<i>Boost PFC Bridgeless Totem-Pole</i>	25
2.5.4	<i>Boost PFC Bridgeless</i>	25
2.5.5	Conclusão	26
3	ANÁLISE DO CONVERTOR EM PONTE COMPLETA COM DOBRA- DOR DE CORRENTE	28
3.1	Introdução	28
3.2	Topologia	28
3.2.1	Modulação por deslocamento de fase	29
3.3	Modelagem matemática	30
3.3.1	Duração das etapas de operação	32
3.3.1.1	<u>Razão cíclica eficaz</u>	33
3.3.1.2	<u>Ganho estático</u>	34
3.3.2	Ondulação da corrente e da tensão na saída do estágio CC/CC	35
3.3.2.1	<u>Ondulação de corrente em L_{o1} e L_{o2}</u>	35
3.3.2.2	<u>Ondulação de corrente na saída do retificador</u>	36
3.3.2.3	<u>Ondulação da tensão de saída</u>	38
3.3.2.4	<u>Rearranjando as equações obtidas</u>	38
3.3.3	Correntes nos interruptores	40
3.3.4	Correntes nos diodos retificadores	41
3.3.5	Conclusão	41

4	ANÁLISE DO CONVERSOR <i>BRIDGELESS</i> PFC	43
4.1	Introdução	43
4.2	Topologia	43
4.3	Modelagem matemática	43
4.3.1	Corrente média em S_1	45
4.3.2	Corrente eficaz em S_1	46
4.3.3	Correntes médias e eficazes nos demais componentes	47
4.3.4	Ondulação da tensão no capacitor	47
4.3.5	Ondulação da corrente no indutor	49
4.3.6	Conclusão	50
4.4	Controle	51
4.4.1	<i>Phase Locked Loop (PLL)</i>	51
4.4.2	Controle adotado e obtenção dos ganhos	51
5	DIMENSIONAMENTO E SIMULAÇÃO DO PROTÓTIPO DE 2,1 KW	53
5.1	Contextualização	53
5.2	Placa CC/CC	54
5.2.1	Especificações e Projeto Físico dos Elementos Magnéticos	54
5.2.2	Simulação em malha aberta	56
5.2.3	Simulação em malha fechada	57
5.3	Placa CA/CC	58
5.3.1	Especificações e Projeto Físico dos Elementos Magnéticos	58
5.3.2	Simulação	59
5.4	Simulação dos dois estágios	61
5.5	Conclusão	62
6	CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO DE 2,1 KW E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	63
6.1	Escolha dos dispositivos semicondutores	63
6.2	Circuitos auxiliares	64
6.2.1	Instrumentação	64
6.2.1.1	Leitura da corrente na bateria	65
6.2.1.2	Leitura da corrente na entrada CA	65
6.2.1.3	Leitura da tensão na bateria	66
6.2.1.4	Leitura da tensão no barramento CC	67
6.2.2	Circuitos de acionamento	67
6.3	Montagem das placas de circuito impresso (PCBs)	67
6.4	Ensaio do estágio CC/CC	68
6.5	Ensaio do estágio CA/CC	69
6.6	Ensaio globais: rendimento e THD	70
7	CONCLUSÃO	74
7.1	Trabalhos Futuros	74
7.2	Considerações Finais	75
	REFERÊNCIAS	76
	APÊNDICE A – PLANILHA DE CÁLCULO DO ESTÁGIO CC/CC	81
	APÊNDICE B – PROJETO FÍSICO DO INDUTOR DE SAÍDA DO ESTÁGIO CC/CC (L_o)	87

APÊNDICE C – PROJETO FÍSICO DO INDUTOR RESSONANTE DO ESTÁGIO CC/CC (L_r)	91
APÊNDICE D – PROJETO FÍSICO DO TRANSFORMADOR DO ES- TÁGIO CC/CC	96
APÊNDICE E – PLANILHA DE CÁLCULO DO ESTÁGIO CA/CC . .	101
APÊNDICE F – PROJETO DAS <i>PCBS</i>	107
APÊNDICE G – REPRESENTAÇÃO DAS MALHAS DE CONTROLE QUE ATUAM NO SISTEMA.	112
APÊNDICE H – DIAGRAMA DA SIMULAÇÃO DO SISTEMA COM- PLETO.	114

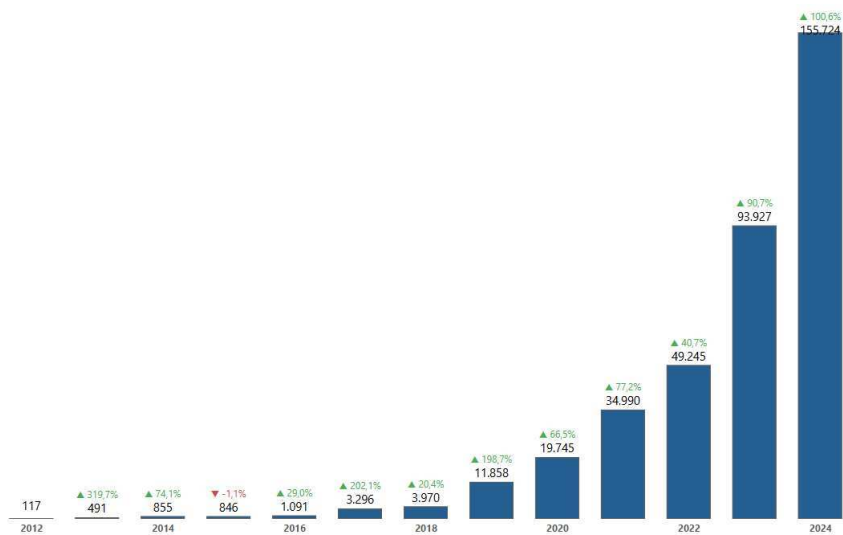
1 INTRODUÇÃO

1.1 Contextualização

A crescente demanda por combustíveis fósseis tem gerado impactos socioambientais significativos, como o aumento das emissões de gases de efeito estufa (GEE) e o aquecimento global, afetando tanto o meio ambiente quanto a saúde humana (Climate Change (IPCC), 2021; World Health Organization (WHO), 2018). Como resposta, a ONU estabeleceu o 13º Objetivo de Desenvolvimento Sustentável, que destaca a urgência de ações contra as mudanças climáticas (United Nations, 2025). Reduzir as emissões de GEE é essencial para alcançar essas metas globais.

Nesse cenário, os veículos elétricos (VEs) despontam como uma alternativa promissora, oferecendo transporte mais eficiente e menos poluente, como citado por International Energy Agency (IEA) (2022) e Hawkins et al. (2013). O crescimento da frota nacional de VEs ao longo dos anos pode ser observado na Fig. 1, refletindo a crescente aceitação dessa tecnologia.

Figura 1 – Série histórica anual. Veículos leves eletrificados (2012 a 2024).

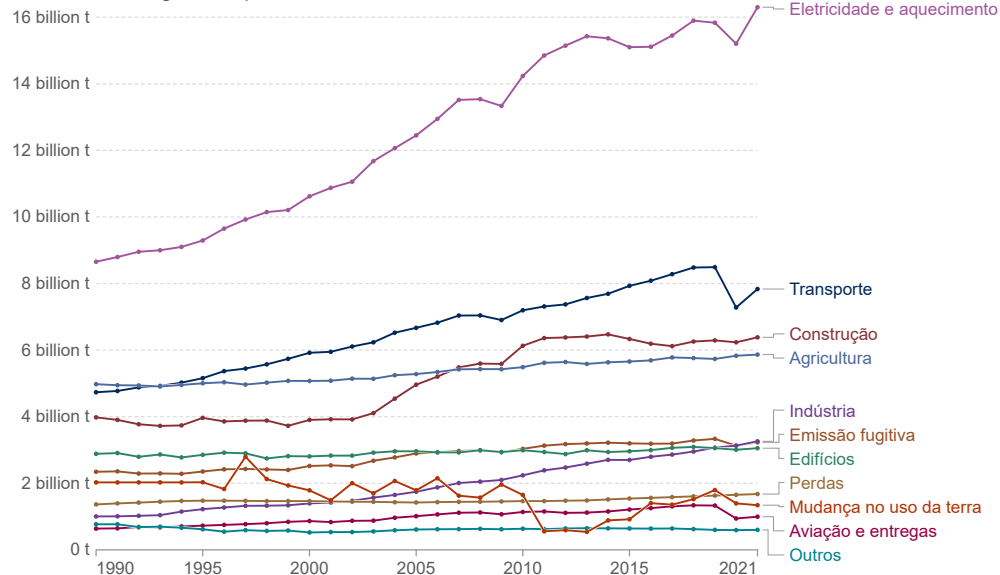


Fonte: Associação Brasileira de Veículos Elétricos (2024)

A Fig. 2 destaca a contribuição setorial das emissões globais de GEE, reforçando a necessidade de soluções sustentáveis no setor de transporte.

Figura 2 – Emissão global de gases de efeito estufa por setor.**Emissões de GEE por setor, Global.**

As emissões de gases de efeito estufa são medidas em toneladas de equivalentes de dióxido de carbono ao longo de um período de 100 anos.



Fonte: Adaptado de Ritchie e Roser (2025)

1.2 Problema

Apesar do crescimento global na adoção de veículos elétricos, o Brasil ainda enfrenta desafios significativos na infraestrutura de carregamento, dificultando a ampla difusão dessa tecnologia. A disponibilidade limitada de estações de recarga e a falta de padronização dos conectores geram incertezas para os usuários (Fateclog, 2023). Diante desse contexto, como projetar um sistema de carregamento que atenda aos requisitos de tensão e corrente, garantindo robustez e elevada eficiência?

1.3 Justificativa do trabalho

Este trabalho justifica-se pela crescente demanda por veículos elétricos no Brasil (Associação Brasileira de Veículos Elétricos, 2024), o que torna a pesquisa de carregadores de baterias como um tema de alta relevância. Além disso, no âmbito da UTFPR, o protótipo deste trabalho servirá como carregador de baterias da equipe UTForce.

1.4 Objetivos do trabalho

1.4.1 Objetivo Geral

Este trabalho tem como objetivo atender às demandas do veículo Fórmula SAE da equipe UTForce, da UTFPR, por meio do desenvolvimento de um carregador compatível com as especificações do pack de baterias utilizado. De acordo com o regulamento da competição, o carregador deve possuir isolamento galvânico entre a entrada e a saída, além de integrar obrigatoriamente um Circuito de Desligamento de Carga (*Charging Shutdown Circuit*), composto por um botão de emergência, o Sistema de Gerenciamento de Bateria (*BMS*) e o Dispositivo de Monitoramento de Isolação (*IMD*).

Esse sistema deve ser capaz de interromper imediatamente o fornecimento de corrente à bateria em caso de falha, garantindo que o carregador permaneça desligado até que seja reinicializado manualmente. Dessa forma, busca-se desenvolver um carregador eficiente, seguro e em conformidade com os requisitos técnicos estabelecidos pela Fórmula SAE ([SAE International, 2024](#)).

1.4.2 Objetivos Específicos

- Analisar topologias de conversores para identificar a mais adequada ao projeto;
- Realizar os cálculos necessários para o dimensionamento dos componentes;
- Projetar e simular a topologia proposta, considerando os parâmetros de projeto;
- Construir um protótipo funcional para validação experimental dos resultados obtidos em simulação;
- Avaliar as condições de operação para garantir comutação suave e minimizar perdas;
- Documentar o processo de desenvolvimento e os resultados alcançados.

2 REVISÃO DE LITERATURA

Este capítulo busca revisar as diferentes tecnologias de baterias empregadas em veículos elétricos, enfatizando aspectos como densidade energética, vida útil, custos e impactos ambientais. Além disso, apresenta-se uma análise das principais soluções existentes para o carregamento de baterias, destacando as topologias mais utilizadas.

2.1 Tipos de baterias usadas em VEs

Os avanços na tecnologia de baterias têm permitido a expansão do uso de veículos elétricos ao redor do mundo. O desenvolvimento de baterias com alta densidade energética e longa vida útil proporciona aos VEs capacidade de percorrer longas distâncias com uma única recarga, fator determinante na adoção desse tipo de transporte. Dentre as principais tecnologias utilizadas, destacam-se as baterias de íon de lítio (Li-ion), chumbo ácido (Pb-PbO₂), Níquel-Cádmio (NiCd), Níquel-Metal-Hidreto (NiMH) e Polímero de Íon-Lítio (Li-Po), cada uma apresentando vantagens e desafios únicos, que serão abordados nas subseções a seguir.

2.1.1 Íon de Lítio (Li-íon)

As baterias de íons de lítio são as mais utilizadas em VEs, representando a maior parte das baterias de alta energia em uso no ano de 2019 (Gao et al., 2022). Essa predominância se deve, principalmente, à sua elevada densidade energética, que pode atingir até 280 Wh kg⁻¹. Sua configuração interna favorece a autonomia dos VEs, permitindo percorrer longas distâncias com uma única carga, além de garantir uma vida útil estendida, podendo ultrapassar 6.000 ciclos com 80% da capacidade original preservada (Gao et al., 2022).

Outro fator decisivo para sua popularização foi a expressiva queda de custo, com uma redução de 97% desde 1991. Esse avanço consolidou a tecnologia como a principal escolha para aplicações em VEs. A evolução dos processos produtivos e a diminuição dos custos de fabricação também vêm ampliando sua competitividade e viabilidade no mercado (Amer et al., 2024).

Essas baterias utilizam carbono como eletrodo negativo e óxidos metálicos no eletrodo positivo. A Fig. 3 ilustra uma célula de bateria de íons de lítio, destacando os dois formatos mais comuns: 18650 e 21700.

Figura 3 – Células de bateria de íon de Lítio do tipo 18650 e 21700.



Fonte: [Wikimedia Commons \(2025\)](#).

2.1.2 Chumbo Ácido (Pb-PbO₂)

Apesar do baixo custo e da ampla disponibilidade dos materiais, o emprego histórico dessas baterias em veículos elétricos tem sido limitado. Isso ocorre devido à sua menor densidade de energia e vida útil reduzida, quando comparada a tecnologias mais recentes como a Li-íon (Scott-Clark, 2024). Atualmente, as baterias de chumbo ácido encontram aplicação em veículos de menor potência ou como sistemas auxiliares em VEs (Amer et al., 2024).

Construtivamente, as baterias de chumbo ácido são compostas por placas eletroquímicas, nas quais a placa positiva é formada por dióxido de chumbo (quando totalmente carregada) e a negativa por chumbo metálico. Além disso, o sistema incorpora separadores e utiliza, como eletrólito, uma solução de ácido sulfúrico diluída em água. Nesse tipo de bateria, a energia é liberada quando o sulfato se combina com o chumbo. Durante a recarga, o sulfato se desprende do chumbo e retorna ao ácido sulfúrico.

(Scott-Clark, 2024). A Fig. 4 ilustra uma bateria de chumbo-ácido típica, comumente utilizada em sistemas automotivos.

Figura 4 – Bateria de chumbo ácido usada em automóveis.



Fonte: Wikimedia Commons (2005).

2.1.3 Níquel-Cádmio (NiCd)

As baterias de Níquel-Cádmio (NiCd) eram mais comumente utilizadas nos anos 90, porém recentemente vêm perdendo espaço para as baterias de melhor desempenho, como NiMH e Li-íon (Renault Group, 2019). Esse tipo de bateria apresenta baixa densidade de energia quando comparada a tecnologias mais recentes e são afetadas pelo efeito memória, que pode reduzir sua capacidade se não forem completamente descarregadas antes de serem recarregadas (STA Eletrônica, 2024). Além disso, a preocupação ambiental relativa à utilização de cádmio tem levado à busca por alternativas mais sustentáveis e eficientes para aplicações automotivas. (Shielden Channel, 2024)

As baterias de Níquel-Cádmio (NiCd) são compostas por dois componentes principais: o hidróxido de níquel, que atua como eletrodo positivo, e o cádmio, que funciona como terminal negativo. O eletrólito empregado é o hidróxido de potássio (KOH) (Amer et al., 2024). Embora não seja mais utilizada em VEs, a bateria de NiCd

se destaca pelo bom desempenho e por oferecer um número considerável de ciclos de carga/descarga, sendo usada em equipamentos elétricos de menor potência (STA Eletrônica, 2024).

2.1.4 Níquel-Metal-Hidreto (NiMH)

A bateria de NiMH oferece alta potência, longa durabilidade e operação confiável e segura, além de oferecer um preço competitivo com as opções atualmente existentes no mercado (Pierczynski, 2011). Possui uma capacidade de armazenamento aproximadamente três vezes superior à das baterias NiCd de mesmo tamanho, além de ser capaz de ultrapassar 1000 ciclos de carga e descarga (Amer et al., 2024). Operam em uma ampla faixa de temperatura, mas seu desempenho pode ser comprometido em ambientes muito frios (abaixo de -20°C), comuns em regiões de clima extremo (Pierczynski, 2011). Outro aspecto a ser considerado é sua densidade de energia, geralmente inferior às baterias de íon de lítio.

Essa tecnologia surge como uma alternativa que busca minimizar os impactos ambientais do Níquel-Cádmio, substituindo o cádmio por ligas metálicas hidrogenadas. Nesse caso, o eletrodo positivo continua sendo o hidróxido de níquel, similar ao utilizado nas células NiCd, enquanto o negativo é composto por uma liga hidrogenada (Amer et al., 2024).

2.1.5 Polímero de Íon-Lítio (Li-Po)

A bateria Li-Po oferece alta densidade de energia, maior segurança e peso reduzido, além de permitir formatos variados devido à flexibilidade do eletrólito polimérico, o que as torna ideais para aplicações com restrições de espaço, como veículos elétricos compactos. Apesar dessas vantagens, apresentam desafios como maior custo, menor disponibilidade, além de preocupações relacionadas à segurança e à gestão térmica, especialmente em condições de operação mais exigentes (Amer et al., 2024).

Essa tecnologia é composta por um ânodo de lítio metálico, um eletrólito polimérico condutor de íons de lítio (que também atua como separador) e um cátodo de inserção de lítio (Baudry et al., 1997). Os eletrólitos mais eficientes são obtidos pela dissolução de sais de lítio em poliésteres modificados (Zhou et al., 2019). Diferente-

mente dos eletrólitos líquidos ou em gel, os eletrólitos poliméricos sólidos possibilitam o desenvolvimento de baterias em diversos formatos e tamanhos. No entanto, é importante considerar a reatividade do ânodo de lítio metálico com os componentes do eletrólito (Zhou et al., 2019), bem como a baixa condutividade do eletrólito em temperatura ambiente (Amer et al., 2024), aspectos que podem limitar sua aplicação em larga escala.

2.2 Carregamento de baterias: Métodos existentes

O carregamento eficiente de um *pack* de baterias depende da tecnologia utilizada e da aplicação específica, sendo necessário escolher o método mais adequado para cada caso.

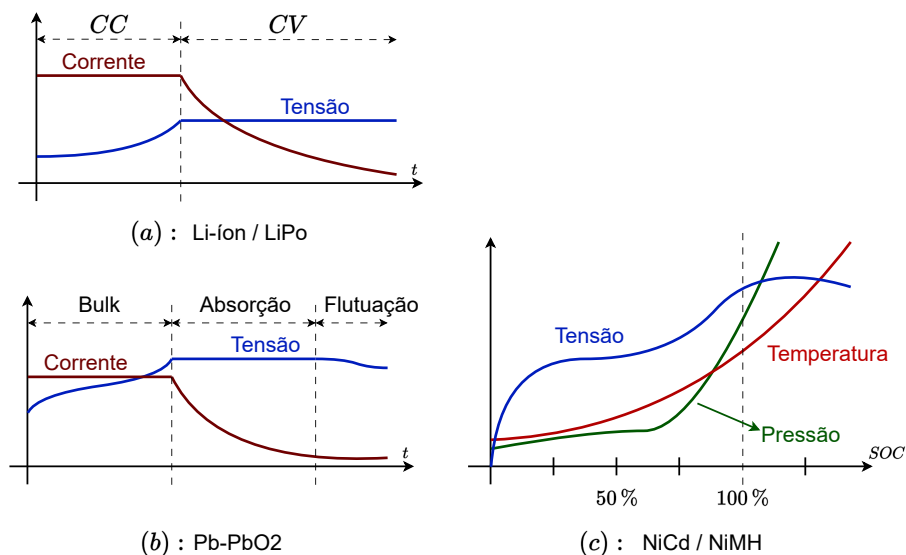
Para baterias de Li-íon e Li-Po, o método CC/CV (corrente constante/tensão constante) é amplamente adotado devido à sua simplicidade. Para as baterias de Li-íon, geralmente é utilizada uma corrente inicial entre 0,5 e 3,2 C (nesse caso, "C" é a capacidade de corrente nominal da célula), com tensão máxima de 4,2 V por célula. (Shen; Vo; Kapoor, 2012; Max, 2023). A Fig. 5.(a) representa o comportamento da tensão e corrente ao longo do ciclo de carga para essas tecnologias.

As baterias de chumbo ácido seguem um processo de carregamento em três fases: *bulk*, absorção e flutuação. Na fase *bulk*, o carregador aplica corrente constante até que a tensão atinja cerca de 2,45 V por célula; na fase de absorção, mantém-se essa tensão enquanto a corrente decresce até aproximadamente 3 % da capacidade da bateria. Por fim, na fase de flutuação, a tensão é reduzida para cerca de 2,27 V por célula, compensando a autodescarga e assegurando carga completa sem sobreaquecimento (Battery University, 2023). A Fig. 5.(b) mostra como o carregamento ocorre ao longo do tempo.

Para baterias de Níquel-Cádmio (NiCd), o fim de carga é detectado principalmente pelo método de queda de tensão negativa ($-\Delta V$), que identifica uma redução de 5 a 10 mV por célula após a tensão atingir seu pico (cerca de 1,50 V por célula). Essa queda sinaliza a carga completa, interrompendo o carregamento. Adicionalmente, são utilizados sensores de taxa de variação térmica ($\frac{dT}{dt}$) que param o carregamento ao detectar um aumento rápido de temperatura (ex.: 1° C por minuto) e temporizadores de segurança, evitando sobreaquecimento e sobrecarga (Battery University, 2021a).

O carregamento de NiMH é similar ao NiCd, porém apresenta desafios adicionais devido ao sinal de $-\Delta V$ de baixa amplitude (menos de 5 mV/célula em correntes menores que 0,5 C), exigindo filtragem ativa para detecção confiável. Por isso, algoritmos modernos combinam múltiplos sinais de término: $-\Delta V$, monitoramento de $\frac{dT}{dt}$ e *timers* de segurança; conectados por lógica “ou”, que interrompe a carga ao primeiro critério satisfeito. Essa abordagem multifatorial garante precisão no corte de carga, evita sobrecarga e estende a vida útil das células (Battery University, 2021b). A Fig. 5(c) mostra que, acima de 70 % de SOC, a temperatura e pressão sobem acentuadamente, levando alguns carregadores a reduzir a corrente para evitar estresse na bateria.

Figura 5 – Métodos de carregamento de baterias. (a): Método CC/CV, muito utilizado em baterias de Li-íon e LiPo; (b): Método de carregamento em três estágios, utilizado em baterias de chumbo ácido; (c): Características do carregamento da bateria de NiCd e NiMH.



Fonte: Adaptado de Battery University (2023).

2.3 Níveis de carregamento

O padrão J1772, elaborado pela SAE International (FVEAA, 2024), classifica os carregadores de baterias em 3 níveis (sendo os carregadores de nível 3 subdivididos em duas categorias):

- **Nível 1 (L1):** Utiliza uma tomada padrão de 120 V AC, com corrente máxima de 16 A e potência de até 1,9 kW.

- **Nível 2 (L2):** Opera em uma faixa de 208 a 240 V AC, com corrente máxima de 80 A e potência de até 20 kW.
- **Nível 3 (L3) - Carregamento CC:** Utiliza corrente contínua (CC) de 200 a 500 V, com corrente máxima de 80 A e potência de até 40 kW para carregamento rápido.
- **Nível 3 (L3) - Carregamento CC Rápido:** Utiliza corrente contínua (CC) de 200 a 500 V, com corrente máxima de 200 A e potência de até 100 kW, ideal para carregamento em períodos curtos.

Com base nessa classificação pode-se afirmar que o objeto de pesquisa deste trabalho será um carregador de Nível 2, devido à possibilidade de carregamento direto da rede elétrica com potência adequada ao projeto da UTForce.

2.4 Topologias mais utilizadas na etapa CC/CC

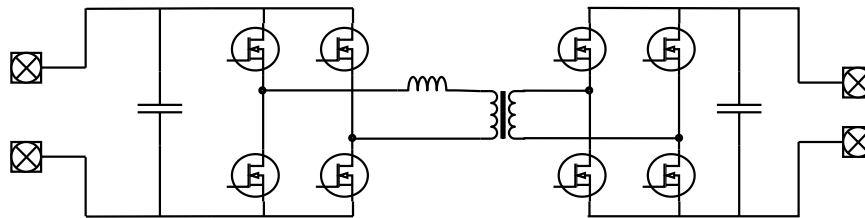
O estágio CC-CC do carregador é conectado diretamente à bateria, portanto é essencial utilizar um conversor isolado. Considerando as topologias mais empregadas no carregamento de EVs, destacam-se a *Dual Active Bridge (DAB)*, *Phase Shifted Full Bridge (PSFB)* e o conversor *LLC* (Safayatullah et al., 2022; Aulakh, 2024).

2.4.1 Dual Active Bridge (DAB)

A topologia *Dual Active Bridge (DAB)* (Fig. 6) é uma escolha popular para conversores CC-CC isolados devido à sua alta eficiência, elevada densidade de potência e capacidade bidirecional de transferência de energia, característica alcançada pelo controle do ângulo de defasagem entre as pontes primária e secundária, permitindo fluxo de potência bidirecional.

Além disso, a técnica de modulação *Phase Shifting* é empregada para melhorar a eficiência do conversor e garantir comutação com tensão nula (*ZVS*) em uma ampla faixa de carga. No entanto, o conversor DAB apresenta desafios em condições de carga leve, onde a operação em *ZVS* pode ser perdida, além da possibilidade de saturação do transformador (Safayatullah et al., 2022).

Figura 6 – Diagrama esquemático de um conversor CC-CC isolado baseado na topologia *Dual Active Bridge* (DAB). O circuito é composto de duas pontes completas de MOSFETs, uma no primário e outra no secundário do transformador. Esse arranjo permite transferência bidirecional de potência entre os barramentos CC de entrada e saída.



Fonte: Adaptado de Aulakh (2024).

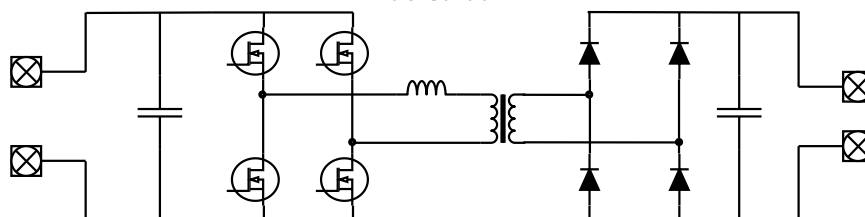
2.4.2 *Phase Shifted Full Bridge* (PSFB)

A topologia *Phase Shifted Full Bridge* (PSFB) (Fig. 7) compartilha semelhanças com o DAB, mas se diferencia por substituir os interruptores ativos no lado secundário por diodos, permitindo apenas fluxo unidirecional de potência.

Destaca-se por sua capacidade de operação em ZVS no lado primário, simplicidade de controle com *PWM* de frequência fixa e consequentemente menor esforço de corrente nos semicondutores (Safayatullah et al., 2022). Essas características tornam esse conversor adequado para aplicações de alta potência (Bai; Mi, 2012).

Safayatullah et al. (2022) destaca, porém, que a presença de corrente circulante no lado primário durante a etapa de roda livre gera perdas adicionais, e os diodos do lado secundário geralmente sofrem com perdas de recuperação reversa. Para mitigar essas limitações, estratégias como o uso da indutância de dispersão do transformador e circuitos auxiliares são empregadas para melhorar a eficiência do conversor.

Figura 7 – Diagrama esquemático de um conversor CC-CC isolado baseado na topologia de ponte completa com modulação por deslocamento de fase (PSFB). O circuito é composto por uma ponte completa de transistores MOSFET no lado primário, um transformador de isolamento, um retificador de onda completa no lado secundário e capacitores de filtragem para suavizar a tensão de saída.



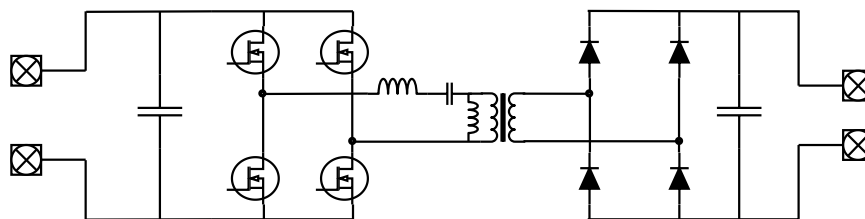
Fonte: Adaptado de Aulakh (2024).

2.4.3 LLC

O conversor *LLC* ressonante (Fig. 8) oferece uma solução eficiente, pois opera com comutação suave, com capacidade de *ZVS* para uma ampla faixa de valores de tensão na saída e possibilidade de comutação com corrente nula (*ZCS*) nos diodos retificadores. Nesse conversor, a tensão de saída é regulada pela variação da frequência de comutação.

Embora tenha alta eficiência e densidade de potência, o projeto de um conversor *LLC* para carregamento de baterias é complicado, levando em conta a alta variação de tensão e corrente necessária para carregar adequadamente baterias de *Li-ion* (Safayatullah et al., 2022).

Figura 8 – Diagrama esquemático de um conversor CC-CC isolado baseado na topologia *LLC* ressonante. O circuito possui uma ponte completa de MOSFETs no lado primário, um transformador de isolamento, um circuito ressonante série (indutor e capacitor) e um retificador de onda completa no lado secundário, seguido de um capacitor de filtragem para suavizar a tensão de saída.



Fonte: Adaptado de Aulakh (2024).

2.4.4 Conclusão

Considerando que neste trabalho o fluxo de potência será unidirecional, os conversores *PSFB* e *LLC* são mais adequados, por apresentar metade do número de chaves ativas quando comparado ao *DAB*. Como a topologia *PSFB* é conhecida na literatura pela sua robustez e por não apresentar os problemas de *design* apresentados na Seção 2.4.3, essa será a topologia escolhida na etapa CC-CC.

Além disso, no lado secundário do conversor *PSFB*, foi adotado o dobrador de corrente, no qual os diodos inferiores são substituídos por indutores, permitindo a distribuição da corrente entre eles e resultando no dobro da corrente de saída (Moschopoulos, 2024). Essa configuração foi escolhida por proporcionar um aumento na capacidade de corrente do conversor, proporcionando melhor eficiência ao sistema.

2.5 Topologias mais utilizadas na etapa CA/CC

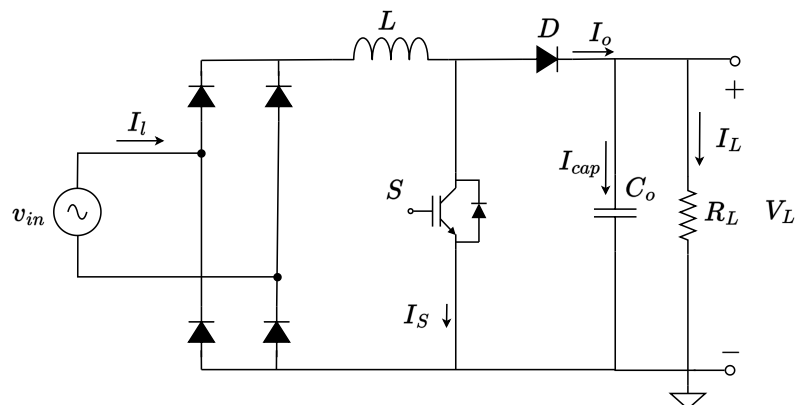
Considerando as topologias mais empregadas na etapa de correção de fator de potência (PFC), destacam-se as topologias *Boost PFC* Convencional, *Boost PFC Interleaved*, *Boost PFC Bridgeless Totem-Pole* e *Boost PFC Bridgeless* clássica (Patil; Ugale, 2022; Chellappan, 2018).

2.5.1 *Boost PFC* convencional

A topologia *Boost PFC* convencional (Fig. 9) utiliza um retificador de diodos seguido por um conversor *boost* para elevar a tensão de saída e melhorar o fator de potência. É a topologia com a construção mais simplificada da categoria *Boost PFC*, oferece alto fator de potência e baixa distorção na corrente de entrada.

No entanto, devido à presença do retificador, apresenta perdas por condução elevadas e uma eficiência menor em relação às topologias *Bridgeless*. Além disso, o diodo na saída causa perdas por recuperação reversa com o aumento da frequência de comutação. Por fim, para potências elevadas, o volume do indutor pode dificultar a criação de um projeto com densidade de potência satisfatória.

Figura 9 – Diagrama esquemático da topologia *Boost PFC* Convencional.



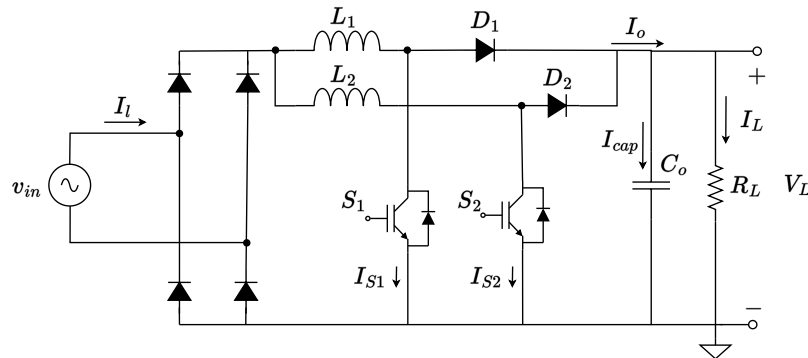
Fonte: Adaptado de Patil e Ugale (2022).

2.5.2 *Boost PFC Interleaved*

A topologia *Boost PFC Interleaved* (Fig. 10) é utilizada em projetos de maior potência por oferecer maior performance ao conversor. Utiliza dois conversores *boost*

operando em paralelo e com acionamento das chaves S_1 e S_2 defasados em 180° , reduzindo a ondulação de corrente na entrada e diminuindo a necessidade de filtros *EMI*. No entanto, a presença do retificador de diodos ainda resulta em perdas significativas. (Patil; Ugale, 2022)

Figura 10 – Diagrama esquemático da topologia *Boost PFC Interleaved*.



Fonte: Adaptado de Patil e Ugale (2022).

2.5.3 *Boost PFC Bridgeless Totem-Pole*

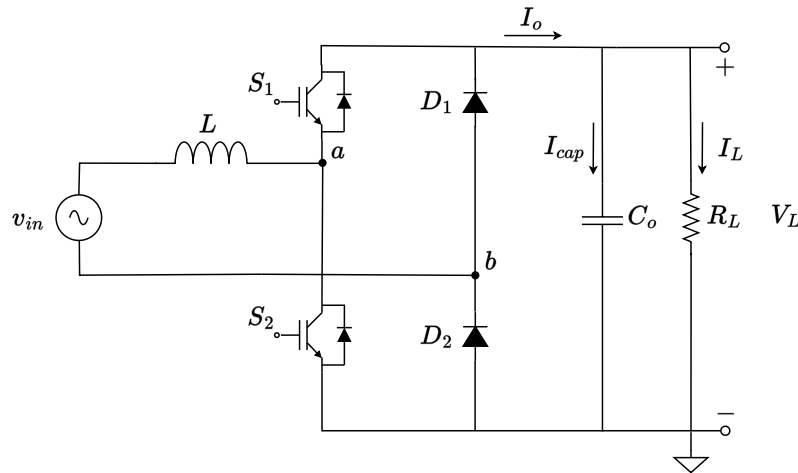
O conversor *Boost PFC Bridgeless Totem-Pole* (Fig. 11) elimina a necessidade do retificador de diodos, substituindo-os por transistores, o que reduz significativamente as perdas por condução, consequentemente apresentando maior eficiência (Patil; Ugale, 2022). Além disso, como a saída nunca fica flutuante em relação à entrada, a interferência eletromagnética em modo comum (*EMI*) é reduzida, e a medição da tensão de entrada se torna mais simples.

No entanto, quando utilizados MOSFETs de silício, essa configuração se limita à operação em modo de condução descontínua ou crítica, pois o modo de condução contínua resulta em perdas excessivas devido à recuperação reversa do diodo interno do MOSFET. Além disso, a medição de corrente requer isolamento, e o acionamento dos transistores exige um driver mais sofisticado, como um driver isolado ou um driver *high-side/low-side* (Chellappan, 2018).

2.5.4 *Boost PFC Bridgeless*

Por fim, a topologia *Boost PFC Bridgeless* clássica (Fig. 12) substitui os dois diodos inferiores da ponte retificadora por transistores. Assim como na topologia *Totem-*

Figura 11 – Diagrama esquemático da topologia *Boost PFC Bridgeless Totem-Pole*.



Fonte: Adaptado de Chellappan (2018).

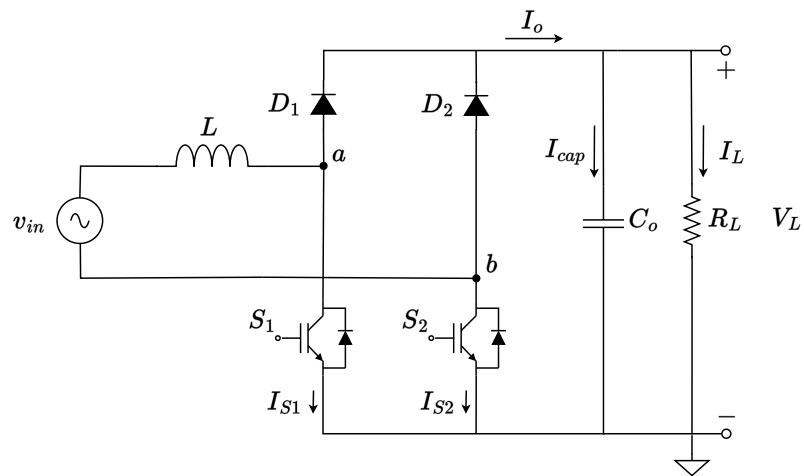
Pole, elimina as perdas causadas pelo retificador de diodos e a redução da queda de tensão de um dos diodos melhora a eficiência. Durante cada semiciclo da rede, uma célula de comutação diferente realiza a operação *boost PFC*, o que reduz as perdas associadas ao retificador de ponte. Em comparação com um conversor *boost PFC* convencional, a versão *bridgeless* elimina a condução de dois diodos, resultando em menores perdas e maior eficiência ao reduzir a queda de tensão no caminho da corrente.

A principal vantagem dessa topologia é a possibilidade de acionamento de Q1 e Q2 com o mesmo sinal PWM, simplificando o circuito de controle. No entanto, a medição direta da tensão de entrada não é possível, tornando a realimentação mais complexa. Além disso, a interferência eletromagnética em modo comum (*EMI*) pode ser elevada, pois o terra da saída permanece flutuante em relação à linha de alimentação CA, o que pode exigir estratégias adicionais de filtragem. (Chellappan, 2018)

2.5.5 Conclusão

Conclui-se que, entre as topologias analisadas, as do tipo *Bridgeless* apresentam maior eficiência, sendo aceitas em aplicações comerciais de alta potência (Patil; Ugale, 2022). Dentre essas, a topologia *Boost PFC Bridgeless* clássica destaca-se pela possibilidade de acionamento com um único sinal PWM, o que simplifica o controle e custo em comparação com a versão *Totem-Pole*. Considerando o melhor compromisso

Figura 12 – Diagrama esquemático da topologia *Boost PFC Bridgeless* Clássica.



Fonte: Adaptado de Chellappan (2018).

entre eficiência e custo, a topologia adotada neste estudo será a *Boost PFC Bridgeless* clássica.

3 ANÁLISE DO CONVERSOR EM PONTE COMPLETA COM DOBRADOR DE CORRENTE

Neste capítulo serão apresentados: o princípio de funcionamento da topologia *Full Bridge* com dobrador de corrente; a análise das etapas de operação; o equacionamento dos esforços nos semicondutores; e o cálculo das ondulações de tensão e corrente.

3.1 Introdução

O conversor proposto para atuar na etapa CC/CC trata-se da topologia FB-PWM-ZVS-PS com dobrador de corrente. Essa configuração oferece comutação suave, elevado rendimento e isolamento galvânico (Bai; Mi, 2012), ideal para carregadores de veículos elétricos.

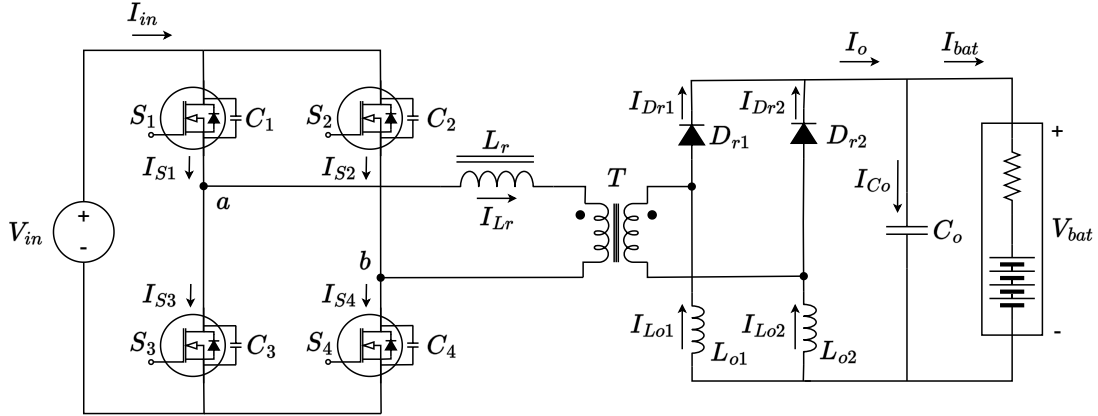
3.2 Topologia

O lado primário do conversor CC-CC manteve-se inalterado, adotando-se a topologia *Phase Shifted Full Bridge* (PSFB). No lado secundário, diferentes configurações podem ser implementadas de acordo com os requisitos de eficiência e operação (Moschopoulos, 2024). Dentre elas, destaca-se a configuração "dobrador de corrente", na qual os dois diodos inferiores são substituídos por indutores. Esta abordagem recebe esse nome porque a corrente na saída do secundário do transformador é distribuída entre dois indutores, dobrando a corrente nos terminais de saída do conversor.

Optou-se por essa configuração devido à necessidade de aumentar a capacidade de corrente do conversor. A Fig. 13 apresenta um diagrama da topologia proposta.

Adicionalmente, incorpora-se um capacitor na saída, responsável por: i) fornecer um *hold-up time* adequado para manter o sistema estável durante quedas momentâneas de tensão; ii) desacoplar a indutância parasita do cabo de interconexão com a bateria, evitando oscilações que poderiam comprometer o controle e a eficiência do conversor; iii) atuar como proteção contra sobretensão em caso de desconexão não prevista da bateria, armazenando energia e limitando picos de tensão que poderiam danificar componentes sensíveis.

Figura 13 – Diagrama esquemático do conversor CC-CC baseado na topologia *Phase Shifted Full Bridge (PSFB)* com dobrador de corrente no secundário. O circuito é composto por uma etapa primária de comutação em ponte completa, um transformador isolador e uma etapa secundária de retificação e filtragem.

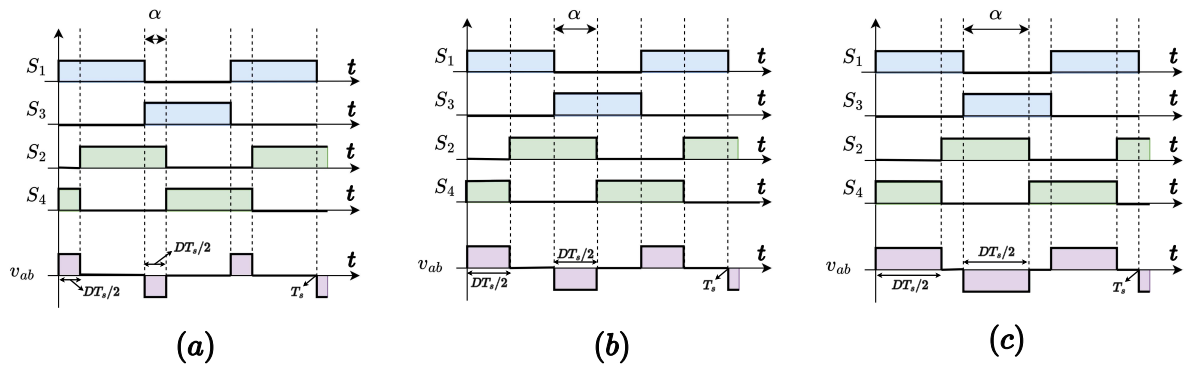


Fonte: Autoria própria.

3.2.1 Modulação por deslocamento de fase

A modulação por deslocamento de fase possibilita a comutação com tensão nula, o que reduz as perdas de comutação e a interferência eletromagnética. Isso resulta em um aumento significativo do rendimento, especialmente em aplicações de alta potência (STMicroelectronics, 2024). Nesse tipo de modulação, a tensão v_{ab} é proporcional ao deslocamento entre os pulsos dos braços direito e esquerdo, conforme ilustrado nos gráficos da Fig. 14. O controle da defasagem de um dos braços permite a variação da razão cíclica.

Figura 14 – Relação entre os pulsos de comando das chaves e a tensão v_{ab} . (a): Razão cíclica $D = 0,25$; (b): $D = 0,50$; (c): $D = 0,75$. Percebe-se que a tensão eficaz em v_{ab} é proporcional à razão cíclica.

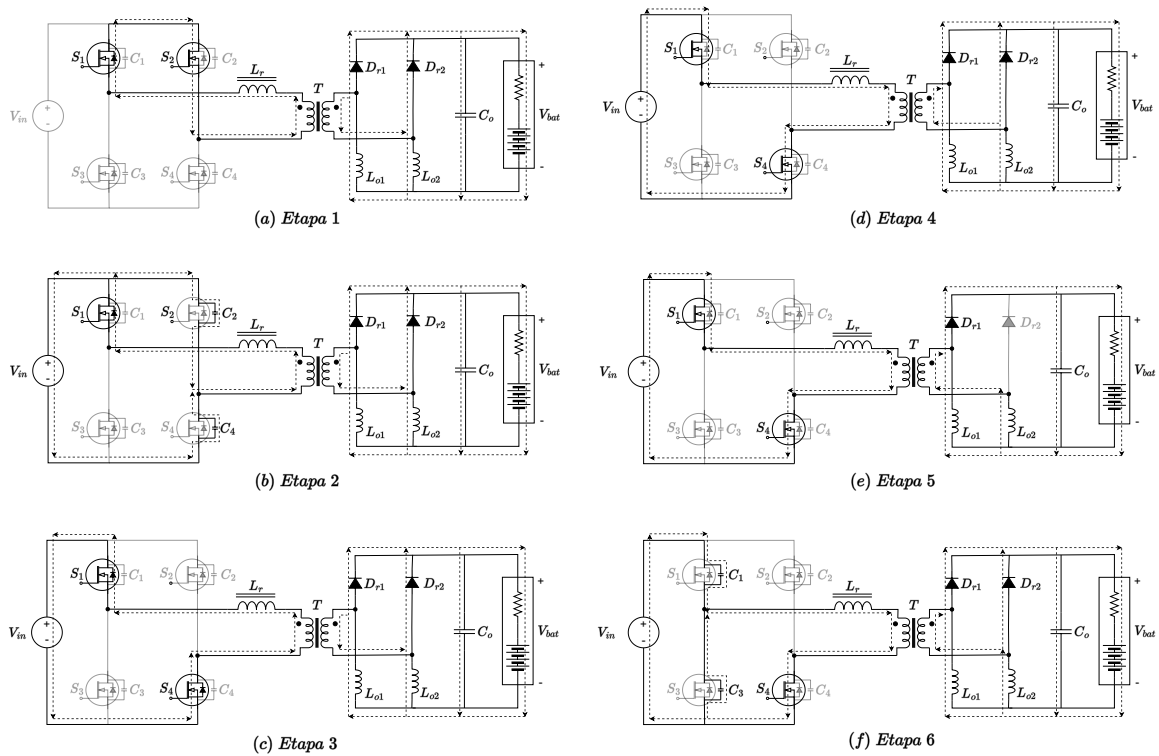


Fonte: Autoria própria.

3.3 Modelagem matemática

Para o entendimento do princípio de operação do estágio CC/CC, será fornecida uma breve explicação de cada etapa de operação. Os estados topológicos das seis primeiras etapas de operação podem ser consultados na Fig. 15.

Figura 15 – Primeiras seis etapas de operação do conversor. Devido à simetria, as seis etapas restantes são similares e, portanto, não são apresentadas neste trabalho.



Fonte: Autoria própria.

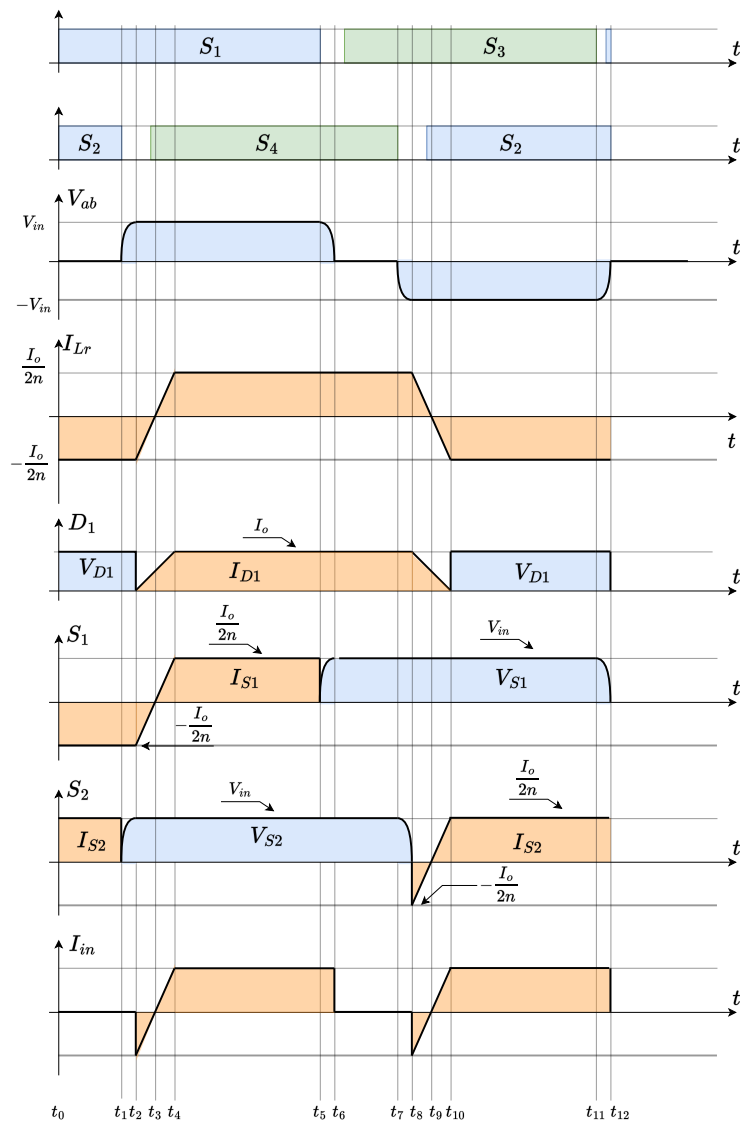
- **Etapa 1:** Nesta etapa, o interruptor S_1 é fechado, e D_1 atua como um diodo de roda livre;
- **Etapa 2:** A abertura do interruptor S_2 causa uma variação na tensão dos capacitores C_2 e C_4 (C_2 é carregado e C_4 descarregado). Essa etapa acaba quando $V_{C_4} = 0$;
- **Etapa 3:** Acionamento do interruptor S_4 . Há comutação com tensão nula (devido ao capacitor C_4 , descarregado na etapa anterior);
- **Etapa 4:** Inversão no sentido da corrente em L_r ;
- **Etapa 5:** A corrente no transformador permanece constante. Nessa etapa há transferência de potência para a carga;

- **Etapa 6:** A abertura do interruptor S_1 causa uma variação na tensão dos capacitores C_1 e C_3 (C_1 é carregado e C_3 descarregado). Essa etapa acaba quando $V_{C_3} = 0$.

Foram representadas apenas as seis primeiras etapas, pois as subseqüentes apresentam comportamento simétrico e foram omitidas.

Conhecendo o comportamento do conversor em cada etapa, pode-se obter as formas de onda nos principais componentes, como ilustrado na Fig. 16.

Figura 16 – Formas de onda nos componentes durante um período de comutação.



Fonte: Autoria Própria

3.3.1 Duração das etapas de operação

Pela simetria do conversor define-se o conjunto de equações apresentado abaixo:

$$\begin{cases} \Delta t_{1-0} = \Delta t_{7-6} \\ \Delta t_{2-1} = \Delta t_{8-7} \\ \Delta t_{3-2} = \Delta t_{9-8} \\ \Delta t_{4-3} = \Delta t_{10-9} \\ \Delta t_{5-4} = \Delta t_{11-10} \end{cases} \quad (1)$$

Definindo ΔT como o tempo em que $|v_{ab}| = V_i$, pode-se escrever a Eq. (2).

$$\Delta T = \Delta t_{3-2} + \Delta t_{4-3} + \Delta t_{5-4} \quad (2)$$

Considerando desprezível a duração da etapa 2, tem-se:

$$\begin{aligned} \Delta t_{2-1} &\approx 0 \\ \therefore \frac{T_s}{2} &\approx \Delta T + \Delta t_{7-6} \end{aligned} \quad (3)$$

A razão cíclica D é a relação entre o tempo no qual $|v_{ab}| = V_i$ e o período de comutação T_s , como mostrado em (4):

$$\begin{aligned} D &= \frac{\Delta T}{\frac{T_s}{2}} \\ \therefore D &= \frac{2\Delta T}{T_s} \end{aligned} \quad (4)$$

Nas etapas 3, 4, 9 e 10, não há transferência de energia da fonte para a carga devido à variação linear da corrente do indutor (nessas etapas, a tensão no primário do transformador é nula). Portanto, só há transferência de potência para a saída nas etapas 5 e 11. Para obter a razão cíclica eficaz, define-se a variável D_{ef} , apresentada na equação (5):

$$\begin{aligned} D_{ef} &= \frac{\Delta t_{5-4}}{\frac{T_s}{2}} \\ \Delta t_{5-4} &= D_{ef} \frac{T_s}{2} \end{aligned} \quad (5)$$

Considerando $\Delta t_{3-2} = \Delta t_{4-3}$:

$$\Delta T = \Delta t_{3-2} + \Delta t_{4-3} + \Delta t_{5-4}$$

$$\Delta T = 2 \cdot \Delta t_{3-2} + \Delta t_{5-4}$$

$$\frac{D \cdot T_s}{2} = 2 \cdot \Delta t_{3-2} + \frac{D_{ef} \cdot T_s}{2}$$

$$\boxed{\Delta t_{3-2} = (D - D_{ef}) \frac{T_s}{4}} \quad (6)$$

De Eq. (3), obtém-se:

$$\frac{T_s}{2} = \Delta T + \Delta t_{1-0}$$

$$\Delta t_{1-0} = \frac{T_s}{2} - \Delta T$$

$$\Delta t_{1-0} = \frac{T_s}{2} - \frac{D \cdot T_s}{2}$$

$$\boxed{\Delta t_{1-0} = (1 - D) \frac{T_s}{2}} \quad (7)$$

3.3.1.1 Razão cíclica eficaz

A presença do indutor L_r provoca uma redução da razão cíclica efetiva entregue à carga. Do circuito equivalente da etapa 4, tem-se o desenvolvimento abaixo:

$$V_l = L \frac{di_l}{dt}$$

$$\frac{V_l}{L} = \frac{di_l}{dt}$$

$$i_l = \int_0^t \frac{V_l}{L} dt + i_{l(0)}$$

$$i_l = \frac{V_l}{L} \int_0^t dt + i_{l,t=0} \rightarrow 0$$

$$i_l = \frac{V_l}{L} t \quad (8)$$

Substituindo os valores de projeto em Eq. (8), obtém-se:

$$\frac{I'_o}{2} = \frac{V_{in}}{L_r} \cdot \Delta t_{3-2}$$

$$\boxed{\Delta t_{3-2} = \Delta t_{4-3} = \frac{I'_o \cdot L_r}{2 \cdot V_{in}}} \quad (9)$$

Das Eqs. (2) e (8), obtém-se a Eq. (10).

$$\begin{aligned}
 \Delta T &= \Delta t_{3-2} + \Delta t_{4-3} + \Delta t_{5-4} \\
 \Delta T &= 2 \cdot \Delta t_{3-2} + \Delta t_{5-4} \\
 \frac{D \cdot T_s}{2} &= 2 \cdot \frac{I'_o \cdot L_r}{2 \cdot V_{in}} + \frac{D_{ef} \cdot T_s}{2} \\
 D_{ef} &= D - \frac{2I'_o L_r f_s}{V_{in}}
 \end{aligned} \tag{10}$$

Por meio do desenvolvimento anterior, percebe-se uma redução da razão cíclica efetiva na carga, reescrita de modo simplificado na Eq. (12).

$$\bar{I}'_o = \frac{I'_o L_r f_s}{V_{in}} \tag{11}$$

$$\boxed{D_{ef} = D - 2\bar{I}'_o} \tag{12}$$

3.3.1.2 Ganho estático

Para obter o ganho estático (q) é necessário efetuar algumas simplificações no circuito. Os indutores de saída L_{o1} e L_{o2} serão considerados fontes de corrente ideais e a tensão de saída será modelada como uma fonte de tensão ideal. Portanto, na etapa 5 a corrente no primário do transformador é constante.

$$V_{L_r, \Delta t_{5-4}} = L_r \frac{di_{L_r}}{dt} \xrightarrow{0} V_{L_r, \Delta t_{5-4}} = 0 \tag{13}$$

Desse modo, a tensão no primário do transformador é:

$$V_{Ptr, \Delta t_{5-4}} = V_{in} \tag{14}$$

Tensão refletida no secundário:

$$V_{Str, \Delta t_{5-4}} = \frac{V_{in}}{n} \tag{15}$$

Como o diodo D_{r1} está conduzindo, a tensão no secundário do transformador é V_o . Portanto:

$$V_{Lo2, \Delta t_{5-4}} = V_o - \frac{V_{in}}{n} \tag{16}$$

Nas outras etapas, a tensão em $Lo2$ será igual a V_o .

$$V_{Lo2, \Delta t} = V_o \tag{17}$$

Devido ao balanço Volt-segundo, a integral de V_{Lo2} em um período de comutação deve ser zero:

$$\begin{aligned}
 \int_0^{T_s} V_{Lo2}(t) dt &= 0 \\
 (T_s - \Delta t_{5-4}) \cdot V_o + \Delta t_{5-4} \cdot \left(V_o - \frac{V_{in}}{n} \right) &= 0 \\
 (...) \\
 q = \frac{V'_o}{V_{in}} = \frac{D_{ef}}{2} \\
 \boxed{q = \frac{D}{2} - \bar{I}'_o} & \quad (18)
 \end{aligned}$$

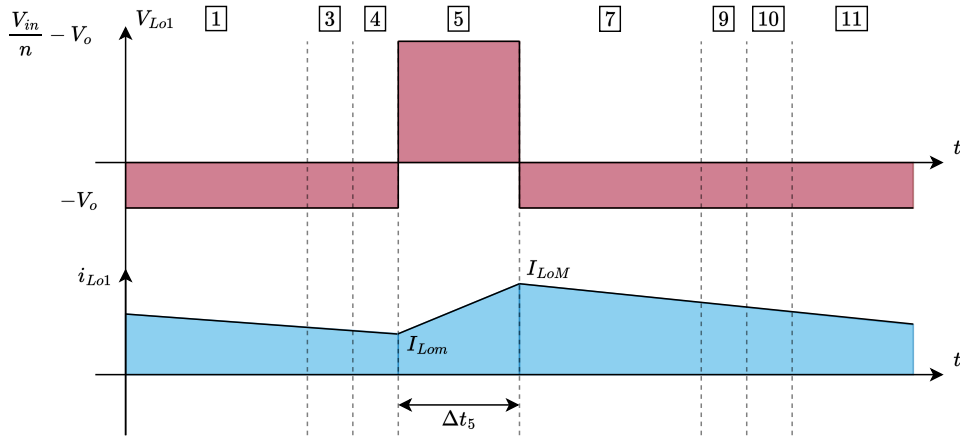
3.3.2 Ondulação da corrente e da tensão na saída do estágio CC/CC

A saída do estágio CC/CC está conectada diretamente à bateria, sendo essencial, portanto, minimizar as ondulações de tensão e corrente. Caso elas sejam elevadas, pode haver desgaste acelerado nas células e consequente redução da vida útil da bateria.

3.3.2.1 Ondulação de corrente em L_{o1} e L_{o2}

A Fig. 17 apresenta as formas de onda de tensão e corrente em L_{o1} . Os resultados referentes a L_{o2} são omitidos devido à simetria do conversor, de forma que sua ondulação será idêntica a L_{o1} . Com base nela e na equação do indutor, obtém-se ΔI_{Lo1} . No desenvolvimento abaixo, considera-se I_{LoM} e I_{LoM} como os valores de corrente máxima e mínima no indutor, respectivamente. Além disso, convencionou-se $f_s = \frac{1}{T_s}$..

**Figura 17 – Formas de onda da tensão e da corrente no indutor L_{o1} .
A ondulação de corrente é influenciada pela tensão refletida do transformador e pelo tempo de condução das chaves (Δt_5).**



Fonte: Autoria própria.

$$\begin{aligned}
 v_{Lo1} &= L_o \frac{dI_{Lo1}}{dt} \\
 dI_{Lo1} &= \frac{1}{L_o} v_{Lo1} dt \\
 \int_{I_{LoM}}^{I_{LoM}} dI_{Lo1} &= \frac{1}{L_o} \int_0^{\Delta t_5} \left(\frac{V_{in}}{n} - V_o \right) dt \\
 \underbrace{I_{LoM} - I_{LoM}}_{\Delta I_{Lo1}} &= \frac{\left(\frac{V_{in}}{n} - V_o \right)}{L_o} \Delta t_5 \\
 \Delta I_{Lo1} &= \frac{\left(\frac{V_{in}}{n} - V_o \right)}{L_o} \cdot \left(\frac{D}{2f_s} - \frac{Lr I'_o}{V_{in}} \right) = \frac{\left(\frac{V_{in}}{n} - V_o \right)}{f_s L_o} \left(\frac{D}{2} - \overline{I'_o} \right) \\
 \boxed{\Delta I_{Lo1} = \Delta I_{Lo2} = (1 - q) \cdot q \cdot \frac{V_{in}}{n f_s L_o}} & \quad (19)
 \end{aligned}$$

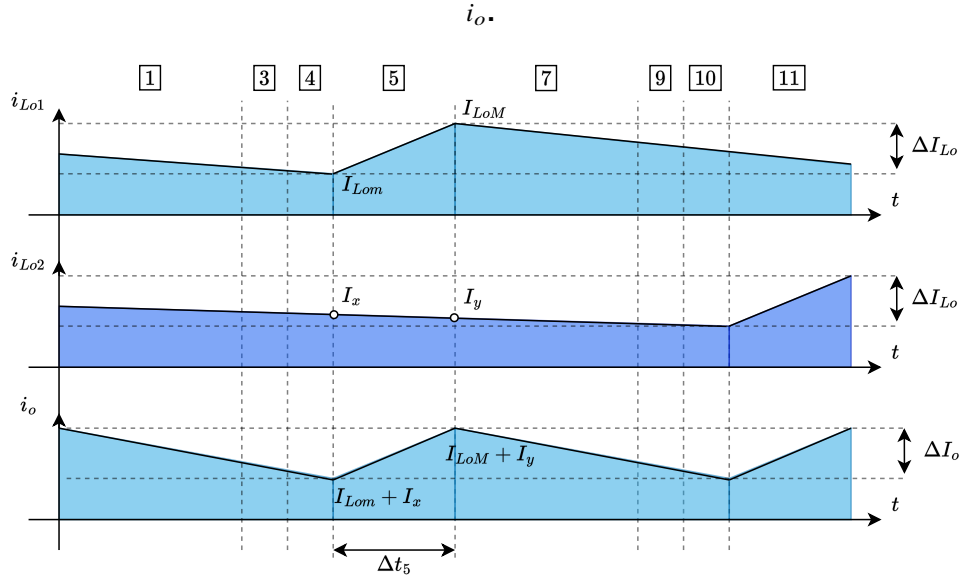
3.3.2.2 Ondulação de corrente na saída do retificador

Com base na ondulação de corrente nos indutores, é possível determinar a variação da corrente na saída. A Fig. 18 ilustra a variação da corrente em L_{o1} e L_{o2} , destacando a contribuição desses componentes na corrente de saída i_o .

Calculando ΔI_o , com base na Fig. 18:

$$\begin{aligned}
 \Delta I_o &= I_{LoM} + I_y - (I_{LoM} + I_x) \\
 \Delta I_o &= \underbrace{(I_{LoM} - I_{LoM})}_{\Delta I_{Lo}} - \underbrace{(I_x - I_y)}_{\Delta I_{xy}} \quad (20)
 \end{aligned}$$

Figura 18 – Ondulação da corrente na saída do retificador. A soma das correntes dos indutores determina a forma de onda da corrente i_o .



Fonte: Autoria própria.

No período Δt_5 :

$$v_{Lo2} = -V_o \quad (21)$$

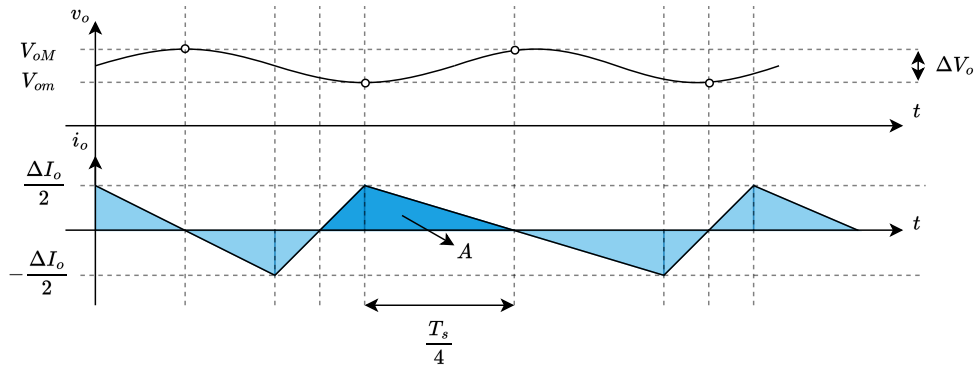
Aplicando a equação do indutor:

$$\begin{aligned} v_{Lo2} &= L_o \frac{dI_{Lo2}}{dt} \\ dI_{Lo2} &= \frac{1}{L_o} v_{Lo2} dt \\ \int_{I_x}^{I_y} dI_{Lo2} &= \frac{1}{L_o} \int_0^{\Delta t_5} (-V_o) dt \\ \underbrace{I_y - I_x}_{-\Delta I_{xy}} &= \frac{-V_o \Delta t_5}{L_o} \rightarrow \Delta I_{xy} = \frac{V_o \Delta t_5}{L_o} \end{aligned} \quad (22)$$

Como $\Delta t_5 = q \cdot T_s$:

$$\begin{aligned} \Delta I_{xy} &= \frac{V_o}{L_o} \cdot \frac{q}{f_s} = \frac{V_{in}}{f_s n L_o} q^2 \\ \Delta I_o &= q(1 - q) \cdot \frac{V_{in}}{f_s n L_o} - \frac{q^2 V_{in}}{f_s n L_o} \\ \boxed{\Delta I_o} &= q(1 - 2q) \cdot \frac{V_{in}}{f_s n L_o} \end{aligned} \quad (23)$$

Figura 19 – Ondulação de tensão na saída do conversor. A variação da tensão depende da carga, da capacitância C_o e da ondulação de corrente na saída.



Fonte: Autoria Própria

3.3.2.3 Ondulação da tensão de saída

Com base na equação do capacitor e na Fig. 19, calcula-se a variação da tensão na saída do conversor:

$$\begin{aligned}
 i_{C_o} &= C_o \frac{dv_o}{dt} \\
 dv_o &= \frac{1}{C_o} \cdot i_{C_o} dt \\
 \int_{V_{om}}^{V_{oM}} dv_o &= \frac{1}{C_o} \int_0^{\frac{T_s}{4}} i_{C_o} dt \\
 \underbrace{V_{oM} - V_{om}}_{\Delta V_o} &= \frac{A}{C_o} \\
 \Delta V_o &= \frac{A}{C_o} \\
 A &= \frac{\frac{\Delta I_o}{2} \cdot \frac{T_s}{4}}{2} = \frac{\Delta I_o}{16f_s} \\
 \Delta V_o &= \frac{\Delta I_o}{16f_s C_o} = \frac{1}{16f_s C_o} \cdot q(1 - 2q) \cdot \frac{V_{in}}{f_s n L_o} \\
 \boxed{\Delta V_o = \frac{q \cdot (1 - 2q) \cdot V_{in}}{16f_s^2 n L_o C_o}} & \quad (24)
 \end{aligned}$$

3.3.2.4 Rearranjando as equações obtidas

As Eqs. (19) e (24) podem ser reescritas a fim de calcular os valores de indutância e capacitância de saída. Para que a ondulação de tensão e corrente seja menor

que a definida em projeto, os valores de C_o e L_o devem ser:

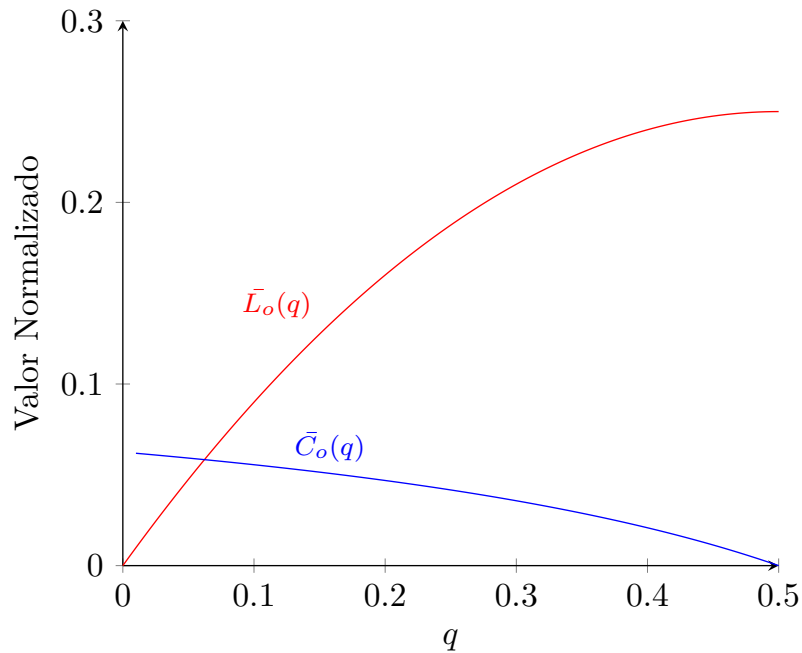
$$L_o = \frac{V_{in}}{nf_s \Delta I_{o,\%} \frac{I_{o,max}}{2}} \cdot q(1 - q) \quad (25)$$

$$C_o = \frac{V_{in}}{16f_s^2 n L_o \Delta V_{o,\%} V_{o,min}} \cdot q(1 - 2q) \quad (26)$$

O comportamento dessas funções é analisado de maneira simplificada por meio da utilização das funções normalizadas abaixo:

$$\begin{aligned} \bar{L}_o(q) &= q(1 - q) \\ \bar{C}_o(q) &= \frac{q(1 - 2q)}{16L_o} = \frac{q(1 - 2q)}{16q(1 - q)} \end{aligned} \quad (27)$$

Figura 20 – Funções Normalizadas de L_o e C_o .



Fonte: Autoria própria.

Em suma, nos casos onde há operação com variação do ganho estático, a indutância L_o deve ser dimensionada para o maior valor de q e a capacitância C_o para o menor valor deste, como apresentado nas Eqs. (28) e (29).

$$L_o \geq L_{o,qmax} \rightarrow L_o = \frac{V_{in}}{nf_s \Delta I_{o,\%} \frac{I_{o,max}}{2}} \cdot q_{max}(1 - q_{max}) \quad (28)$$

$$C_o \geq C_{o,qmin} \rightarrow C_o = \frac{V_{in}}{16f_s^2 n L_o \Delta V_{o,\%} V_{o,min}} \cdot q_{min}(1 - 2q_{min}) \quad (29)$$

3.3.3 Correntes nos interruptores

Para as integrações, considera-se o tempo referenciado no início de cada etapa, a fim de simplificar o equacionamento. Será adotada essa convenção ao longo de todo o documento. A corrente de pico nos interruptores é igual à metade da corrente máxima da saída, somada à metade da ondulação em cada indutor, refletida ao primário do transformador.

$$I_{s,pico} = \frac{I_o'}{2} + \frac{\Delta I_{Lo1}'}{2} \quad (30)$$

Há valores diferentes para cada braço. Para o braço esquerdo (S_1 e S_3), a corrente média é obtida considerando as etapas 1 a 5.

$$I_{s1,s3,med} = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{\Delta t_{1-0}} \frac{-I_o'}{2} dt + \int_0^{\Delta t_{3-2}} -\frac{I_o'}{2} + \frac{t \cdot \frac{I_o'}{2}}{\Delta t_{3-2}} dt + \int_0^{\Delta t_{4-3}} \frac{t \cdot \frac{I_o'}{2}}{\Delta t_{4-3}} dt + \int_0^{\Delta t_{5-4}} \frac{I_o'}{2} dt \right) \quad (31)$$

(...)

$$I_{s1,s3,med} = I_o' \cdot \frac{2D - \bar{I}_o' - 1}{4}$$

No braço direito (S_2 e S_4), a corrente em Δt_{1-0} assume valor positivo:

$$I_{s2,s4,med} = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{\Delta t_{1-0}} \frac{I_o'}{2} dt + \int_0^{\Delta t_{3-2}} -\frac{I_o'}{2} + \frac{t \cdot \frac{I_o'}{2}}{\Delta t_{3-2}} dt + \int_0^{\Delta t_{4-3}} \frac{t \cdot \frac{I_o'}{2}}{\Delta t_{4-3}} dt + \int_0^{\Delta t_{5-4}} \frac{I_o'}{2} dt \right) \quad (32)$$

(...)

$$I_{s2,s4,med} = I_o' \cdot \frac{1 - \bar{I}_o'}{4}$$

A corrente eficaz nos interruptores é calculada de modo análogo. Utilizando a equação da corrente eficaz, obtém-se:

$$I_{s,ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{\Delta t_{1-0}} \left(\frac{I_o'}{2} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_{3-2}} \left(-\frac{I_o'}{2} + \frac{t \cdot \frac{I_o'}{2}}{\Delta t_{3-2}} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_{4-3}} \left(\frac{t \cdot \frac{I_o'}{2}}{\Delta t_{4-3}} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_{5-4}} \left(\frac{I_o'}{2} \right)^2 dt \right)} \quad (33)$$

(...)

$$I_{s,ef} = I_o' \cdot \frac{\sqrt{18 - 12\bar{I}_o'}}{12}$$

3.3.4 Correntes nos diodos retificadores

A corrente de pico nos diodos retificadores é igual à saída I_o , somada à metade da variação de corrente na saída.

$$\boxed{I_{Dr,pico} = I_o + \frac{\Delta I_o}{2}} \quad (34)$$

Já as correntes média e eficaz são calculadas do mesmo modo que o descrito na [Seção 3.3.3](#).

$$I_{Dr,med} = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{2 \cdot \Delta t_{3-2}} \frac{I_o \cdot t}{2 \cdot \Delta t_{3-2}} dt + \int_0^{\Delta t_{1-0} + \Delta t_{5-4}} I_o dt + \int_0^{2 \cdot \Delta t_{3-2}} I_o - \frac{I_o \cdot t}{2 \cdot \Delta t_{3-2}} dt \right) \quad (35)$$

(...)

$$\boxed{I_{Dr,med} = \frac{I_o}{2}}$$

$$I_{Dr,ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{2 \cdot \Delta t_{3-2}} \left(\frac{I_o \cdot t}{2 \cdot \Delta t_{3-2}} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_{1-0} + \Delta t_{5-4}} I_o^2 dt + \int_0^{2 \cdot \Delta t_{3-2}} \left(I_o - \frac{I_o \cdot t}{2 \cdot \Delta t_{3-2}} \right)^2 dt \right)} \quad (36)$$

(...)

$$\boxed{I_{Dr,ef} = I_o \cdot \frac{\sqrt{18 - 6\bar{I}_o'}}{6}}$$

3.3.5 Conclusão

As equações obtidas na [Seção 3.3](#) estão apresentadas na [Tabela 1](#) e servirão de base para o dimensionamento do projeto físico do conversor CC/CC.

Tabela 1 – Definições das correntes média e eficaz que circulam pelos componentes, além dos valores de L_o e C_o em função da ondulação desejada.

Descrição	Variável	Equação
Corrente de pico nos interruptores	$I_{s,pico}$	$\frac{I_o'}{2} + \frac{\Delta I_{Lo1}'}{2}$
Corrente média nos interruptores S_1 e S_3	$I_{s1,s3,med}$	$I_o' \cdot \frac{2D-I_o'-1}{4}$
Corrente média nos interruptores S_2 e S_4	$I_{s2,s4,med}$	$I_o' \cdot \frac{1-I_o'}{4}$
Corrente eficaz nos interruptores	$I_{s,ef}$	$I_o' \cdot \frac{\sqrt{18-12I_o'}}{12}$
Corrente de pico nos diodos retificadores	$I_{Dr,pico}$	$I_o + \frac{\Delta I_o}{2}$
Corrente de média nos diodos retificadores	$I_{Dr,med}$	$\frac{I_o}{2}$
Corrente eficaz nos diodos retificadores	$I_{Dr,ef}$	$I_o \cdot \frac{\sqrt{18-6I_o'}}{6}$
Indutor de saída	L_o	$\frac{V_{in}}{n f_s \Delta I_{o,\%} \frac{I_{o,max}}{2}} \cdot q_{max} (1 - q_{max})$
Capacitor de saída	C_o	$\frac{V_{in}}{16 f_s^2 n L_o \Delta V_{o,\%} V_{o,min}} \cdot q_{min} (1 - 2q_{min})$

Fonte: Autoria própria.

4 ANÁLISE DO CONVERSOR *BRIDGELESS* PFC

Neste capítulo serão apresentados: o princípio de funcionamento da topologia *Bridgeless* PFC; a análise das etapas de operação; e o equacionamento dos esforços nos semicondutores.

4.1 Introdução

O estágio CA/CC de um carregador de baterias deve garantir elevado rendimento e atender às normas de qualidade de energia, evitando a injeção de harmônicas na rede elétrica, visto que estará diretamente conectado ao sistema elétrico. Conforme discutido no [Capítulo 2](#), a topologia *Bridgeless* PFC apresenta duas vantagens: i) gera baixa distorção harmônica total (*THD*); ii) elimina duas quedas de tensão em série dos diodos quando comparado ao *boost* convencional, contribuindo para a elevação do rendimento do sistema.

4.2 Topologia

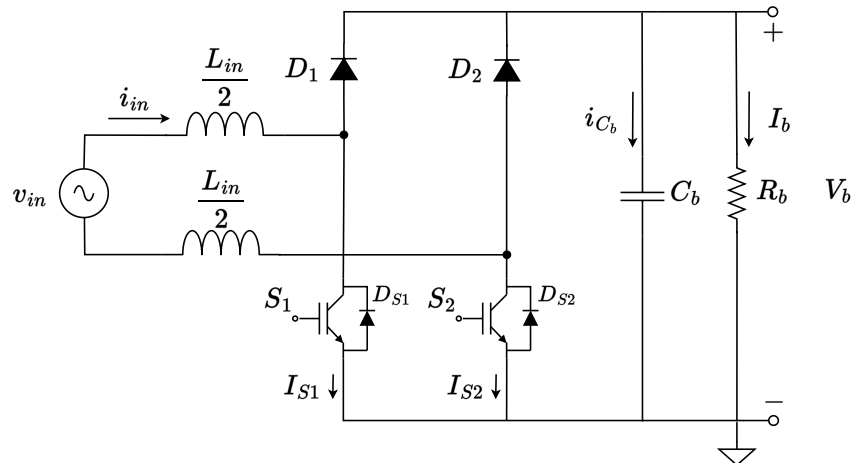
A topologia a ser analisada e construída (apresentada na [Fig. 21](#)) sofreu uma pequena alteração quando comparada com a [Fig. 12](#): O indutor de entrada foi dividido em dois indutores para uma melhor distribuição das perdas nos elementos. Essa modificação, porém, não altera a modelagem matemática, que será feita com base nas etapas de operação e literatura existente.

4.3 Modelagem matemática

Seguindo a mesma estrutura adotada no [Capítulo 3](#), é fornecida uma breve explicação de cada etapa de operação. Os estados topológicos das quatro etapas podem ser consultados na [Fig. 22](#). Pode-se observar que as etapas 1 e 2 ocorrem durante o semiciclo positivo da rede, enquanto as etapas 3 e 4 se repetem no semiciclo negativo da mesma.

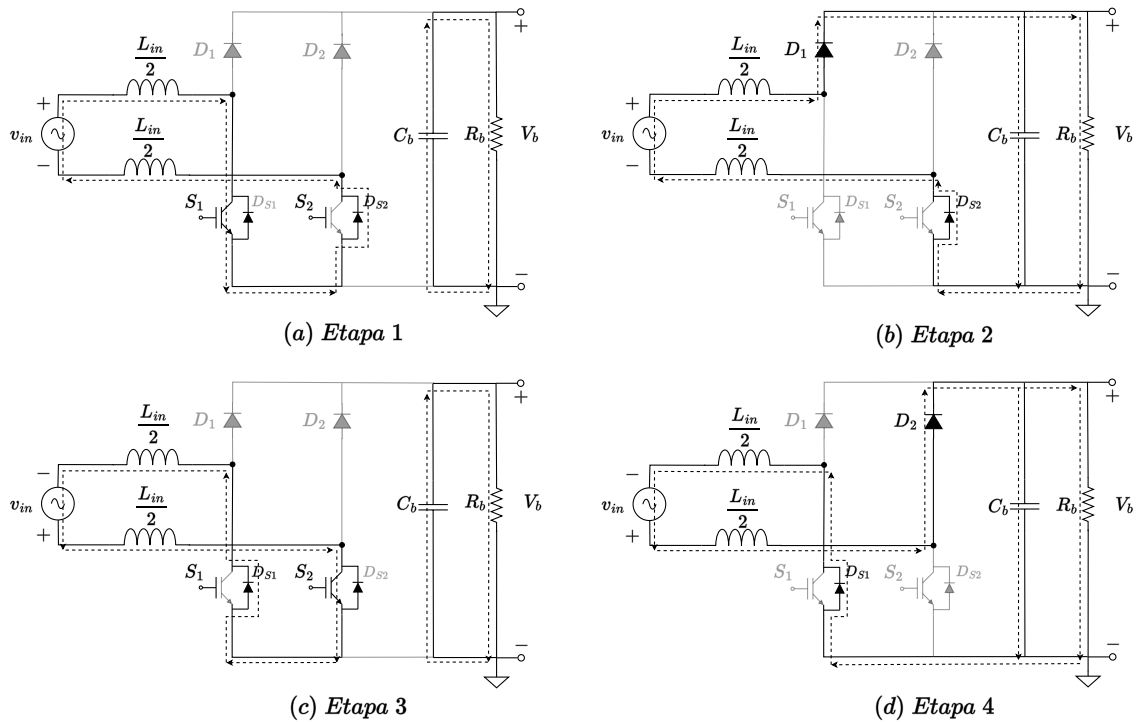
- **Etapas 1:** S_1 e S_2 são comandados a conduzir, armazenando energia nos indutores, enquanto D_1 e D_2 estão bloqueados ([Fig. 22.\(a\)](#));

Figura 21 – Conversor *Bridgeless PFC*.



Fonte: Autoria Própria

Figura 22 – O conversor PFC *Bridgeless* alterna entre condução simultânea dos interruptores S_1 e S_2 para o carregamento dos indutores, e o bloqueio desses, momento em que os diodos D_1 ou D_2 conduzem de forma alternada, transferindo a energia armazenada para a carga R_b e para o capacitor de barramento C_b .

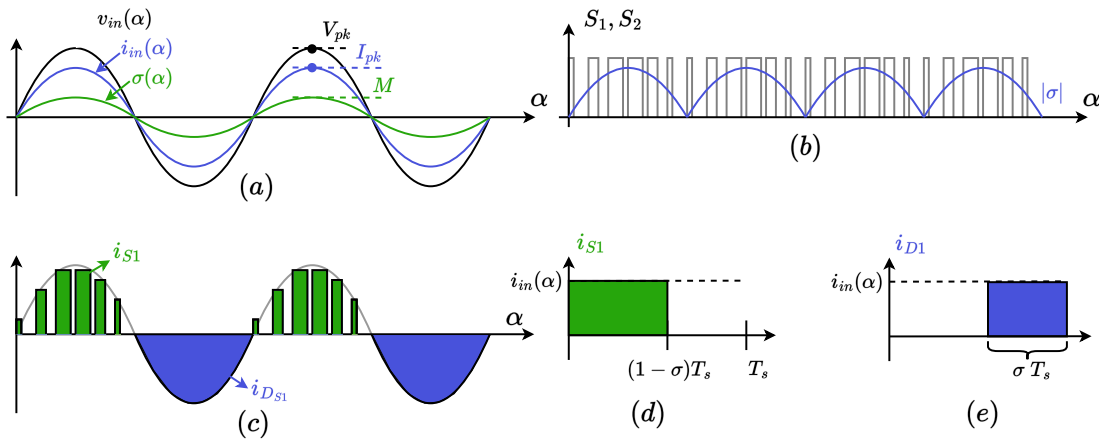


Fonte: Autoria própria.

- **Etapa 2:** S_1 e S_2 são bloqueados e D_1 conduz, transferindo energia dos indutores para a saída (C_b e R_b) (Fig. 22.(b));
- **Etapa 3:** S_1 e S_2 conduzem novamente, armazenando energia nos indutores, enquanto D_1 e D_2 estão bloqueados (Fig. 22.(c));
- **Etapa 4:** S_1 e S_2 são bloqueados e D_2 conduz, transferindo energia dos

indutores para a saída (C_b e R_b) (Fig. 22.(d));

Figura 23 – Análise do conversor PFC *bridgeless*. (a) Formas de onda da tensão de entrada $v_{in}(\alpha)$, corrente de entrada $i_{in}(\alpha)$, e a função de comutação $\sigma(\alpha)$. (b) Comportamento do sinal de controle de S_1 e S_2 , que segue o perfil de $|\sigma(\alpha)|$. (c) Correntes nos semicondutores i_{S1} e i_{DS1} . (d) Corrente i_{S1} dentro de um período T_s , mostrando o intervalo ativo $(1 - \sigma)T_s$. (e) Corrente i_{D1} em um período de comutação. As formas de onda ilustram a operação do conversor, com destaque para a forma de onda senoidal da corrente de entrada (PFC).



Fonte: Autoria própria.

O principal objetivo de um conversor *PFC* é garantir que a corrente de entrada possua a menor taxa de distorção harmônica possível e esteja em fase com a tensão, como observado na Fig. 23.(a). Sabendo disso, define-se o conjunto de equações a seguir:

$$\begin{cases} v_{in}(\alpha) = V_{pk} \cdot \sin(\alpha) \\ i_{in}(\alpha) = I_{pk} \cdot \sin(\alpha) \\ \sigma(\alpha) = M \cdot \sin(\alpha) \end{cases} \quad (37)$$

Sendo $\sigma(\alpha)$ a função de comutação (similar ao conceito de razão cíclica) e M o índice de modulação do conversor, que corresponde à relação entre o pico da tensão de entrada v_{in} e a tensão de saída V_b .

4.3.1 Corrente média em S_1

O cálculo da corrente nos semicondutores é dividido em duas etapas: primeiro, a corrente será determinada ao longo de um período de comutação; em seguida, o

cálculo será estendido para um período completo da rede elétrica. Essa abordagem é necessária pois realizar a integração direta seria complexa.

A corrente média em um período de comutação, calculada observando a forma de onda, é apresentada na Fig. 23.(d):

$$\begin{aligned}
 I_{S1,med}(\alpha)^* &= \frac{1}{T_s} \cdot (1 - \sigma(\alpha)) T_s i_{in}(\alpha) \\
 I_{S1,med}(\alpha)^* &= \frac{1}{T_s} \cdot (1 - \sigma(\alpha)) T_s i_{in}(\alpha) \\
 \boxed{I_{S1,med}(\alpha)^* &= (1 - \sigma(\alpha)) i_{in}(\alpha)} \quad (38)
 \end{aligned}$$

Para um período da rede elétrica, a corrente média é calculada considerando a contribuição ao longo de todo o ciclo (Fig. 23.(c)):

$$\begin{aligned}
 I_{S1,med} &= \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{2\pi} I_{S1,med}^*(\alpha) d\alpha \right) \\
 I_{S1,med} &= \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\pi} (1 - \sigma(\alpha)) i_{in}(\alpha) d\alpha + \int_{\pi}^{2\pi} 0 d\alpha \right) \quad (39)
 \end{aligned}$$

Substituindo as equações do conjunto (37) na Eq. (39) é possível resolver a integral, resultando em $I_{S1,med}$ como função de I_{pk} e M .

(...)

$$\boxed{I_{S1,med} = I_{pk} \left(\frac{1}{\pi} - \frac{M}{4} \right)} \quad (40)$$

4.3.2 Corrente eficaz em S_1

É determinada de forma análoga à abordagem descrita na Seção 4.3.1, porém aplicando a equação da corrente eficaz.

$$\begin{aligned}
 I_{S1,ef}(\alpha)^* &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{(1-\sigma)T_s} i_{in}^2(\alpha) dt} \\
 I_{S1,ef}(\alpha)^* &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot (1 - \sigma) T_s i_{in}^2(\alpha)} \\
 \boxed{I_{S1,ef}(\alpha)^* &= i_{in}(\alpha) \sqrt{1 - \sigma(\alpha)}} \quad (41)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
I_{S1,ef} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (I_{S1,ef}^*(\alpha))^2 d\alpha} \\
I_{S1,ef} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\pi} (i_{in} \sqrt{1 - \sigma(\alpha)})^2 d\alpha + \int_{\pi}^{2\pi} 0^2 d\alpha \right)} \\
(\dots) \\
\boxed{I_{S1,ef} = I_{pk} \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2M}{3\pi}}} & \quad (42)
\end{aligned}$$

4.3.3 Correntes médias e eficazes nos demais componentes

Além dos cálculos apresentados na [Seção 4.3.1](#) e [Seção 4.3.2](#), é necessário calcular a corrente média e eficaz em D_{S1} e D_1 . Apresentam-se abaixo apenas os resultados obtidos, visto que o modo de resolução é análogo ao apresentado anteriormente:

$$\boxed{I_{D1,med} = \frac{MI_{pk}}{4}} \quad (43)$$

$$\boxed{I_{D1,ef} = I_{pk} \sqrt{\frac{2M}{3\pi}}} \quad (44)$$

$$\boxed{I_{DS1,med} = \frac{I_{pk}}{\pi}} \quad (45)$$

$$\boxed{I_{DS1,ef} = \frac{I_{pk}}{2}} \quad (46)$$

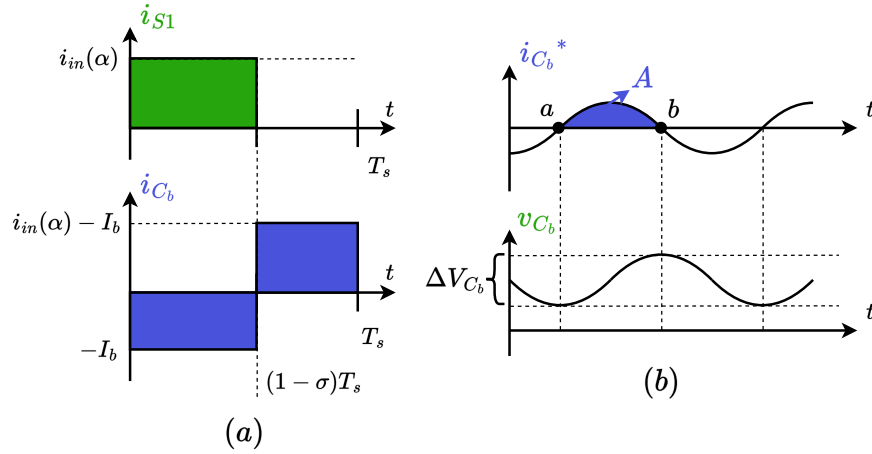
4.3.4 Ondulação da tensão no capacitor

Da [Fig. 24.\(a\)](#):

$$\begin{aligned}
i_{C_b,med}^* &= \frac{1}{T_s} [-I_o(1 - \sigma) T_s + (i_{in}(\alpha) - I_o)\sigma T_s] \\
(\dots) \\
\boxed{i_{C_b,med}^* = \sigma i_{in}(\alpha) - I_b} & \quad (47)
\end{aligned}$$

Na [Fig. 24.\(b\)](#) os pontos a e b representam os tempos que a tensão no capacitor é mínima e máxima, respectivamente. Eles podem ser encontrados calculando os zeros

Figura 24 – Formas de onda da corrente no capacitor de saída. A subfigura (a) representa a variação da corrente i_{C_b} durante um período de comutação, enquanto a subfigura (b) mostra os pontos de tensão mínima e máxima no capacitor, utilizados para o cálculo da ondulação ΔV_{C_b} .



Fonte: Autoria Própria

da função $I_{C_b,med}(\alpha)^*$. O desenvolvimento a seguir servirá de base para o cálculo de ΔV_{C_b} :

$$i_c = C_b \frac{dv_{C_b}}{dt}$$

$$v_c = \frac{1}{C_b} \int i_{c_b} dt + cte$$

$$\Delta V_{C_b} = \frac{1}{C_b} \int_{a(t)}^{b(t)} i_{C_b,med}^*(t) dt$$

Realizando a substituição da variável t por $\frac{\alpha}{\omega}$:

$$\Delta V_{C_b} = \frac{1}{\omega C_b} \int_{a(\alpha)}^{b(\alpha)} i_{C_b,med}^*(\alpha) d\alpha$$

(...)

$$\Delta V_{C_b} = \frac{-\sqrt{I_b} \sqrt{-I_b + I_{pk} M} - 2I_b \arcsen\left(\frac{\sqrt{I_b}}{\sqrt{I_{pk} M}}\right) + I_{pk} M \arcsen\left(\frac{\sqrt{I_b}}{\sqrt{I_{pk} M}}\right)}{C_b \omega} \quad (48)$$

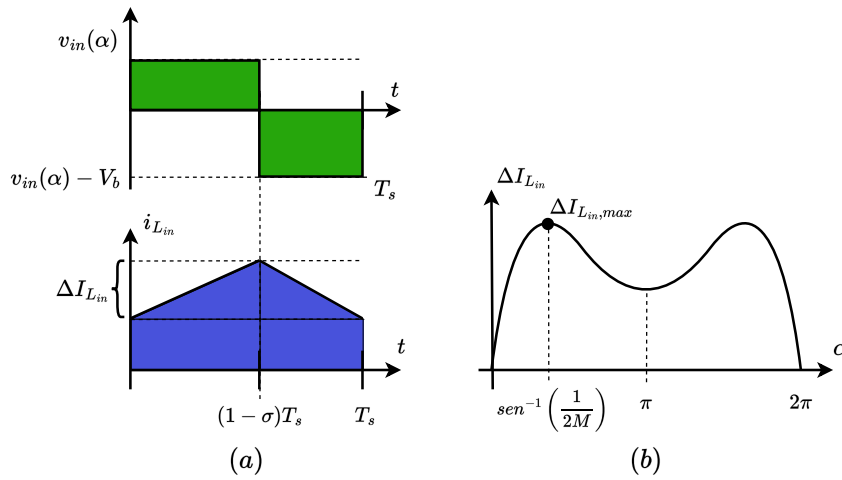
Reescrevendo a Eq. (48) obtém-se o valor de C_b necessário:

$$C_b = \frac{-\sqrt{I_b} \sqrt{-I_b + I_{pk} M} - 2I_b \arcsen\left(\frac{\sqrt{I_b}}{\sqrt{I_{pk} M}}\right) + I_{pk} M \arcsen\left(\frac{\sqrt{I_b}}{\sqrt{I_{pk} M}}\right)}{\Delta V_{C_b} \omega} \quad (49)$$

4.3.5 Ondulação da corrente no indutor

A partir das etapas 1 e 2 obtém-se as formas de onda apresentadas na Fig. 25.(a).

Figura 25 – Formas de onda da corrente no indutor. A subfigura (a) ilustra a variação da corrente no indutor ao longo do período de comutação. Observa-se que a ondulação ΔI_L depende do ângulo da rede. A subfigura (b) destaca o ponto de máxima variação de corrente, $\Delta I_{L,max}$.



Fonte: Autoria própria.

A partir da equação do indutor:

$$i_{L_{in}} = L_{in} \frac{di_{L_{in}}}{dt}$$

$$i_{L_{in}}(t) = \frac{V_{L_{in}}}{L_{in}} t + cte \quad (50)$$

Para $t = (1 - \sigma)T_s$:

$$\Delta I_{L_{in}} = \frac{v_{in}(\alpha)}{L_{in}} (1 - \sigma) T_s$$

$$\Delta I_{L_{in}} = \frac{v_{in}(\alpha)(1 - \sigma)}{f_s L_{in}}$$

$$\Delta I_{L_{in}}(\alpha) = \frac{V_{PK} \sin(\alpha)(1 - M \sin(\alpha))}{f_s L_{in}} \quad (51)$$

Percebe-se, a partir da Eq. (50), que $\Delta I_{L_{in}}$ depende do ângulo da rede. Portanto, o valor máximo será considerado para o cálculo da ondulação (ponto no qual $\frac{d\Delta I_{L_{in}}(\alpha)}{d\alpha} = 0$). O ponto de máxima variação de corrente está representado na Fig. 25.(b) como

$\Delta I_{L_{in},max}$ e corresponde a um ângulo α igual a $\arcsen\left(\frac{1}{2M}\right)$. Portanto:

$$\begin{aligned}\Delta I_{L_{in},max} &= \frac{V_{PK} \sin(\arcsen\left(\frac{1}{2M}\right))(1 - M \sin(\arcsen\left(\frac{1}{2M}\right)))}{f_s L_{in}} \\ \Delta I_{L_{in},max} &= \frac{V_{PK} \frac{1}{2M} (1 - M \frac{1}{2M})}{f_s L_{in}} \\ \Delta I_{L_{in},max} &= \frac{V_{PK} \frac{1}{2M} \frac{1}{2}}{f_s L_{in}} \\ \boxed{\Delta I_{L_{in},max} = \frac{V_{PK}}{4M L_{in} f_s}}\end{aligned}\quad (52)$$

Rearranjando a Eq. (52), obtém-se:

$$\boxed{L = \frac{V_{PK}}{4M \Delta I_{L_{in},max} f_s}}\quad (53)$$

Que fornece o valor de L_{in} necessário para garantir ondulação de corrente igual ou inferior à projetada.

Os cálculos complementares da [Seção 4.3](#) podem ser consultados no [Capítulo B](#).

4.3.6 Conclusão

As equações obtidas estão apresentadas na [Tabela 2](#) e servirão de base para o dimensionamento do conversor CA/CC. Na [Tabela 2](#) convencionou-se $\zeta = \arcsen\left(\frac{\sqrt{I_b}}{\sqrt{I_{pk}}\sqrt{M}}\right)$.

Tabela 2 – Definições das correntes média e eficaz que circulam pelos componentes, além dos valores de L_{in} e C_b em função da variação de tensão e corrente desejada.

Descrição	Variável	Valor
Corrente máxima no indutor	$I_{L_{in},M}$	I_{pk}
Corrente eficaz no indutor	$I_{L_{in},ef}$	$\frac{I_{pk}}{\sqrt{2}}$
Corrente média nos interruptores S_1 e S_2	$I_{S1,med}$	$I_{pk} \left(\frac{1}{\pi} - \frac{M}{4} \right)$
Corrente eficaz nos interruptores	$I_{S1,ef}$	$I_{pk} \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2M}{3\pi}}$
Corrente média nos diodos retificadores	$I_{D1,med}$	$\frac{M I_{pk}}{4}$
Corrente eficaz nos diodos retificadores	$I_{D1,ef}$	$I_{pk} \sqrt{\frac{2M}{3\pi}}$
Corrente média nos diodos antiparalelo	$I_{DS1,med}$	$\frac{I_{pk}}{2}$
Corrente eficaz nos diodos antiparalelo	$I_{DS1,ef}$	$\frac{I_{pk}}{2}$
Indutor da entrada	L_{in}	$\frac{V_{PK}}{4M \Delta I_{L_{in},max} f_s}$
Capacitor da saída	C_b	$\frac{-\sqrt{I_b} \sqrt{-I_b + I_{pk} M - 2I_b \zeta} + I_{pk} M \zeta}{\Delta V_{C_b} w}$

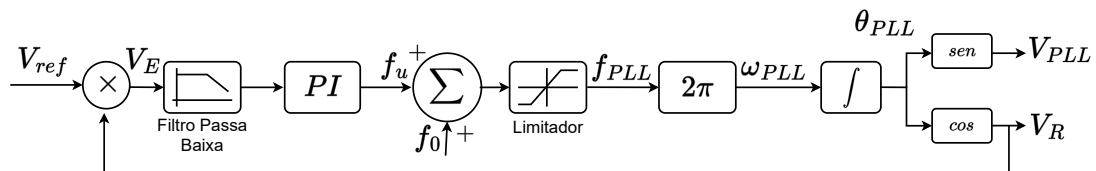
4.4 Controle

O Capítulo G apresenta uma visão geral do sistema a ser controlado, com a presença de dois blocos principais, um para cada estágio do sistema.

4.4.1 Phase Locked Loop (PLL)

Sabe-se que, em um conversor PFC, é preciso fornecer uma referência precisa da tensão na rede, porém apenas inserir a tensão da rede na referência não é o ideal, pois eventuais distorções na entrada podem afetar o desempenho do controle e aumentar a THD. Nesse sentido, utiliza-se o *PLL*, que permite gerar uma referência de alta qualidade a partir da leitura da tensão da rede. Um diagrama do sistema, adaptado de Rodycz e Teodoro (2022), é apresentado na Fig. 26. Para uma compreensão mais aprofundada do funcionamento do *PLL*, a definição e explicação detalhada dos símbolos descritos na Fig. 26 podem ser consultadas no trabalho.

Figura 26 – Representação do circuito PLL com filtro passa baixa, adotado nesse trabalho.



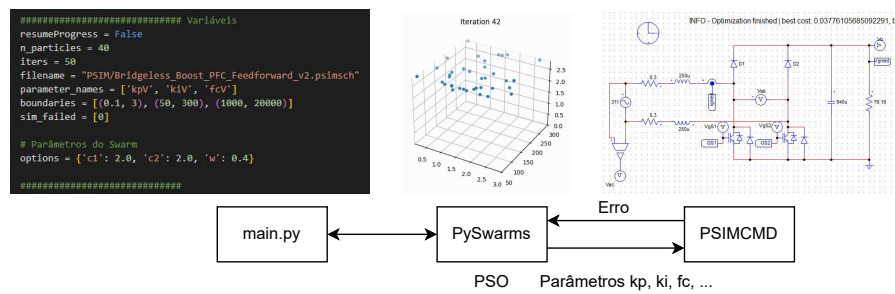
Fonte: Adaptado de Rodycz e Teodoro (2022).

4.4.2 Controle adotado e obtenção dos ganhos

A fim de garantir simplicidade de implementação e erro estacionário nulo em regime permanente, adotou-se um controlador proporcional integral (PI) em ambos os estágios.

Para obter os valores de K_p e K_i que controlam adequadamente os conversores, utilizou-se um software de otimização (Bigai, 2025) capaz de encontrar os ganhos de maneira iterativa. A partir da definição das variáveis e das condições de contorno, são obtidos os valores que minimizam o erro definido na simulação. A Fig. 27 destaca o funcionamento do sistema.

Figura 27 – Diagrama do software de otimização. O arquivo "main.py" faz uso da biblioteca *PySwarms*, que gera os parâmetros a serem simulados pelo PSIM. Com o *feedback* do erro (ou função custo) em cada simulação, é possível obter um controle otimizado.



Fonte: Autoria própria.

Por fim, adotou-se o método de Tustin na discretização do controle, tendo como base os valores do domínio contínuo obtidos através do *software*.

5 DIMENSIONAMENTO E SIMULAÇÃO DO PROTÓTIPO DE 2,1 KW

Neste capítulo, são abordados os seguintes aspectos do protótipo: i) contextualização do sistema e requisitos do *pack* de baterias; ii) modo de obtenção dos ganhos dos controladores; iii) especificações de cada estágio.

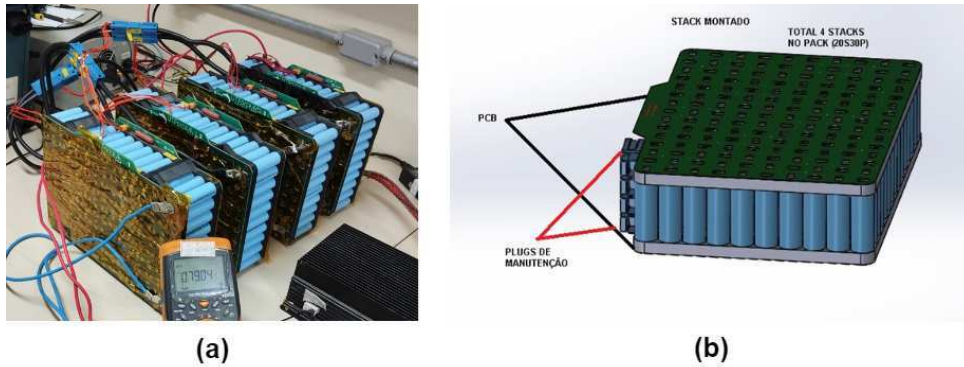
5.1 Contextualização

O *pack* de baterias da UTForce é composto por 4 *stacks* com configuração 5s30p conectados em série, totalizando 20 células em série com 30 em paralelo (configuração conhecida como 20s30p). A tensão em cada célula normalmente se encontra entre 3,0 V e 4,2 V. O intervalo de tensão adequado ao carregamento do *pack* está apresentado nas Eqs. (54) e (55).

$$V_{o,max} = 20 \cdot 4,2 \rightarrow V_{o,max} = 84V \quad (54)$$

$$V_{o,min} = 20 \cdot 3,0 \rightarrow V_{o,min} = 60V \quad (55)$$

Figura 28 – Baterias utilizadas pela UTForce: (a) 4 *stacks* montados em série; (b) Representação de um *stack*.



Fonte: Equipe UTForce.

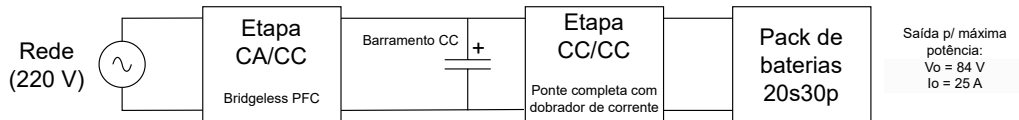
De acordo com o *datasheet* das células utilizadas (Jiangsu Tenpower Lithium Co., Ltd, 2022), recomenda-se uma corrente de até 1,4 A para um carregamento padrão (*standard*). Com essa informação calcula-se a corrente máxima de carregamento:

$$I_{o,max,teorico} = 30 \cdot 1400mA \rightarrow I_{o,max,teorico} = 42 A \quad (56)$$

Embora seja possível carregar o *pack* de baterias com 42 A, optou-se por limitar a corrente de carregamento em 25 A, considerando a corrente máxima suportada pela rede monofásica.

Desse modo, na Fig. 29 apresenta-se um diagrama de blocos do sistema proposto.

Figura 29 – Diagrama do carregador, composto por: i) etapa CA/CC, que retifica a tensão CA da entrada em $400 V_{CC}$; ii) capacitores entre os dois estágios, responsáveis pela estabilização da tensão no barramento; iii) etapa CC/CC, responsável por adaptar a tensão e corrente para o pack de baterias.



Fonte: Autoria própria.

5.2 Placa CC/CC

Nesta seção será desenvolvido o projeto da etapa CC/CC, considerando as equações obtidas na Seção 3.3 e as especificações de projeto.

5.2.1 Especificações e Projeto Físico dos Elementos Magnéticos

As especificações de projeto do conversor estão apresentadas na Tabela 3.

Tabela 3 – Requisitos de projeto do conversor CC/CC. Dentre eles pode-se destacar: variação da tensão de saída adequada à bateria; razão cíclica máxima próxima da unitária, a fim de maximizar o rendimento do conversor; baixa variação de tensão sobre a bateria, visando aumentar sua vida útil.

Descrição	Variável	Valor
Tensão de entrada (barramento CC)	V_i	400 V
Tensão de saída máxima	$V_{o,max}$	84 V
Tensão de saída mínima	$V_{o,min}$	60 V
Corrente de saída máxima	$I_{o,max}$	25 A
Frequência de comutação	f_s	50 kHz
Redução da razão cíclica aceitável	$\bar{I}_o'$	2%
Razão cíclica nominal máxima	D_{max}	90%
Variação da corrente na saída	$\Delta I_o, \%$	30%
Variação da tensão na saída	$\Delta V_o, \%$	1%

Fonte: Autoria própria.

A fim de facilitar o desenvolvimento do projeto, utilizou-se uma planilha de cálculo do software *SMath*, capaz de atualizar os valores de modo iterativo. Os cálculos do projeto estão apresentados no Capítulo A. Por meio da planilha, obtém-se o tempo de cada etapa, os valores de razão cíclica mínima e máxima e valores de C_o e L_o

adequados, além dos esforços de corrente nos semicondutores e indutores, variáveis usadas no projeto físico do conversor.

Cálculo do indutor ressonante L_r e dos valores L_o e C_o :

$$L_r = \frac{\bar{I}_o' \cdot V_i}{I_o' \cdot f_s} \rightarrow \boxed{L_r \approx 10 \text{ } \mu\text{H}} \quad (57)$$

$$L_{o,I\max} = \frac{V_{in}}{n f_s \Delta I_{o,\%} \frac{I_{o,\max}}{2}} \cdot q(1-q) \rightarrow \boxed{L_o = 259,8 \text{ } \mu\text{H}} \quad (58)$$

$$C_{o,I\min} = \frac{V_{in}}{16 f_s^2 n L_o \Delta V_{o,\%} V_{o,\min}} \cdot q(1-2q) \rightarrow \boxed{C_o = 3,849 \text{ } \mu\text{F}} \quad (59)$$

Tabela 4 – Esforços de corrente calculados nos semicondutores.

Variável	Corrente calculada (A)
$I_{s\text{pico}}$	7,1875
$I_{s1,s3,med}$	2,313
$I_{s2,s4,med}$	3,063
$I_{s,ef}$	4,390
$I_{dr\text{pico}}$	25,9236
$I_{dr\text{med}}$	12,500
$I_{dr\text{ef}}$	17,619

Fonte: Autoria própria.

O projeto físico do indutor de saída foi obtido a partir do valor da indutância L_o e das correntes máxima ($I_{L_o,M}$) e eficaz ($I_{L_o,ef}$). Os cálculos utilizados nesse desenvolvimento estão no [Capítulo B](#), com os principais resultados apresentados na [Tabela 5](#). Cabe ressaltar que, no total, são utilizados dois indutores idênticos: L_{o1} e L_{o2} . O desenvolvimento abaixo refere-se apenas a um indutor.

Tabela 5 – Principais resultados do projeto físico do indutor L_o . Essa configuração foi adotada na construção dos dois indutores, L_{o1} e L_{o2} .

Descrição	Variável	Valor
Núcleo escolhido	–	E55 IP12R
Número de espiras	N_e	30
Entreferro	$l_{entreferro}$	1,563 mm
Bitola do fio	–	22 AWG
Condutores em paralelo (litz)	n_{litz}	8
Perdas totais	P_{totais}	5,17 W

Fonte: Autoria própria.

Do mesmo modo, o projeto físico do indutor ressonante L_r foi elaborado. Os cálculos utilizados se encontram no [Capítulo C](#) e na [Tabela 6](#).

Por fim, no [Capítulo D](#) estão os cálculos relativos ao projeto físico do transformador, também calculado com base nos valores de corrente e indutância obtidos na planilha de cálculo do [Capítulo A](#). Os principais resultados estão na [Tabela 7](#)

Tabela 6 – Principais resultados do projeto físico do indutor L_r .

Descrição	Variável	Valor
Núcleo escolhido	–	E30/7IP12R
Número de espiras	N_e	10
Entreferro	$l_{entreferro}$	0,754 mm
Bitola do fio	d_{fio}	32 x 32 AWG
Condutores em paralelo (litz)	n_{litz}	2
Perdas totais	P_{totais}	0,607 W

Fonte: Autoria própria.**Tabela 7 – Principais resultados do projeto físico do transformador.**

Descrição	Variável	Valor
Núcleo escolhido	–	E65 IP12R
Relação de transformação	a	2
Número de espiras (primário)	N_{pri}	22
Número de espiras (secundário)	N_{sec}	11
Bitola do fio	d_{fio}	32 x 32 AWG
Condutores litz em paralelo (primário)	$n_{litz,pri}$	2
Condutores litz em paralelo (secundário)	$n_{litz,sec}$	3
Perdas totais	P_{totais}	12,01 W

Fonte: Autoria própria.

5.2.2 Simulação em malha aberta

Inicialmente, o conversor foi analisado em malha aberta com um *duty-cycle* fixo, permitindo a comparação entre os valores obtidos por simulação e aqueles previstos na análise matemática. Para validar as equações desenvolvidas, os resultados foram comparados com a simulação do circuito de potência no *software* PSIM. A Fig. 30 exibe o resultado da simulação e Tabela 8 apresenta a comparação entre os cálculos e as simulações.

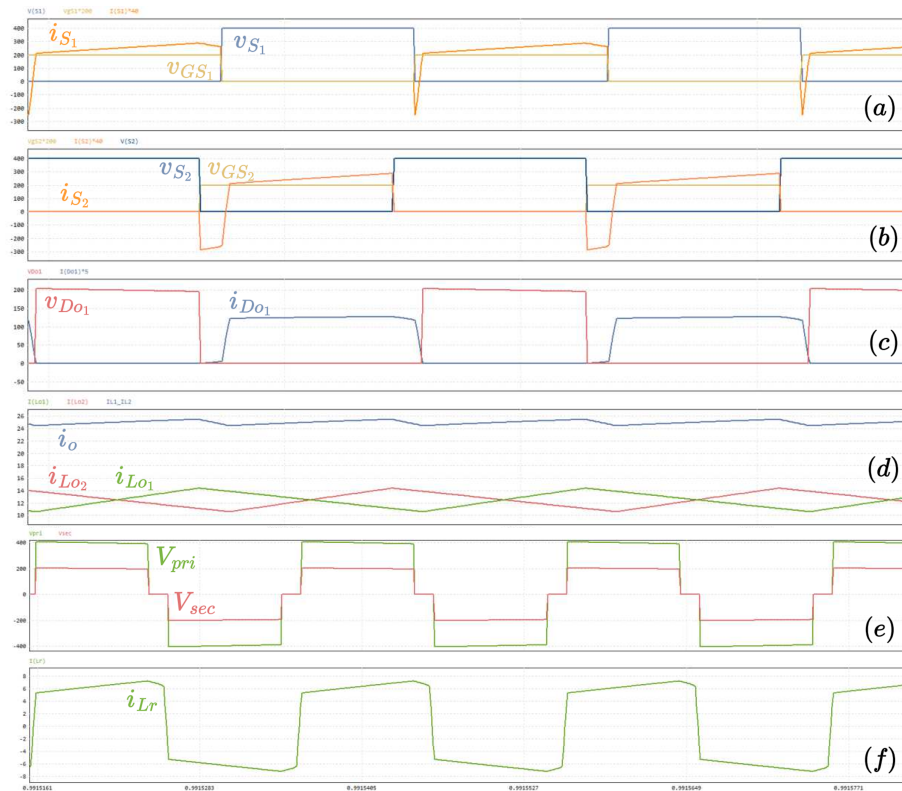
Tabela 8 – Comparação entre os valores calculados e simulados.

Variável	Corrente calculada (A)	Simulação (A)	Erro percentual
I_o	25	24,651	1,41%
$I_{s,pico}$	7,1875	7,156	0,44%
$I_{s1,s3,med}$	2,313	2,214	4,37%
$I_{s2,s4,med}$	3,063	3,026	1,22%
$I_{s,ef}$	4,390	4,402	0,27%
$I_{dr,pico}$	25,9236	25,480	1,71%
$I_{dr,med}$	12,500	12,489	0,09%
$I_{dr,ef}$	17,619	17,512	0,61%

Fonte: Autoria própria.

Da tabela anterior, destaca-se a proximidade da simulação com o previsto na teoria, comprovando a precisão da análise matemática.

Figura 30 – Simulação da placa CC/CC no software PSIM. Pode-se observar a similaridade das formas de onda simuladas com a análise matemática, com destaque para a modulação por deslocamento de fase em (a) e (b) e corrente no diodo retificador em (c). Em (d), verifica-se o fenômeno da soma das correntes nos dois indutores, que reduz a ondulação da corrente na saída. Além disso, em (e) é possível verificar o formato da tensão no primário do transformador V_{pri} e sua tensão refletida no secundário V_{sec} . Por fim, a subfigura (f) mostra a forma de onda da corrente I_{Lr} .

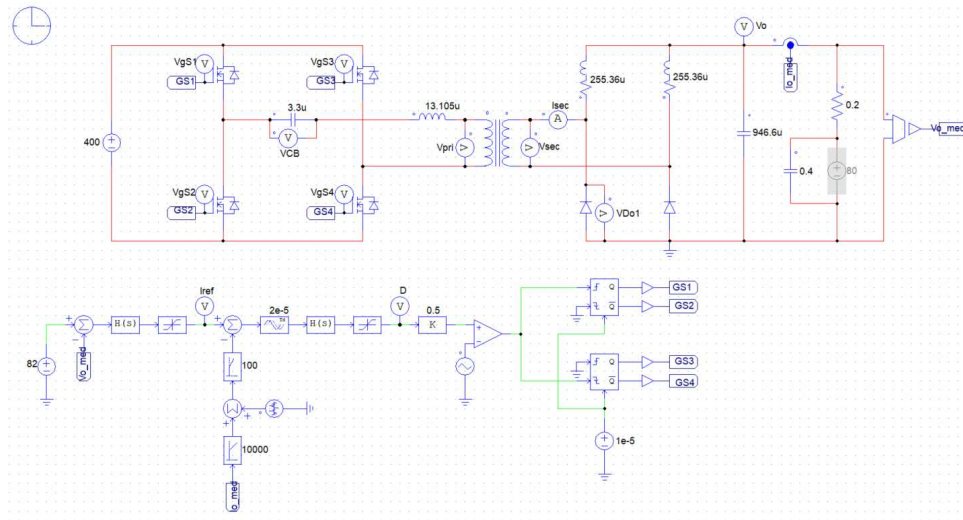


Fonte: Autoria própria.

5.2.3 Simulação em malha fechada

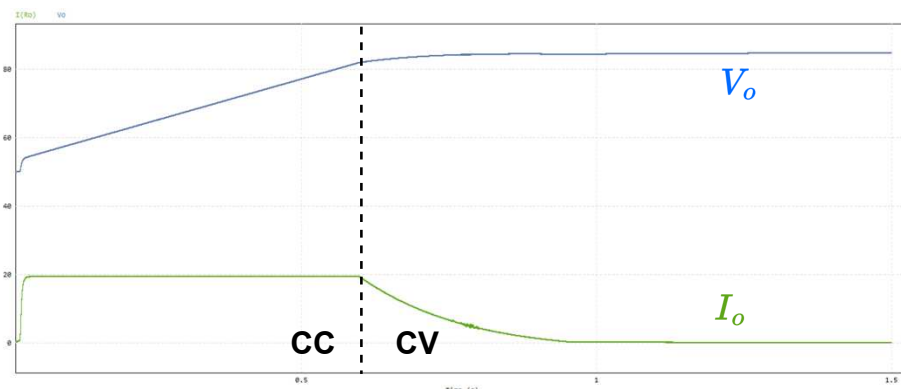
A fim de validar a viabilidade da etapa CC/CC em carregar adequadamente a bateria, realizou-se um teste em malha fechada, no qual a tensão e corrente de saída passam por uma malha de controle. O circuito elaborado se encontra na Fig. 31 e a forma de onda da tensão e corrente na bateria está apresentada na Fig. 32, comprovando a viabilidade do controle para essa aplicação.

Figura 31 – Simulação da placa CC/CC no software PSIM, em malha fechada.



Fonte: Autoria própria.

Figura 32 – A simulação da placa CC/CC demonstra a viabilidade do controle em operar tanto no modo de corrente constante (CC) quanto no modo tensão constante (CV).



Fonte: Autoria própria.

5.3 Placa CA/CC

5.3.1 Especificações e Projeto Físico dos Elementos Magnéticos

As especificações de projeto do conversor estão apresentadas na [Tabela 9](#).

Assim como na etapa CC/CC, utilizou-se uma planilha de cálculo do *SMath* para obter os esforços de tensão e corrente, além dos valores de C_o e L_{in} adequados. Os cálculos de projeto estão no [Capítulo E](#). Com base na planilha de cálculo, os principais resultados são apresentados nas [Tabelas 10 e 11](#).

Tabela 9 – Requisitos de projeto do conversor CA/CC. Nessa etapa, a tensão de entrada é igual a $220 V_{RMS}$ e a potência é limitada em $2,1 kW$, possibilitando carregamento na rede monofásica convencional.

Descrição	Variável	Valor
Potência de saída	P_o	2,1 kW
Tensão de entrada (rede CA)	V_{ac}	220 V
Tensão de saída (barramento CC)	$V_{o,bus}$	400 V
Frequência de comutação	f_s	50 kHz
Variação da corrente na saída	$\Delta I_{o,\%}$	30%
Variação da tensão na saída	$\Delta V_{o,\%}$	2,5%

Fonte: Autoria própria.

Tabela 10 – Esforços de corrente calculados nos semicondutores, além das ondulações de corrente e tensão sobre o indutor e capacitor de saída, respectivamente.

Variável	Valor calculado
$I_{L,M}$	14,9311 A
$I_{L,ef}$	9,5455 A
$I_{S,med}$	1,672 A
$I_{S,ef}$	3,9343 A
$I_{D,med}$	2,625 A
$I_{D,ef}$	5,4844 A
$I_{DS,med}$	4,297 A
$I_{DS,ef}$	6,7497 A
ΔI_L	4,0498 A
ΔV_{C_o}	10 V

Fonte: Autoria própria.

Tabela 11 – Principais resultados do projeto físico do indutor de entrada (estágio CA/CC.)

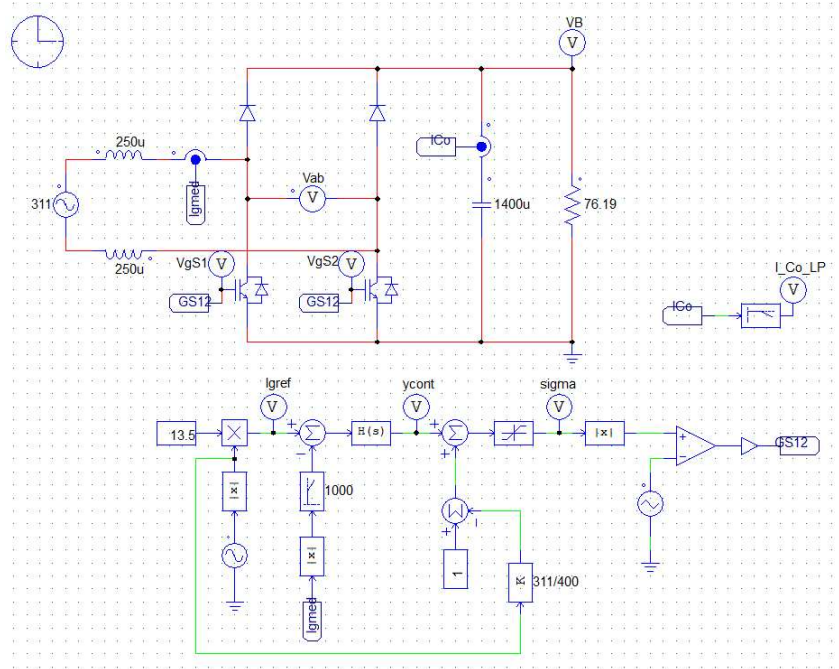
Descrição	Variável	Valor
Núcleo escolhido	–	EE42 – 21 – 20(IP12R)
Número de espiras	N_e	44
Entreferro	$l_{entreferro}$	2,3355 mm
Bitola do fio	d_{fio}	22AWG
Condutores em paralelo	n_p	6
Perdas totais	P_{totais}	8,86 W

Fonte: Autoria própria.

5.3.2 Simulação

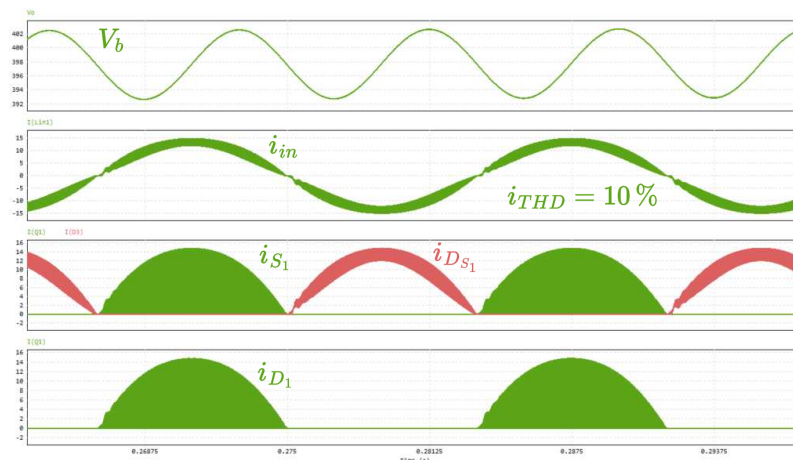
Nesse conversor não é possível efetuar a simulação em malha aberta devido à necessidade de operar com PFC. Por esse motivo, realizou-se apenas o teste em malha fechada. Na Fig. 33 é apresentado o circuito construído a fim de simular o comportamento do conversor. A Fig. 34 apresenta o resultado da simulação.

Figura 33 – Simulação da placa CA/CC no software PSIM.



Fonte: Autoria própria.

Figura 34 – Formas de onda simulada nos principais componentes.



Fonte: Autoria própria.

Além das formas de onda, os resultados numéricos da simulação foram registrados e seus valores estão apresentados na [Tabela 12](#), na qual é realizada a comparação entre o valor calculado a partir da análise matemática e o resultado da simulação, além do erro percentual de cada variável.

Da [Tabela 12](#), percebe-se que a maioria dos valores simulados coincidem com o cálculo teórico.

Tabela 12 – Comparação entre os valores calculados e simulados.

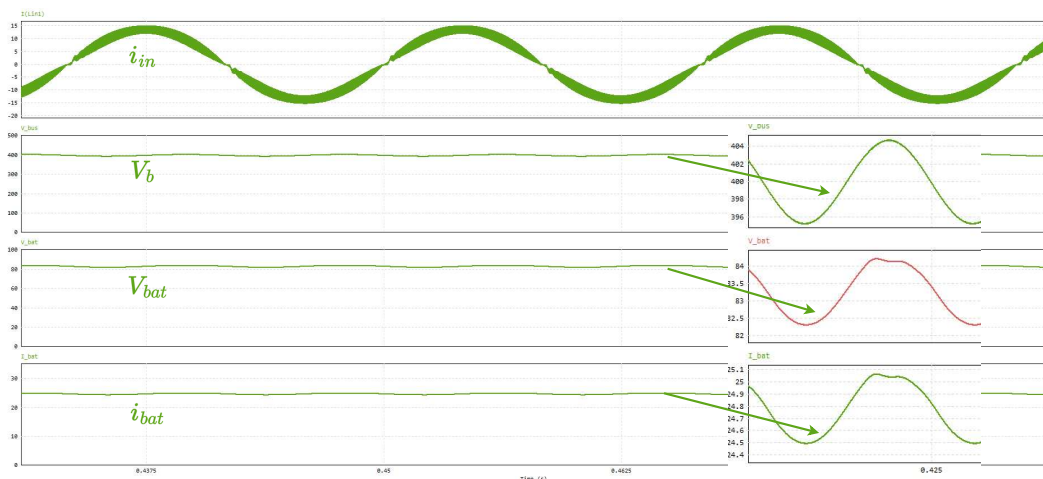
Variável	Valor calculado	Resultado da simulação	Erro percentual
$I_{L,M}$	14,9311 A	14,720 A	1,41%
$I_{L,ef}$	9,5455 A	9,599 A	0,56%
$I_{S,med}$	1,672 A	1,6904 A	1,10%
$I_{S,ef}$	3,9343 A	3,9908 A	1,43%
$I_{D,med}$	2,625 A	2,609 A	0,61%
$I_{D,ef}$	5,4844 A	5,4879 A	0,06%
$I_{DS,med}$	4,297 A	4,301 A	0,09%
$I_{DS,ef}$	6,7497 A	6,788 A	0,57%
ΔI_L	4,0498 A	3,9155 A	3,31%
ΔV_{C_o}	10 V	10,1682 V	1,68%

Fonte: Autoria própria.

5.4 Simulação dos dois estágios

Para verificar as características do sistema ao ligar ambos os estágios, realizou-se uma simulação com o sistema completo, com atuação das malhas de controle e simulação dos filtros e atrasos. O Capítulo H apresenta o diagrama simulado. As principais formas de onda estão na Fig. 35.

Figura 35 – Formas de onda simuladas nos principais componentes. Com relação aos resultados da simulação: i_{in} apresenta uma forma de onda próxima da senoidal e em fase com a tensão de entrada, garantindo alto fator de potência; V_b apresenta frequência fundamental de 120 Hz, duas vezes maior que a frequência da rede; V_{bat} e I_{bat} apresentam baixa oscilação, garantindo um fornecimento de energia adequado à bateria.



Fonte: Autoria própria.

Observa-se que as malhas de controle operaram adequadamente em simulação. A tensão i_{in} apresenta uma forma de onda próxima da senoidal e em fase com a tensão de entrada da rede, garantindo elevado fator de potência. A tensão V_b exibe uma

frequência de oscilação de 120 Hz (dobro da frequência da rede). Além disso, tanto a tensão V_{bat} quanto a corrente I_{bat} apresentam baixa oscilação, assegurando um fornecimento estável de energia à bateria. Conclui-se que a conexão dos dois estágios é viável e será capaz de cumprir os objetivos desse trabalho.

5.5 Conclusão

Nesse capítulo foram efetuados o dimensionamento e a simulação do protótipo a ser construído. As simulações em malha aberta validaram a análise teórica e a simulação em malha fechada comprovou a possibilidade de carregamento adequado e alto fator de potência na entrada.

Em suma, os parâmetros dimensionados nesse capítulo permitem a seleção dos elementos semicondutores e magnéticos disponíveis comercialmente, permitindo assim a construção do sistema proposto.

6 CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO DE 2,1 KW E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são apresentados os resultados dos dois estágios, construídos de acordo com o discutido no [Capítulo 5](#). Inicialmente, foram escolhidos os dispositivos semicondutores capazes de operar adequadamente, seguidos do projeto dos circuitos auxiliares. Em seguida, as placas de circuito impresso foram projetadas e construídas, de acordo com os requisitos dos componentes. Por fim, foram realizados ensaios de rendimento e distorção harmônica total, a fim de verificar as características operacionais do conversor.

6.1 Escolha dos dispositivos semicondutores

A seleção dos dispositivos semicondutores foi realizada com base nos valores máximos de corrente e tensão apresentados na [Tabela 13](#). Para garantir a confiabilidade e segurança do sistema, os componentes escolhidos devem suportar, com margem adequada, as condições de operação do conversor.

Tabela 13 – Valores calculados para dimensionamento dos semicondutores.

Etapa	Elemento	I_{med} calculada	I_{pico} calculada	V_{pico} calculada
CC/CC	S_1 e S_3	2,31 A	7,19 A	400 V
	S_2 e S_4	3,06 A	7,19 A	400 V
	D_1 e D_2	2,31 A	25,9 A	400 V
CA/CC	S_1 e S_2	1,672 A	14,93 A	400 V
	D_{S_1} e D_{S_2}	4,297 A	14,93 A	400 V
	D_1 e D_2	2,625 A	14,93 A	400 V

Fonte: Autoria própria.

Os dispositivos semicondutores selecionados, bem como seus parâmetros extraídos dos *datasheets*, estão apresentados nas [Tabelas 14 a 17](#).

Tabela 14 – Parâmetros do MOSFET IPW65R095C7 (Infineon) para o estágio CC/CC.

Parâmetro	Símbolo	Valor (datasheet)	Valor requerido
Tensão máxima de dreno-fonte	$V_{(BR)DSS}$	650 V	400 V
Corrente contínua (100°C)	I_D	15 A	3,06 A
Corrente de pico	$I_{D,pulse}$	100 A	7,19 A

Fonte: (Infineon Technologies, 2013).

Tabela 15 – Parâmetros do diodo STTH6006W (STMicroelectronics) para o estágio CC/CC.

Parâmetro	Símbolo	Valor (datasheet)	Valor requerido
Tensão reversa máxima	V_{RRM}	600 V	400 V
Corrente média direta	$I_{F(AV)}$	60 A	12,5 A
Corrente de pico	I_{FSM}	400 A	25,92 A

Fonte: (STMicroelectronics, 2012).

Tabela 16 – Parâmetros do IGBT IKW30N60H3 (Infineon) para o estágio CA/CC.

Parâmetro	Símbolo	Valor (datasheet)	Valor requerido
Tensão máxima coletor-emissor	V_{CE}	600 V	400 V
Corrente contínua (100°C)	I_C	30 A	1,672 A
Corrente de pico	I_{CM}	120 A	14,72 A

Fonte: (Infineon Technologies, 2018).

Tabela 17 – Parâmetros do diodo HFA15TB60 (Vishay) para o estágio CA/CC.

Parâmetro	Símbolo	Valor (datasheet)	Valor requerido
Tensão reversa máxima	V_{RRM}	600 V	400 V
Corrente média direta	$I_{F(AV)}$	15 A	2,625 A
Corrente de pico	I_{FSM}	200 A	14,72 A

Fonte: (Vishay Semiconductors, 2016).

Observa-se que os componentes escolhidos apresentam margens de segurança consideráveis em relação aos valores de projeto. Tal característica garante robustez ao sistema, que pode operar adequadamente mesmo em condições de sobrecarga momentânea ou transitórios.

6.2 Circuitos auxiliares

6.2.1 Instrumentação

Para garantir a operação adequada do sistema, é fundamental incluir sensores de medição. Tais componentes realizam a leitura dos parâmetros críticos da operação dos conversores, proporcionando o carregamento adequado das baterias, por meio das malhas de controle. Para este sistema, os parâmetros são: corrente e tensão da entrada CA (rede); tensão e corrente da saída do carregador (conectado à bateria). As subseções a seguir descrevem os sensores utilizados e os cálculos necessários para que os mesmos operem corretamente.

6.2.1.1 Leitura da corrente na bateria

Para medir a corrente na saída do conversor, utiliza-se o sensor de corrente LAH 50-P, capaz de medir correntes de até 50 A (LEM International SA, 2023). Este sensor emprega o efeito Hall em malha fechada, possibilitando a medição de corrente contínua, além de garantir a isolamento entre os circuitos de potência e controle. De acordo com o datasheet do componente:

Tabela 18 – Informações do *datasheets* do sensor de corrente.

Descrição	Variável	Valor
Corrente nominal (primário)	I_{PN}	50 A
Relação de espiras	$\frac{N_P}{N_S}$	1 : 2000
Tensão de alimentação	U_c	$\pm 12 \dots 15$ V

Fonte: Adaptado de LEM International SA (2023).

O sensor utilizado possui uma relação de espiras de 1:2000, resultando em uma redução de 2000 vezes no valor da corrente no secundário comparada à corrente primária. Considerando a corrente máxima de projeto, tem-se:

$$I_{p_{max}} = 25 \text{ A} \rightarrow I_{s_{max}} = \frac{25}{2000} \rightarrow I_{s_{max}} = 12,5 \text{ mA} \quad (60)$$

Para essa corrente, a tensão na saída deve ser no máximo 8 V. Assim, o valor do resistor R_{LAH} é calculado como:

$$R_{LAH} = \frac{8V}{12,5mA} = 640\Omega \rightarrow \boxed{R_{LAH}^* = 680 \Omega} \quad (61)$$

Utilizando uma aproximação comercial de 680 ohms, a tensão máxima é:

$$V_{LAH,max}^* = 680\Omega \cdot 12,5 \text{ mA} \rightarrow \boxed{V_{LAH,max}^* = 8,5 \text{ V}} \quad (62)$$

6.2.1.2 Leitura da corrente na entrada CA

Para a medição da corrente na entrada CA, utiliza-se o mesmo sensor apresentado anteriormente (LAH 50-P). Recalculando:

$$I_{CA,max} = 13,5 \text{ A} \rightarrow I_{CA,max} = \frac{13,5}{2000} \rightarrow I_{CA,max} = 6,75 \text{ mA} \quad (63)$$

Novamente é definido um valor de 8 V. Assim, o valor do resistor R_{LAH} é:

$$R_{LAH} = \frac{8V}{6,75mA} = 1,185 \text{ k}\Omega \rightarrow \boxed{R_{LAH}^* = 1,2 \text{ k}\Omega} \quad (64)$$

Com o valor aproximado comercialmente, haverá uma tensão máxima de:

$$V_{LAH,max}^* = 1,2k\Omega \cdot 6,75mA \rightarrow \boxed{V_{LAH,max}^* = 8,1 \text{ V}} \quad (65)$$

6.2.1.3 Leitura da tensão na bateria

Para medir a tensão de saída do conversor CC/CC, é necessário reduzir a tensão do barramento de saída para a faixa adequada de medição. Para esses casos, é utilizado um divisor resistivo. A saída de tensão é dada por:

$$V_{med} = V_o \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (66)$$

A tensão máxima V_o é 84 V. Definindo $V_{med} = 8V$, obtém-se:

$$\frac{V_o}{V_{med}} = \frac{84}{8} = 10,5 \rightarrow \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 10,5 \quad (67)$$

Arbitrando um valor de $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ e considerando a equação 67 tem-se:

$$\frac{R_1 + 10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} = 10,5 \rightarrow R_1 = 95 \text{ k}\Omega \rightarrow R_1^* = 82 \text{ k}\Omega \quad (68)$$

Calculando a tensão máxima na saída com o valor comercial aproximado:

$$V_{med,max} = V_o \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_1} = 84 \cdot \frac{10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 82 \text{ k}\Omega} \quad (69)$$

$$V_{med,max} = 9,130 \text{ V} \quad (70)$$

É comum utilizar um capacitor em paralelo com R_2 para filtrar sinais de alta frequência. Normalmente, projeta-se para uma frequência de corte uma década abaixo da frequência de comutação:

$$f_{cut} = \frac{f_s}{10} = 5 \text{ kHz} \quad (71)$$

Seguindo a prática usual em projetos de conversores, a escolha de $f_{cut} = f_s/10$ visa garantir atenuação suficiente das componentes de comutação (Erickson; Maksimovic, 2001).

Em um divisor resistivo, a frequência de corte ocorre quando $X_{C1} = R_1 // R_2$. Nesse caso,

$$R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

é a resistência equivalente da associação em paralelo de R_1 e R_2 . Assim,

$$X_{C1} = R_1 // R_2 \implies C_{filtro} = \frac{1}{2\pi f_{cut} (R_1 // R_2)} = 3,571 \text{ nF}. \quad (72)$$

Adotando um valor comercial aproximado:

$$C_{filtro}^* = 3,3 \text{ nF} \quad (73)$$

6.2.1.4 Leitura da tensão no barramento CC

Refazendo os cálculos da Seção 6.2.1.3:

Definido $V_{bus} = 400\text{ V}$ e $V_{med} = 8\text{ V}$, obtém-se:

$$\frac{V_o}{V_{med}} = \frac{400}{8} = 50 \rightarrow \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 50 \quad (74)$$

Novamente arbitrando um valor de $R_2 = 10\text{ k}\Omega$ e considerando a equação 74 tem-se:

$$\frac{R_1 + 10\text{ k}\Omega}{10\text{ k}\Omega} = 50 \rightarrow R_1 = 490\text{ k}\Omega \rightarrow R_1^* = 470\text{ k}\Omega \quad (75)$$

Calculando a tensão máxima na saída com o valor comercial aproximado:

$$V_{med,max} = V_o \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_1} = 400 \cdot \frac{10\text{ k}\Omega}{10\text{ k}\Omega + 470\text{ k}\Omega} \quad (76)$$

$$V_{med,max} = 8,333\text{ V} \quad (77)$$

Adiciona-se um capacitor em paralelo com R_2 , como feito na Seção 6.2.1.3:

$$C_{filtro}^* = 3,3\text{ nF} \quad (78)$$

6.2.2 Circuitos de acionamento

Para acionar os interruptores deve-se utilizar circuitos de acionamento (*drivers*). Para esse projeto são utilizados 2 *drivers* modelo DRO100D25A (driver isolado duplo) para a placa CC/CC e um *driver* DRO100S25A (*driver* isolado simples) para a placa CA/CC, da marca Supplier (Supplier Indústria e Comércio de Eletro-Eletrônicos, 2025).

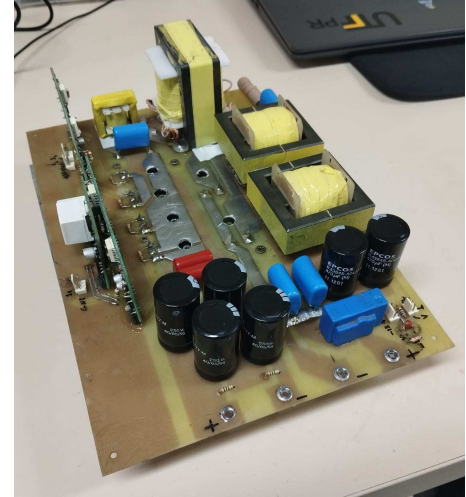
6.3 Montagem das placas de circuito impresso (PCBs)

Ao todo, foram projetadas e fabricadas duas PCBs, uma para cada estágio do sistema. A montagem das placas teve como base o desenvolvimento teórico realizado nos capítulos anteriores. Apresenta-se, no Capítulo F o esquemático e *layout*, tanto da placa CC/CC quanto da placa CA/CC. Por fim, a Fig. 36 mostra as duas PCBs montadas.

Figura 36 – PCBs montadas a partir do projeto apresentado no Capítulo F. (a): estágio CA/CC do conversor, que é ligado à rede $220 V_{rms}$ e produz uma saída constante de $400 V$ para o barramento CC; (b): estágio CC/CC, que é conectado à saída do circuito anterior e, fazendo uso do barramento alimentado pelo primeiro estágio, produz uma saída com tensão e corrente variável capaz de chegar a $2,1 kW$. Nessa etapa ocorre o isolamento por meio do transformador, além do controle de carregamento da bateria.



(a)



(b)

Fonte: Autoria própria.

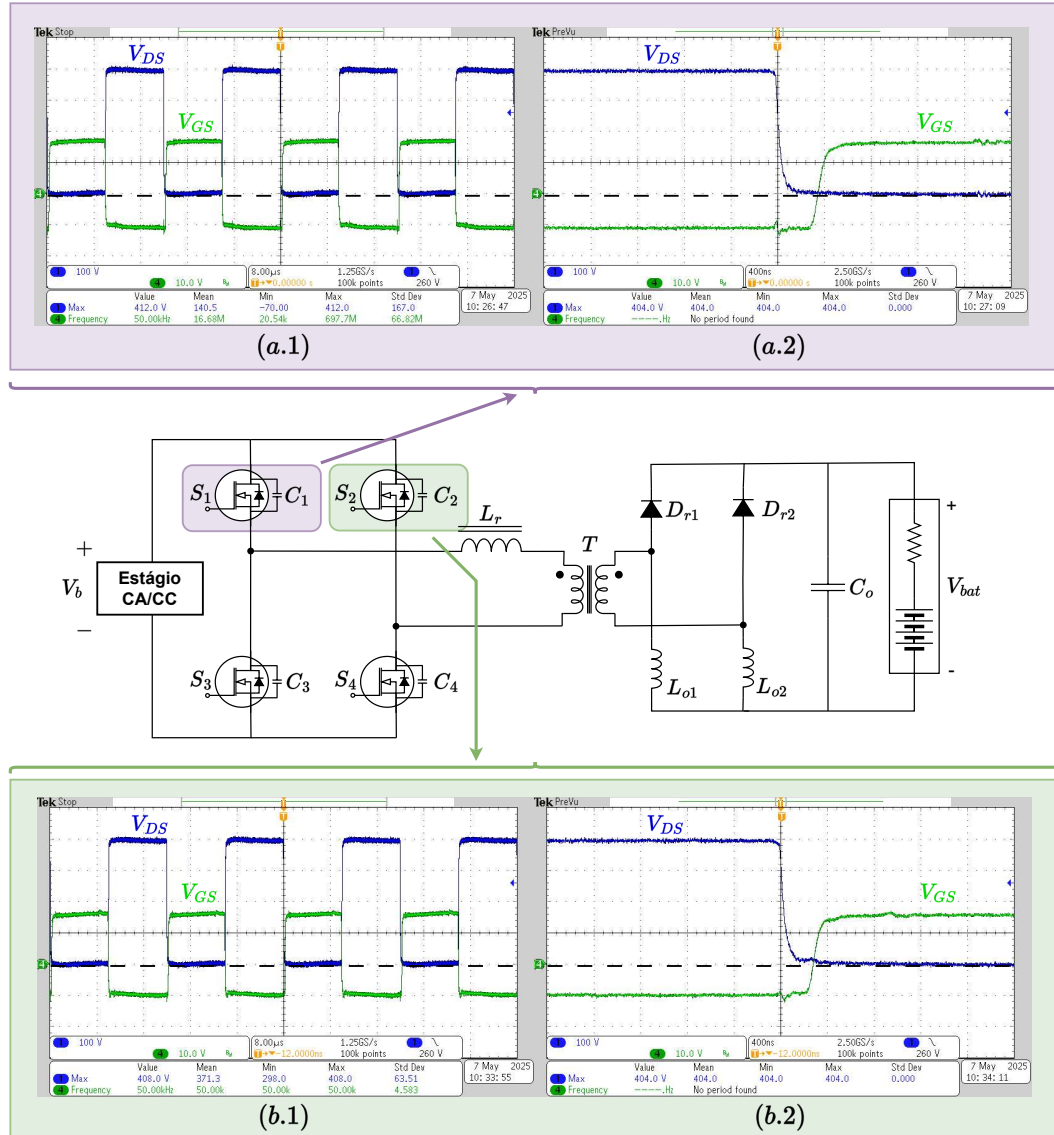
6.4 Ensaio do estágio CC/CC

Para verificar o funcionamento adequado do estágio CC/CC, o circuito é colocado em funcionamento e o mesmo é conectado a um osciloscópio, de modo a permitir a visualização das formas de onda nos componentes. A Fig. 37 ilustra como foi realizada a medição dos pulsos em S_1 e S_2 . A forma de onda em S_3 e S_4 é simétrica a estas e, portanto, foi omitida.

Na Fig. 37 é possível verificar o funcionamento com comutação suave: observa-se que V_{DS} decresce até atingir um valor próximo de zero, antes que V_{GS} ative a condução do interruptor. Esse resultado comprova que o conversor é capaz de operar com ZVS, de acordo com o esperado na análise teórica do conversor.

A Fig. 38.(a) mostra a medição sobre os diodos retificadores: observa-se a atuação do circuito grampeador, que limita a tensão máxima sobre os diodos. Além disso, nas Fig. 38.(b.1) e Fig. 38.(b.2) são apresentados os valores de corrente e tensão na entrada e na saída, respectivamente.

Figura 37 – Formas de onda obtidas experimentalmente, com destaque aos sinais de V_{DS} e V_{GS} . As Figuras (a.1) e (b.1) correspondem aos interruptores S_1 e S_2 , respectivamente. As Figuras (a.2) e (b.2) mostram as mesmas formas de onda, mas com maior detalhamento do efeito da comutação suave.

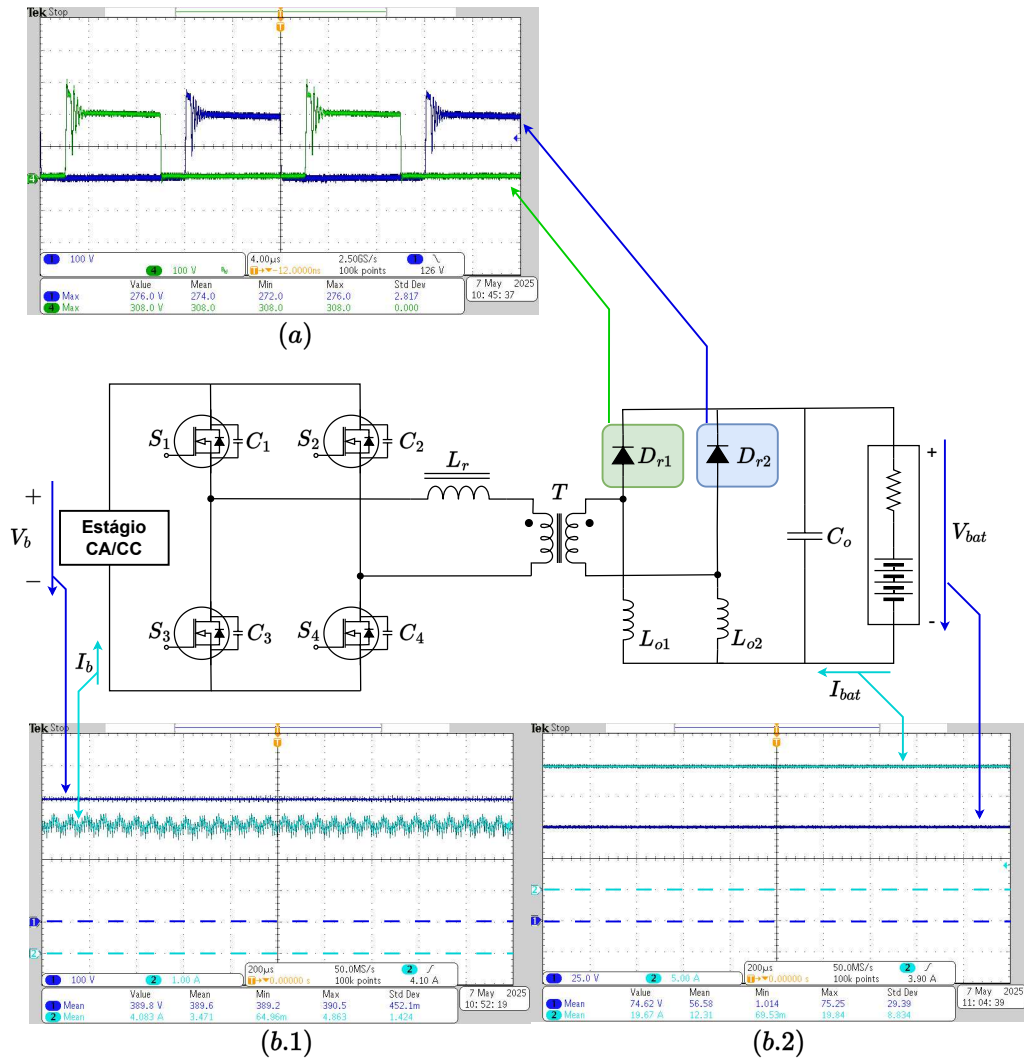


Fonte: Autoria própria.

6.5 Ensaio do estágio CA/CC

Do mesmo modo que no estágio anterior, realizaram-se medições na placa do estágio CA/CC por meio da utilização de um osciloscópio. A Fig. 39 apresenta os resultados obtidos.

Figura 38 – Resultados obtidos experimentalmente. Pode-se observar: (a): medição da tensão sobre os diodos retificadores; (b.1): medição da corrente e tensão na entrada do conversor; (b.2): medição da corrente e tensão na saída (bateria).



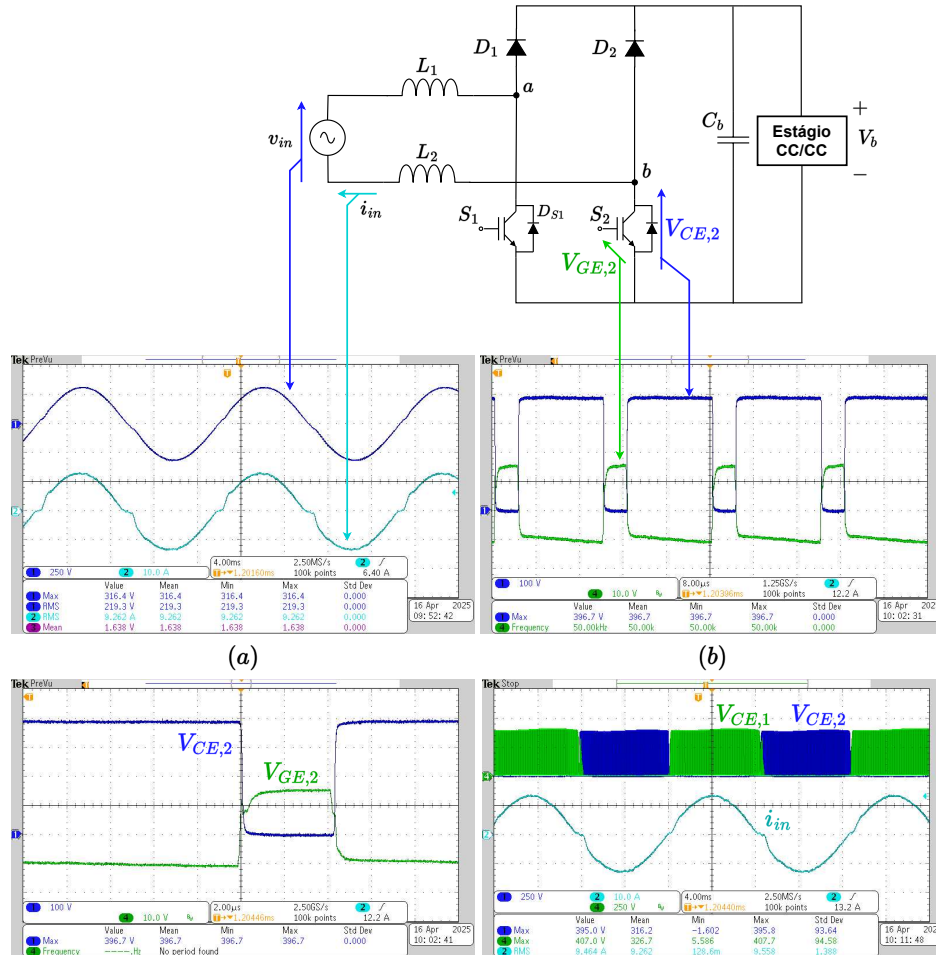
Fonte: Autoria própria.

6.6 Ensaios globais: rendimento e THD

Para verificar o rendimento do conversor, ambos os estágios foram conectados a um analisador de energia. Os resultados obtidos são apresentados na Fig. 40. A queda de rendimento em baixa potência ocorre porque as perdas fixas passam a representar uma parcela relativamente maior, quando comparada à potência de saída.

Com o circuito ainda conectado ao analisador de energia, obtiveram-se também os resultados de distorção harmônica total (THD) do conversor. A alta distorção para valores de potência reduzidos era prevista e justifica-se pelo fato de que a otimização do controle foi realizada em potência próxima da nominal. Outro fator que contribuiu

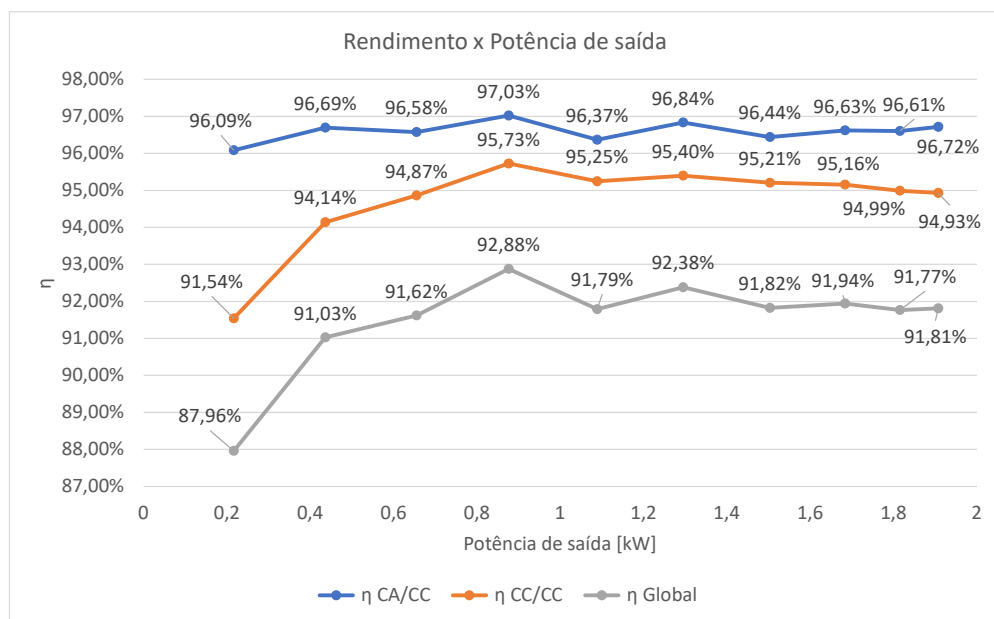
Figura 39 – Resultados experimentais da placa CA/CC. Com relação às subfiguras, tem-se: (a): tensão e corrente na entrada, evidenciando a atuação do PLL no controle da corrente em fase com a tensão; (b): tensões porta-emissor ($V_{GE,2}$) e coletor-emissor ($V_{CE,2}$); (c): maior detalhamento das formas de onda $V_{CE,2}$ e $V_{GE,2}$; (d): sinais $V_{CE,1}$ e $V_{CE,2}$ em baixa frequência (próxima de 60 Hz), evidenciando a atuação de um interruptor a cada semiciclo da rede.



Fonte: Autoria própria.

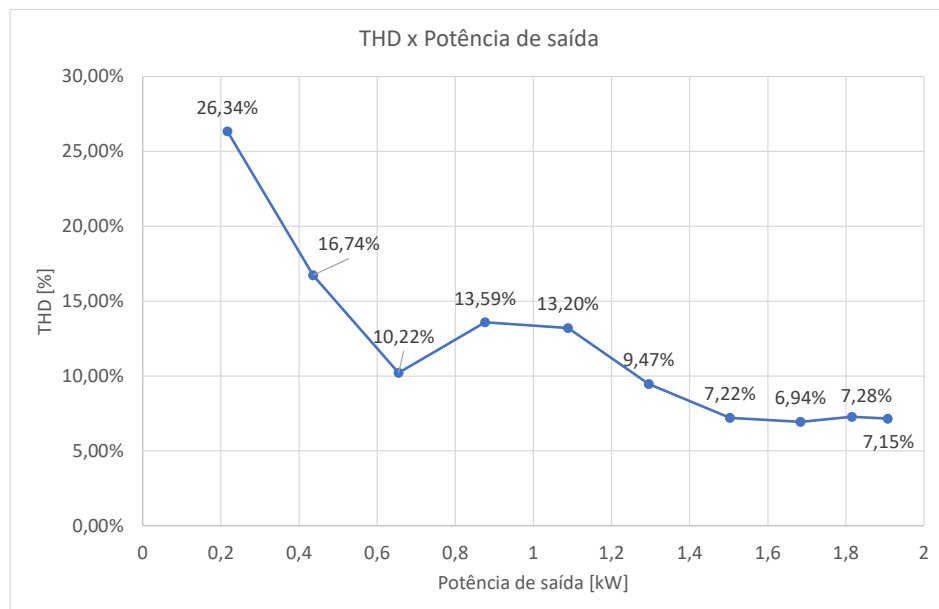
para o aumento da THD foi a ligação do sistema: a fim de simular o comportamento do conversor em um cenário prático, o mesmo foi conectado diretamente à rede de distribuição, que possuía harmônicos em torno de 2,3 % no momento do ensaio.

Figura 40 – Resultados dos ensaios de rendimento dos dois estágios e do sistema como um todo. Pode-se observar, em potências de saída superiores a 400 W, rendimentos superiores a 91 % considerando os dois estágios.



Fonte: Autoria própria.

Figura 41 – Distorção harmônica total do sistema. Observa-se um aumento da *THD* em casos de baixa potência, devido ao ajuste das malhas de controle.



Fonte: Autoria própria.

7 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou a análise, o dimensionamento, a simulação, a construção e os resultados experimentais de um sistema de duplo estágio para carregamento de baterias, com potência nominal de 2,1 kW. No primeiro estágio, empregou-se a topologia *Bridgeless PFC*, que assegura alto fator de potência e elevado rendimento. No segundo estágio, foi adotada a topologia *Phase-Shifted Full Bridge* com dobrador de corrente no secundário, garantindo isolamento galvânico, comutação suave e capacidade de fornecer tensão ajustável entre 0 e 84 V.

A modelagem matemática possibilitou a definição precisa dos componentes conforme as equações e tabelas apresentadas. As simulações em malha aberta e fechada, realizadas no software PSIM, confirmaram a coerência entre a análise teórica e o comportamento do conversor. Após a construção e os ensaios do protótipo, observou-se comutação suave e rendimento acima de 91% para uma ampla faixa de potência de saída. Além disso, a *THD* manteve-se abaixo da simulada para potências próximas da nominal.

7.1 Trabalhos Futuros

A fim de ampliar a aplicabilidade e aprimorar o desempenho do sistema, sugerem-se os seguintes trabalhos:

- Utilização de topologia integrada: Efetuar a análise e implementação de um conversor integrado, que dispensa o barramento CC;
- Otimização térmica: Efetuar análise térmica dos conversores, a fim de reduzir o volume e melhorar a densidade de potência;
- Aprimoramento do controle digital: Explorar algoritmos de controle preditivo ou por inteligência artificial, visando menor *THD*;
- Integração com o *BMS*: Desenvolver comunicação entre o carregador e o sistema de gerenciamento de bateria por meio da rede CAN do *BMS*, permitindo assim um controle de carregamento ainda mais preciso e robusto;
- Implementação de proteções adicionais: Integrar circuitos de proteção ao sistema, visando garantir a segurança em aplicações práticas e durante usos prolongados, evitando possíveis acidentes.

- Validação em condições reais de uso: Realizar testes de carregamento prolongados, avaliando a confiabilidade do sistema em um cenário real.

7.2 Considerações Finais

Conclui-se que o protótipo é capaz de operar com uma potência de 2,1 kW e atende aos requisitos da equipe, revelando-se uma solução eficiente e viável para o carregamento do *pack* de baterias da UTForce. Com base nos valores iniciais estabelecidos, como uma tensão de entrada de 220 V_{rms} e uma corrente de saída máxima de 25 A, a simulação e os experimentos apresentaram resultados que confirmam o bom desempenho do conversor. Assim, esse estudo fornece uma base sólida tanto para aplicações práticas dentro da equipe quanto para futuros aprimoramentos em carregadores de baterias.

REFERÊNCIAS

AMER, Mohammed et al. Electric vehicles: Battery technologies, charging standards, AI communications, challenges, and future directions. **Energy Conversion and Management: X**, v. 24, p. 100751, 2024. ISSN 2590-1745. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ecmx.2024.100751>. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2590174524002290>.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE VEÍCULOS ELÉTRICOS. **Associação Brasileira de Veículos Elétricos**. [S. l.: s. n.], 2024. Disponível em: <https://abve.org.br/bi-geral/>.

AULAKH, Anantpreet. **EV Charging Power Topologies Design Guidebook**. [S. l.: s. n.], 2024. Acessado em: 4 fev. 2025. Disponível em: https://assets.wolfspeed.com/uploads/2024/01/Wolfspeed_PRD-08367_EV_Charging_Power_Topologies_Design_Guidebook_Application_Note.pdf.

BAI, Haoyu; MI, Chris. Comparison and evaluation of different DC/DC topologies for plug-in hybrid electric vehicle chargers. **International Journal of Power Electronics**, Inderscience, v. 4, n. 2, p. 123–133, 2012.

BATTERY UNIVERSITY. **BU-407: Charging Nickel–Cadmium**. 2021a. Disponível em: <https://batteryuniversity.com/article/bu-407-charging-nickel-cadmium>. Acesso em: 21 abr. 2025.

BATTERY UNIVERSITY. **BU-408: Charging Nickel–Metal Hydride**. 2021b. Disponível em: <https://batteryuniversity.com/article/bu-408-charging-nickel-metal-hydride>. Acesso em: 21 abr. 2025.

BATTERY UNIVERSITY. **Charging Lead Acid**. 2023. Disponível em: <https://batteryuniversity.com/article/bu-403-charging-lead-acid>. Acesso em: 15 out. 2023.

BAUDRY, P. et al. Lithium polymer battery development for electric vehicle application. **Journal of Power Sources**, v. 68, n. 2, p. 432–435, 1997. DOI: 10.1016/S0378-7753(97)02646-3.

BIGAI, Mário. **otimizacao-python-psim**. [S. l.]: GitHub, 2025. <https://github.com/mariobigai/otimizacao-python-psim>.

CHELLAPPAN, Salil. **A Comparative Analysis of Topologies for a Bridgeless-Boost PFC Circuit**. [S. l.], 2018. (Analog Design Journal, SLYT750). Application Note. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/an/slyt750/slyt750.pdf>. Acesso em: 19 mar. 2025.

CLIMATE CHANGE (IPCC), Intergovernmental Panel on. **Climate Change 2021: The Physical Science Basis**. Cambridge: Cambridge University Press, 2021. Contribution of Working Group I to the Sixth Assessment Report of the IPCC. Disponível em: <https://www.ipcc.ch/report/ar6/wg1/>.

ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIC, Dragan. **Fundamentals of Power Electronics**. [S. l.]: Kluwer Academic Publishers, 2001.

FATECLOG. Desafios no Carregamento de Baterias de Veículos Elétricos no Brasil. Versão portuguesa. **Fateclog**, 2023.

FVEAA. **J1772 / OpenEVSE**. [S. l.: s. n.], 2024. Acessado em: 2025-02-03. Disponível em: https://www.fveaa.org/fb/J1772_386.pdf.

GAO, Yulin et al. High-Energy Batteries: Beyond Lithium-Ion and Their Long Road to Commercialisation. **Nano-Micro Letters**, v. 14, n. 1, p. 94, abr. 2022. DOI: 10.1007/s40820-022-00844-2. Disponível em: <https://doi.org/10.1007/s40820-022-00844-2>.

HAWKINS, Troy R. et al. Comparative Environmental Life Cycle Assessment of Conventional and Electric Vehicles. **Journal of Industrial Ecology**, v. 17, n. 1, p. 53–64, 2013. DOI: 10.1111/jiec.12011. Disponível em: <https://doi.org/10.1111/jiec.12011>.

INFINEON TECHNOLOGIES. **IKW30N60H3 IGBT Datasheet**. [S. l.: s. n.], 2018. Disponível em: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon- IKW30N60H3-DataSheet-v02_02-EN.pdf?fileId=db3a3043266237920126bc80c5f041c9.

INFINEON TECHNOLOGIES. **IPP65R095C7 CoolMOS Power Transistor Datasheet**. [S. l.: s. n.], 2013. Disponível em: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPP65R095C7-DS-v02_00-en.pdf?fileId=db3a30434208e5fd014209e8c8600334.

INTERNATIONAL ENERGY AGENCY (IEA). **Global EV Outlook 2022: Securing Clean Energy Transitions**. Paris: International Energy Agency, 2022. Disponível em: <https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2022>.

JIANGSU TENPOWER LITHIUM CO., LTD. **TP-INR18650-29HE Product Datasheet**. [S. l.: s. n.], 2022. Disponível em: <https://www.tenpowercell.com/wp-content/uploads/2022/12/TP-INR18650-29HE-Product-Datasheet-v1.4-Beta.pdf>. Acesso em: 24 set. 2024.

LEM INTERNATIONAL SA. **Current Transducer LAH 50-P - Datasheet**. [S. l.], mar. 2023.

MAX. **Using the CC/CV Method to Charge LiPo Batteries**. [S. l.: s. n.], nov. 2023. SkyRC Blog. Disponível em: <https://www.skyrc.com/blog/using-the-cc-cv-method-to-charge-lipo-batteries>. Acesso em: 15 out. 2023.

MOSCHOPOULOS, Gerry. **SECONDARY-SIDE IMPLEMENTATIONS IN ISOLATED DC-DC CONVERTERS**. [S. l.]: IEEE, 2024. p. 82–101. (DC-DC Converter Topologies: Basic to Advanced). Capítulo 5. DOI: [10.1002/9781119612490.ch5](https://doi.org/10.1002/9781119612490.ch5).

PATIL, R.; UGALE, R. T. Comparative Study of Single-phase Power Factor Correction Topologies for Electric Vehicle Battery Charger Based on Boost Converter. In: 2022 IEEE Conference on Interdisciplinary Approaches in Technology and Management for Social Innovation (IATMSI). Gwalior, India: [s. n.], 2022. p. 1–5. DOI: [10.1109/IATMSI56455.2022.10119337](https://doi.org/10.1109/IATMSI56455.2022.10119337). Disponível em: <https://doi.org/10.1109/IATMSI56455.2022.10119337>.

PIERCZYNSKI, Boguslaw. On the Low Temperature Performance of Nickel-Metal Hydride (NiMH) Batteries. **International Journal of Electrochemical Science**, v. 6, p. 860–866, abr. 2011. ISSN 1452-3981. Disponível em: <http://www.electrochemsci.org/papers/vol6/6040860.pdf>.

RENAULT GROUP. The Different Types of Electric Car Batteries. **Renault Group Magazine**, 2019. Disponível em: <https://www.renaultgroup.com/en/magazine/energy-and-motorization/the-different-types-of-electric-car-batteries/>. Acesso em: 15 abr. 2025.

RITCHIE, Hannah; ROSER, Max. **Greenhouse Gas Emissions by Sector**. [S. l.: s. n.], 2025. Accessed on: January 2025. Disponível em: <https://ourworldindata.org/emissions-by-sector>.

RODYCZ, Helder Mariano; TEODORO, Stefany Huendy. **Análise e Projeto de PLLs Monofásicos para Interligação de Inversores à Rede Elétrica**. [S. l.: s. n.], 2022. Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Ponta Grossa. Orientador: Prof. Dr. Eloi Agostini Junior. Disponível em: <https://repositorio.utfpr.edu.br/jspui/bitstream/1/30585/1/pllsinterligacaoredeeletrica.pdf>.

SAE INTERNATIONAL. Formula SAE Rules 2024. Versão inglesa. **FSAEOnline.com**, 2024.

SAFAYATULLAH, Md et al. A Comprehensive Review of Power Converter Topologies and Control Methods for Electric Vehicle Fast Charging Applications. **IEEE Access**, v. 10, p. 40753–40793, 2022. DOI: [10.1109/ACCESS.2022.3166935](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3166935). Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3166935>.

SCOTT-CLARK. **The Complete Guide to Lithium vs. Lead Acid Batteries.**

[S. l.: s. n.], 2024. Disponível em: <https://www.scott-clark.com/blog/the-complete-guide-to-lithium-vs-lead-acid-batteries/>. Acesso em: 12 abr. 2025.

SHEN, Weixiang; VO, Thanh Tu; KAPOOR, A. Charging Algorithms of Lithium-Ion Batteries: An Overview. In: 2012 7th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA). Singapore: [s. n.], 2012. p. 1567–1572. DOI: 10.1109/ICIEA.2012.6360973.

SHIELDEN CHANNEL. **Baterias de níquel-cádmio: vantagens, desvantagens e aplicações.** [S. l.: s. n.], 2024. Disponível em: <https://pt.shieldenchannel.com/blogs/portable-power-station/nickel-cadmium-battery>. Acesso em: 12 abr. 2025.

STA ELETRÔNICA. **Vantagens e Limitações das Baterias de Níquel Cádmio – NiCd.** [S. l.], 2024. Disponível em:

<https://www.sta-eletronica.com.br/artigos/baterias-recarregaveis/baterias-de-nicd/vantagens-e-limitacoes-das-baterias-de-niquel-cadmio-nicd>. Acesso em: 12 abr. 2025.

STMICROELECTRONICS. **PS ZVS FB converter.** Versão inglesa. [S. l.: s. n.], 2024.

<https://www.st.com/en/applications/power-supplies-and-converters/ps-zvs-fb-converter.html>.

STMICROELECTRONICS. **STTH6006W High Voltage Ultrafast Diode Datasheet.**

[S. l.: s. n.], 2012. Disponível em:

<https://www.st.com/resource/en/datasheet/stth6006w.pdf>.

SUPPLIER INDÚSTRIA E COMÉRCIO DE ELETRO-ELETRÔNICOS. **Drivers para IGBT e MOSFET.** 2025. Disponível em:

<https://www.supplier.ind.br/produtos/drivers-para-igbt-e-mosfet/>. Acesso em: 10 jun. 2025.

UNITED NATIONS. **Sustainable Development Goals: Goal 13.** [S. l.: s. n.], 2025.

Accessed on: January 2025. Disponível em: <https://sdgs.un.org/goals/goal13>.

VISHAY SEMICONDUCTORS. **HFA15TB60 Ultrafast Diode Datasheet.** [S. l.: s. n.],

2016. Disponível em: <https://www.vishay.com/docs/96191/vs-hfa15tb60-m3.pdf>.

WIKIMEDIA COMMONS. **18650 and 21700 lithium ion battery cell.** [S. l.: s. n.], 2025.

Imagem disponibilizada sob a licença CC0 1.0 Universal Public Domain Dedication.

Disponível em: https://commons.wikimedia.org/wiki/File:18650_and_21700_lithium_ion_battery_cell.jpg. Acesso em: 10 abr. 2025.

WIKIMEDIA COMMONS. **Photo-CarBattery**. [S. l.: s. n.], 2005. Image of a car battery, uploaded to Wikimedia Commons under Creative Commons Attribution-Share Alike 3.0 Unported license. Disponível em: <https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Photo-CarBattery.jpg>. Acesso em: 10 abr. 2025.

WORLD HEALTH ORGANIZATION (WHO). **Air Pollution and Child Health: Prescribing Clean Air**. Geneva: World Health Organization, 2018. Disponível em: <https://www.who.int/publications/i/item/air-pollution-and-child-health>.

ZHOU, Dong et al. Polymer Electrolytes for Lithium-Based Batteries: Advances and Prospects. **Chem**, v. 5, n. 9, p. 2326–2344, 2019. DOI: [10.1016/j.chempr.2019.05.009](https://doi.org/10.1016/j.chempr.2019.05.009).

APÊNDICE A — PLANILHA DE CÁLCULO DO ESTÁGIO CC/CC

Carregador UTForce - Etapa CC/CC - PSFB

1) Especificações

$V_i := 400 \text{ V}$	Tensão de entrada (barramento CC)
$V_{o_{max}} := 84 \text{ V}$	Tensão de saída máxima da bateria
$V_{o_{min}} := 60 \text{ V}$	Tensão de saída mínima da bateria
$I_{o_{max}} := 25 \text{ A}$	Corrente de saída máxima
$f_s := 50 \text{ kHz}$	frequência de comutação
$I_{o_{norm}} := 2 \%$	Redução na razão cíclica
$D_{max} := 0,9$	Razão cíclica máxima
$\Delta I_{L_o} \% := 30 \%$	Variação da corrente no indutor
$\Delta C_{o} \% := 1 \%$	Variação da tensão na saída

2) Cálculos preliminares:

$$\frac{n \cdot V_{o_{max}}}{V_i} := \frac{D}{2} - I_{o_{norm}}$$

Relação entre o ganho do conversor e a razão cíclica

$$V_o' := n V_o$$

Tensão média na saída refletida no primário do transformador

$$q_{max} := \frac{D_{max}}{2} - I_{o_{norm}} = 0,43$$

Máximo ganho de tensão do conversor

$$n := \left(q_{max} \right) \cdot \frac{V_i}{V_{o_{max}}} = 2,0476$$

Relação de transformação (projetada para V_{o_max})

Recalculando para n igual a 2 $n := 2$

$$q_{max} := \frac{V_{o_{max}} \cdot n}{V_i} = 0,42$$

$$q_{min} := \frac{V_{o_{min}} \cdot n}{V_i} = 0,3$$

$$D_{max} := \left(q_{max} + I_{o_{norm}} \right) \cdot 2 = 0,88$$

$$I_{o'_{max}} := \frac{I_{o_{max}}}{n} = 12,5 \text{ A}$$

Duração das etapas:

$$t_1 := (1 - D) \cdot \frac{T}{2}$$

$$t_4 := N \cdot \frac{T}{4}$$

$$t_3 := t_4$$

$$t_5 := (D - N) \cdot \frac{T}{2}$$

3.1) Dimensionamento do indutor ressonante (Lr):

$$L_r := \frac{I_{O_{norm}} \cdot V_i}{f_s \cdot I_{O'_{max}}} = 1,28 \cdot 10^{-5} \text{ H}$$

Aproximando: $L_r := 10 \text{ } \mu\text{H}$

Corrente eficaz:

$$I_{Lr,ef} := \text{maple} \left(\sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{T-4 \cdot t_3} \left(\frac{I_{O1}}{2} \right)^2 dt + 2 \cdot \left[\int_0^{t_3} \left(-\frac{I_{O1}}{2} \right) + \frac{t \cdot \frac{I_{O1}}{2}}{t_3} \right]^2 dt + \int_0^{t_4} \left(\frac{t \cdot \frac{I_{O1}}{2}}{t_4} \right)^2 dt \right]} \right) = \frac{\sqrt{I_{O1}^2 \cdot (N + 3 \cdot (1 - N))}}{\sqrt{12}}$$

Simplificando:

$$I_{Lr,ef} := \frac{I_{O1} \cdot \sqrt{9 - 6 \cdot N}}{6}$$

3.2) Dimensionamento do indutor de saída:

$$q := q_{max}$$

$$L_o := q \cdot (1 - q) \cdot \frac{V_i}{f_s \cdot n \cdot \Delta I_{Lo} \cdot \frac{I_{O_{max}}}{2}} = 259,8 \text{ } \mu\text{H}$$

$$\Delta I_{Lo} := \Delta I_{Lo\%} \cdot \frac{I_{O_{max}}}{2} = 3,75 \text{ A}$$

3.3) Dimensionamento do capacitor de saída:

$$q := q_{min}$$

$$C_o := \frac{q \cdot (1 - 2 \cdot q) \cdot V_i}{16 \cdot f_s^2 \cdot n \cdot L_o \cdot \Delta C_{o\%} \cdot V_{o_{min}}} = 3,8485 \text{ } \mu\text{F}$$

$$\Delta C_{o\%} \cdot V_{o_{min}} = 0,6 \text{ V}$$

3.4) Dimensionamento dos transistores:

Tensão máxima: $V_{s1,s2,s3,s4,max} := V_i$

Corrente média:

$$I_{s1,s3,med} := \text{maple} \left(\frac{1}{T} \cdot \left(\int_0^{t_1} \left(-\frac{I_{ol}}{2} \right) dt + \int_0^{t_3} \left(\left(-\frac{I_{ol}}{2} \right) + \frac{t \cdot \frac{I_{ol}}{2}}{t_3} \right) dt + \int_0^{t_4} \frac{t \cdot \frac{I_{ol}}{2}}{t_4} dt + \int_0^{t_5} \frac{I_{ol}}{2} dt \right) \right) = \frac{I_{ol} \cdot (-1 + D + D - N)}{4}$$

$$I_{s2,s4,med} := \text{maple} \left(\frac{1}{T} \cdot \left(\int_0^{t_1} \frac{I_{ol}}{2} dt + \int_0^{t_3} \left(\left(-\frac{I_{ol}}{2} \right) + \frac{t \cdot \frac{I_{ol}}{2}}{t_3} \right) dt + \int_0^{t_4} \frac{t \cdot \frac{I_{ol}}{2}}{t_4} dt + \int_0^{t_5} \frac{I_{ol}}{2} dt \right) \right) = \frac{I_{ol} \cdot (1 - N)}{4}$$

Simplificando:

$$I_{s1,s3,med} := I_{ol} \cdot \frac{(2 \cdot D - 1 - N)}{4}$$

$$I_{s2,s4,med} := I_{ol} \cdot \frac{(1 - N)}{4}$$

Corrente eficaz:

$$I_{s1,s3,ef} := \text{maple} \left(\sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left(\int_0^{t_1} \left(-\frac{I_{ol}}{2} \right)^2 dt + \int_0^{t_3} \left(\left(-\frac{I_{ol}}{2} \right) + \frac{t \cdot \frac{I_{ol}}{2}}{t_3} \right)^2 dt + \int_0^{t_4} \left(\frac{t \cdot \frac{I_{ol}}{2}}{t_4} \right)^2 dt + \int_0^{t_5} \left(\frac{I_{ol}}{2} \right)^2 dt \right)} \right) = \frac{\sqrt{I_{ol}^2 \cdot (N + 3 \cdot (1 - N))}}{\sqrt{24}}$$

$$I_{s2,s4,ef} := \text{maple} \left(\sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left(\int_0^{t_1} \left(\frac{I_{ol}}{2} \right)^2 dt + \int_0^{t_3} \left(\left(-\frac{I_{ol}}{2} \right) + \frac{t \cdot \frac{I_{ol}}{2}}{t_3} \right)^2 dt + \int_0^{t_4} \left(\frac{t \cdot \frac{I_{ol}}{2}}{t_4} \right)^2 dt + \int_0^{t_5} \left(\frac{I_{ol}}{2} \right)^2 dt \right)} \right) = \frac{\sqrt{I_{ol}^2 \cdot (N + 3 \cdot (1 - N))}}{\sqrt{24}}$$

Simplificando:

$$I_{s1,s3,ef} := \frac{I_{ol} \cdot \sqrt{18 - 12 \cdot N}}{12}$$

$$I_{s2,s4,ef} := I_{s1,s3,ef}$$

3.5) Dimensionamento dos diodos retificadores:

$$I_{Dr,med} := \text{maple} \left(\frac{1}{T} \cdot \left(\int_0^{2 \cdot t_3} \frac{I_{ol}}{2 \cdot t_3} \cdot t dt + \int_0^{t_1 + t_5} I_{ol} dt + \int_0^{2 \cdot t_3} I_{ol} - \frac{t}{2 \cdot t_3} \cdot I_{ol} dt \right) \right) = \frac{I_{ol}}{2}$$

$$I_{Dr,ef} := \text{maple} \left(\sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left(\int_0^{2 \cdot t_3} \left(\frac{I_{ol}}{2 \cdot t_3} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{t_1 + t_5} I_{ol}^2 dt + \int_0^{2 \cdot t_3} \left(I_{ol} - \frac{t}{2 \cdot t_3} \cdot I_{ol} \right)^2 dt \right)} \right) = \frac{\sqrt{I_{ol}^2 \cdot (2 \cdot N + 3 \cdot (1 - N))}}{\sqrt{6}}$$

Simplificando:

$$I_{Dr,med} := \frac{I_{ol}}{2}$$

$$I_{Dr,ef} := I_{ol} \cdot \frac{\sqrt{18 - 6 \cdot N}}{6}$$

4) Cálculo numérico, a partir dos parâmetros de projeto:

$$D := D_{max}$$

$$N := I_{o_{norm}}$$

$$I_{o1} := I_{o'_{max}}$$

Nos interruptores:

$$V_{s1,s2,s3,s4,max} = 400 \text{ V}$$

$$I_{s1,s3,med} = 2,3125 \text{ A}$$

$$I_{s2,s4,med} = 3,0625 \text{ A}$$

$$I_{s1,s3,ef} = 4,3899 \text{ A}$$

$$I_{s2,s4,ef} = 4,3899 \text{ A}$$

$$I_{s1,s3,pico} := \frac{I_{o'_{max}}}{n} + \frac{\Delta I_{Lo}}{2 \cdot n} = 7,1875 \text{ A}$$

$$\Delta I_o := q \cdot (1 - 2 \cdot q) \cdot \frac{V_i}{n \cdot f_s \cdot L_o} = 1,8473 \text{ A}$$

Nos diodos retificadores:

$$I_{o1} := n \cdot I_{o'_{max}} \quad (\text{a corrente é multiplicada por } n)$$

$$I_{Dr,med} = 12,5 \text{ A}$$

$$I_{Dr,ef} = 17,6186 \text{ A}$$

$$V_{Dr,max} := \frac{V_i}{n} = 200 \text{ V}$$

$$I_{Dr,pico} := I_{o1} + \frac{\Delta I_o}{2} = 25,9236 \text{ A}$$

Em Lr:

$$I_{Lr,ef} = 12,4164 \text{ A}$$

$$I_{Lr,M} := \frac{I_{o'_{max}}}{2} = 6,25 \text{ A}$$

Em Lo:

$$I_{Lo,m} := \frac{I_{o_{max}}}{2} - \frac{\Delta I_{Lo}}{2} = 10,625 \text{ A}$$

$$I_{Lo,M} := \left(\frac{I_{o_{max}}}{2} + \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \right) = 14,375 \text{ A}$$

$$I_{Lo,ef} := \sqrt{\frac{I_{Lo,m}^2 + I_{Lo,m} \cdot I_{Lo,M} + I_{Lo,M}^2}{3}} = 12,5468 \text{ A}$$

6) Cálculos de perdas e eficiência do conversor

6.1) Perda nos mosfets (IPP65R095C7):

Parâmetros do datasheet:

$$R_{dson} := 0,095 \text{ ohm}$$

Perdas por condução:

$$P_{s1,s3,cond} := R_{dson} \cdot I_{s1,s3,ef}^2 = 7,3229 \text{ W}$$

$$P_{s2,s4,cond} := R_{dson} \cdot I_{s2,s4,ef}^2 = 7,3229 \text{ W}$$

$$P_{s,cond} := 2 \cdot P_{s1,s3,cond} + 2 \cdot P_{s2,s4,cond} = 29,2917 \text{ W}$$

Perdas por comutação:

Considerada negligível nesse caso, devido ao ZVS

Perdas totais:

$$P_S := P_{S,cond}$$

6.2) Perda nos diodos (STTH6006W):

Perdas por condução:

$$P_{D,cond} := 1,07 \text{ V} \cdot I_{Dr,med} + 0,006 \frac{\text{V}}{\text{A}} \cdot I_{Dr,ef}^2 = 15,2375 \text{ W}$$

Equação fornecida pelo fabricante.

Chaveamento: Desconsiderado $P_{D,off} := 0$

Perdas totais:

$$P_D := 2 \cdot (P_{D,cond} + P_{D,off}) = 30,475 \text{ W}$$

6.3) Perda nos elementos magnéticos:

As perdas em W já foram estimadas nas planilhas de cálculo do projeto físico de cada elemento. Os valores das perdas totais são:

6.3.1) Perda nos indutores de saída: $P_{Lo} := 5,17 \text{ W}$

6.3.2) Perda no transformador: $P_{Tr} := 12,014 \text{ W}$

6.3.3) Perda no indutor Lr: $P_{Lr} := 0,607 \text{ W}$

7.4) Eficiência do conversor:

$$P_{loss} := P_{Lr} + P_{Tr} + P_{Lo} + P_S + P_D = 77,5577 \text{ W}$$

$$P_o := V_{o,max} \cdot I_{o,max} = 2100 \text{ W}$$

$$\eta_{CC_CC} := \frac{P_o - P_{loss}}{P_o} = 96,3 \%$$

**APÊNDICE B — PROJETO FÍSICO DO
INDUTOR DE SAÍDA DO ESTÁGIO CC/CC (L_o)**

Projeto Físico dos Indutores L_{o1} e L_{o2} - Carregador UTForce

1. Especificações:

Indutância	$L_o := 255.36 \mu\text{H}$
Valor máximo de corrente	$I_{\text{pico}} := 14.27\text{A}$
Valor eficaz de corrente	$I_{\text{ef}} := 12.5\text{A}$
Ondulação de Corrente	$\Delta I_{L_o} := 3.72\text{A}$
Densidade de fluxo máximo	$B_{\text{max}} := 0.35\text{T}$
Densidade máxima de corrente	$J_{\text{max}} := 500 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$
Fator de utilização da área do núcleo	$k_w := 0.7$
Frequência de Comutação	$f_s := 50\text{kHz}$

2. Escolha do Núcleo:

$$A_e A_w := \frac{L_o \cdot I_{\text{pico}} \cdot I_{\text{ef}}}{B_{\text{max}} \cdot J_{\text{max}} \cdot k_w} \quad A_e A_w = 3.718 \cdot \text{cm}^4$$

Núcleo Escolhido: E55 IP12R

$$A_e := 3.53\text{cm}^2$$

$$A_w := 2.78\text{cm}^2$$

$$l_E := 3.34\text{cm}$$

3. Cálculo do Número de Espiras:

$$N_e := \text{ceil} \left(\frac{L_o \cdot I_{\text{pico}}}{B_{\text{max}} \cdot A_e} \right) \quad N_e = 30$$

$$B_{\text{max}} := \frac{L_o \cdot I_{\text{pico}}}{N_e \cdot A_e} \quad B_{\text{max}} = 0.344 \cdot \text{T}$$

4. Cálculo do entreferro:

$$l_{\text{entreferro}} := \frac{N_e^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e \cdot \left(10^{-2} \cdot \frac{\text{m}}{\text{cm}} \right)}{L_o} \quad l_{\text{entreferro}} = 1.563 \cdot \text{mm}$$

5. Cálculo da bitola do condutor:

$$T_{\max} := 100$$

$$\eta_w := 0.8$$

$$\rho_T := 17.9 \cdot 10^{-9} \cdot [1 + 0.0039(T_{\max} - 20)] \cdot \Omega \cdot \text{m}$$

$$\delta_w := \sqrt{\frac{\rho_T}{\pi \cdot \mu_0 \cdot f_s}}$$

$$\delta_w = 0.345 \cdot \text{mm}$$

Diâmetro do Fio:

$$D_{\text{fio}} := 2 \cdot \delta_w$$

$$D_{\text{fio}} = 0.069 \cdot \text{cm}$$

O condutor escolhido é o 22AWG.

$$d_w := 0.64 \text{mm}$$

$$d_{w_iso} := 0.71 \text{mm}$$

$$S_{\text{fio}} := 0.003255 \cdot \text{cm}^2$$

$$S_{\text{fioiso}} := 0.004013 \cdot \text{cm}^2$$

$$S_{\text{cobre}} := \frac{I_{\text{ef}}}{J_{\max}}$$

$$S_{\text{cobre}} = 0.025 \cdot \text{cm}^2$$

$$n_{\text{cond}} := \text{ceil}\left(\frac{S_{\text{cobre}}}{S_{\text{fio}}}\right)$$

$$n_{\text{cond}} = 8$$

6. Cálculo das Perdas:

6.1 Perdas no Cobre:

$$N_{\text{cam}} := \frac{N_e \cdot n_{\text{cond}} \cdot d_{w_iso}}{\eta_w \cdot l_E}$$

$$N_{\text{cam}} = 6.377$$

$$\rho_{\text{fio}} := \frac{\rho_T}{S_{\text{fio}}}$$

$$\rho_{\text{fio}} = 7.215 \times 10^{-4} \cdot \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

$$l_{\text{espira}} := 11.6 \text{cm}$$

$$l_{\text{fio}} := N_e \cdot l_{\text{espira}}$$

$$l_{\text{fio}} = 3.48 \text{m}$$

$$R_{\text{cc}} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot l_{\text{espira}} \cdot N_e}{n_{\text{cond}}}$$

$$R_{\text{cc}} = 0.031 \cdot \Omega$$

$$P_{\text{cobre}} := R_{\text{cc}} \cdot I_{\text{ef}}^2$$

$$P_{\text{cobre}} = 4.904 \cdot \text{W}$$

6.2 Perdas Magnéticas:

$$V_{\text{nucleo}} := 44 \text{ cm}^3 \quad k := 1.052 \frac{\text{W}}{\text{m}^3} \quad \alpha := 1.5 \quad \beta := 2.44$$

$$\Delta B := \frac{L_o \cdot \Delta I_{Lo}}{N_e \cdot A_e} \cdot \frac{1}{T} \quad \Delta B = 0.09$$

$$P_{\text{nucleo}} := k \cdot \left(\frac{f_s}{\text{Hz}} \right)^\alpha \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \Delta B \right)^\beta \cdot V_{\text{nucleo}} \quad P_{\text{nucleo}} = 0.266 \cdot W$$

6.3 Perdas Totais:

$$P_{\text{totais}} := P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}} \quad P_{\text{totais}} = 5.17 \cdot W$$

6.4 Resistência Térmica do Núcleo:

$$R_{t_{\text{nucleo}}} := 23 \cdot \frac{\text{K}}{\text{W}} \left(\frac{A_e A_w}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37} \quad R_{t_{\text{nucleo}}} = 9.88 \cdot \frac{\text{K}}{\text{W}}$$

6.5 Elevação de Temperatura:

$$\Delta T := (P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}}) R_{t_{\text{nucleo}}} \quad \Delta T = 51.075 \text{ K}$$

7. Possibilidade de Execução:

$$A_{w_min} := \frac{N_e \cdot S_{\text{fioiso}} \cdot n_{\text{cond}}}{k_w} \quad A_{w_min} = 1.376 \cdot \text{cm}^2$$

$$\text{Exec} := \frac{A_{w_min}}{A_w} \quad \text{Exec} = 0.495$$

**APÊNDICE C — PROJETO FÍSICO DO
INDUTOR RESSONANTE DO ESTÁGIO CC/CC (L_r)**

Projeto Físico do Indutor L_r - Carregador UTForce

1. Especificações:

Indutância	$L_r := 10\mu\text{H}$
Valor máximo de corrente	$I_{\text{pico}} := 7\text{A}$
Valor eficaz de corrente	$I_{\text{ef}} := 6.11\text{A}$
Ondulação de Corrente	$\Delta I_{L_o} := 14\text{A}$
Densidade de fluxo máximo	$B_{\text{max}} := 0.12\text{T}$
Densidade máxima de corrente	$J_{\text{max}} := 300 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$
Fator de utilização da área do núcleo	$k_w := 0.7$
Frequência de Comutação	$f_s := 50\text{kHz}$

2. Escolha do Núcleo:

$$A_e A_w := \frac{L_r \cdot I_{\text{pico}} \cdot I_{\text{ef}}}{B_{\text{max}} \cdot J_{\text{max}} \cdot k_w} \quad A_e A_w = 0.17 \cdot \text{cm}^4$$

Núcleo Escolhido: E30/7 IP12R

$$A_e := 0.6\text{cm}^2$$

$$A_w := 0.8\text{cm}^2$$

$$l_E := 1.7\text{cm}$$

3. Cálculo do Número de Espiras:

$$N_e := \text{ceil}\left(\frac{L_r \cdot I_{\text{pico}}}{B_{\text{max}} \cdot A_e}\right) \quad N_e = 10$$

$$B_{\text{max}} := \frac{L_r \cdot I_{\text{pico}}}{N_e \cdot A_e} \quad B_{\text{max}} = 0.117 \cdot \text{T}$$

4. Cálculo do entreferro:

$$l_{\text{entreferro}} := \frac{N_e^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e \cdot \left(10^{-2} \cdot \frac{\text{m}}{\text{cm}}\right)}{L_r} \quad l_{\text{entreferro}} = 0.754 \cdot \text{mm}$$

5. Cálculo da bitola do condutor:

$$T_{\max} := 100$$

$$\eta_w := 0.8$$

$$\rho_T := 17.9 \cdot 10^{-9} \cdot [1 + 0.0039(T_{\max} - 20)] \cdot \Omega \cdot \text{m}$$

$$\delta_w := \sqrt{\frac{\rho_T}{\pi \cdot \mu_0 \cdot f_s}}$$

$$\delta_w = 0.345 \cdot \text{mm}$$

Diâmetro do Fio:

$$D_{\text{fio}} := 2 \cdot \delta_w$$

$$D_{\text{fio}} = 0.069 \cdot \text{cm}$$

O condutor escolhido é o 32AWG.

$$d_w := 0.2 \text{mm}$$

$$d_{w_iso} := 0.24 \text{mm}$$

$$S_{\text{fio}} := 0.000320 \cdot \text{cm}^2$$

$$S_{\text{fioiso}} := 0.000459 \cdot \text{cm}^2$$

$$S_{\text{cobre}} := \frac{I_{\text{ef}}}{J_{\max}}$$

$$S_{\text{cobre}} = 0.02 \cdot \text{cm}^2$$

$$n_{\text{cond}} := \text{ceil}\left(\frac{S_{\text{cobre}}}{S_{\text{fio}}}\right)$$

$$n_{\text{cond}} = 64$$

$$n_{\text{litz}} := \text{ceil}\left(\frac{n_{\text{cond}}}{32}\right)$$

$$n_{\text{litz}} = 2$$

$$n_{\text{cond}} := 32 \cdot n_{\text{litz}}$$

$$n_{\text{cond}} = 64$$

6. Cálculo das Perdas:

6.1 Perdas no Cobre:

$$N_{\text{cam}} := \frac{N_e \cdot n_{\text{cond}} \cdot d_{w_iso}}{\eta_w \cdot l_E}$$

$$N_{\text{cam}} = 11.294$$

$$\rho_{\text{fio}} := \frac{\rho_T}{S_{\text{fio}}}$$

$$\rho_{\text{fio}} = 7.339 \times 10^{-3} \cdot \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

$$l_{\text{espira}} := 5.6 \text{cm}$$

$$l_{\text{fio}} := N_e \cdot l_{\text{espira}}$$

$$l_{\text{fio}} = 0.56 \text{m}$$

$$R_{cc} := \frac{\rho_{fio} \cdot l_{espira} \cdot N_e}{n_{cond}}$$

$$R_{cc} = 6.422 \times 10^{-3} \cdot \Omega$$

$$\Delta := \left(\frac{\pi}{4} \right)^{\frac{3}{4}} \cdot \frac{d_w}{\delta_w} \cdot \sqrt{\eta_w}$$

$$\Delta = 0.433$$

$$F_r := \Delta \cdot \left[\frac{e^{2\Delta} - e^{-2\Delta} + 2 \cdot \sin(2 \cdot \Delta)}{e^{2\Delta} + e^{-2\Delta} - 2 \cdot \cos(2 \cdot \Delta)} + \frac{2}{3} \cdot (N_{cam}^2 - 1) \cdot \frac{e^{\Delta} - e^{-\Delta} - 2 \cdot \sin(\Delta)}{e^{\Delta} + e^{-\Delta} + 2 \cdot \cos(\Delta)} \right]$$

$$F_r = 1.495$$

$$R_{ac} := F_r \cdot R_{cc}$$

$$R_{ac} = 9.602 \times 10^{-3} \cdot \Omega$$

$$P_{cobre} := R_{ac} \cdot I_{ef}^2$$

$$P_{cobre} = 0.358 \cdot W$$

6.2 Perdas Magnéticas:

$$V_{nucleo} := 4cm^3 \quad k := 1.052 \frac{W}{m^3} \quad \alpha := 1.5 \quad \beta := 2.44$$

$$\Delta B := 2 \cdot B_{max} \cdot \frac{1}{T}$$

$$\Delta B = 0.233$$

$$P_{nucleo} := k \cdot \left(\frac{f_s}{Hz} \right)^{\alpha} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \Delta B \right)^{\beta} \cdot V_{nucleo}$$

$$P_{nucleo} = 0.249 \cdot W$$

6.3 Perdas Totais:

$$P_{totais} := P_{cobre} + P_{nucleo}$$

$$P_{totais} = 0.607 \cdot W$$

6.4 Resistência Térmica do Núcleo:

$$Rt_{nucleo} := 23 \cdot \frac{K}{W} \left(\frac{A_e A_w}{cm^4} \right)^{-0.37}$$

$$Rt_{nucleo} = 30.176 \cdot \frac{K}{W}$$

6.5 Elevação de Temperatura:

$$\Delta T := (P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}}) R_{t_{\text{nucleo}}}$$

$$\Delta T = 18.325 \text{ K}$$

7. Possibilidade de Execução:

$$A_{w_min} := \frac{N_e \cdot S_{\text{fioiso}} \cdot n_{\text{cond}}}{k_w}$$

$$A_{w_min} = 0.42 \cdot \text{cm}^2$$

$$\text{Exec} := \frac{A_{w_min}}{A_w}$$

$$\text{Exec} = 0.525$$

APÊNDICE D — PROJETO FÍSICO DO TRANSFORMADOR DO ESTÁGIO CC/CC

Projeto Físico do Transformador - Carregador UTForce

1. Especificações:

Potência Aparente	$S_{\text{trafo}} := 2.25\text{kW}$
Valor eficaz de corrente no primário	$I_{\text{prief}} := 6.094\text{A}$
Valor eficaz de corrente no secundário	$I_{\text{secef}} := 12.5\text{A}$
Valor eficaz de tensão no primário	$V_{\text{prief}} := 368.4\text{V}$
Relação de Transformação	$a := 2.048$
Fluxo de indução máximo	$B_{\text{max}} := 0.16\text{T}$
Densidade máxima de corrente	$J_{\text{max}} := 450 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$
Fator de utilização da área do núcleo	$k_w := 0.7$
Frequência de Comutação	$f_s := 50\text{kHz}$

2. Escolha do Núcleo:

$$A_e A_w := \frac{V_{\text{prief}} \cdot I_{\text{prief}}}{2 \cdot f_s \cdot B_{\text{max}} \cdot J_{\text{max}} \cdot k_w}$$
$$A_e A_w = 4.454 \cdot \text{cm}^4$$

Núcleo Escolhido: E65 IP12R

$$A_e := 5.4\text{cm}^2$$

$$A_w := 3.94\text{cm}^2$$

$$l_c := 4.44$$

3. Cálculo do Número de Espiras:

$$N_{\text{pri}} := \text{ceil}\left(\frac{V_{\text{prief}}}{4 \cdot f_s \cdot B_{\text{max}} \cdot A_e}\right)$$

$$N_{\text{pri}} = 22$$

$$B_{\text{max}} := \frac{V_{\text{prief}}}{4 \cdot f_s \cdot N_{\text{pri}} \cdot A_e}$$

$$B_{\text{max}} = 0.155 \cdot \text{T}$$

$$N_{\text{sec}} := \text{ceil}\left(\frac{N_{\text{pri}}}{a}\right)$$

$$N_{\text{sec}} = 11$$

4. Cálculo da bitola do condutor:

$$T_{\text{max}} := 100$$

$$\eta_w := 0.8$$

$$\rho_T := 17.9 \cdot 10^{-9} \cdot [1 + 0.0039(T_{\max} - 20)] \cdot \Omega \cdot m$$

$$\delta_w := \sqrt{\frac{\rho_T}{\pi \cdot \mu_0 \cdot f_s}}$$

$$\delta_w = 0.345 \cdot mm$$

Diâmetro do Fio:

$$D_{fio} := 2 \cdot \delta_w$$

$$D_{fio} = 0.069 \cdot cm$$

O condutor escolhido é o 32AWG.

$$d_w := 0.20mm$$

$$d_{w_iso} := 0.24mm$$

$$S_{fio} := 0.000320 \cdot cm^2$$

$$S_{fioiso} := 0.000459 \cdot cm^2$$

$$S_{cobrepri} := \frac{I_{prief}}{J_{\max}}$$

$$S_{cobrepri} = 0.014 \cdot cm^2$$

$$n_{condpri} := \text{ceil}\left(\frac{S_{cobrepri}}{S_{fio}}\right)$$

$$n_{condpri} = 43$$

$$n_{litzpri} := \text{ceil}\left(\frac{n_{condpri}}{32}\right)$$

$$n_{litzpri} = 2$$

$$n_{condpri} := 32 \cdot n_{litzpri}$$

$$n_{condpri} = 64$$

$$S_{cobresec} := \frac{I_{secef}}{J_{\max}}$$

$$S_{cobresec} = 0.028 \cdot cm^2$$

$$n_{condsec} := \text{ceil}\left(\frac{S_{cobresec}}{S_{fio}}\right)$$

$$n_{condsec} = 87$$

$$n_{litzsec} := \text{ceil}\left(\frac{n_{condsec}}{32}\right)$$

$$n_{litzsec} = 3$$

$$n_{condsec} := 32 \cdot n_{litzsec}$$

$$n_{condsec} = 96$$

5. Cálculo das Perdas:

5.1 Perdas no Cobre:

$$N_{cam} := \frac{(N_{pri} \cdot n_{condpri} + N_{sec} \cdot n_{condsec}) \cdot d_{w_iso}}{\eta_w \cdot l_c}$$

$$N_{cam} = 16.649$$

$$\rho_{\text{fio}} := \frac{\rho_{\text{T}}}{S_{\text{fio}}}$$

$$\rho_{\text{fio}} = 7.339 \times 10^{-3} \cdot \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

$$l_{\text{espira}} := 15\text{cm}$$

$$l_{\text{fiopri}} := N_{\text{pri}} \cdot l_{\text{espira}}$$

$$l_{\text{fiopri}} = 3.3 \text{ m}$$

$$R_{\text{ccpri}} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot l_{\text{espira}} \cdot N_{\text{pri}}}{n_{\text{condpri}}}$$

$$R_{\text{ccpri}} = 0.038 \cdot \Omega$$

$$l_{\text{fiosec}} := N_{\text{sec}} \cdot l_{\text{espira}}$$

$$l_{\text{fiosec}} = 1.65 \text{ m}$$

$$R_{\text{ccsec}} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot l_{\text{espira}} \cdot N_{\text{sec}}}{n_{\text{condsec}}}$$

$$R_{\text{ccsec}} = 0.013 \cdot \Omega$$

$$\Delta := \left(\frac{\pi}{4} \right)^{\frac{3}{4}} \cdot \frac{d_{\text{w}}}{\delta_{\text{w}}} \cdot \sqrt{n_{\text{w}}}$$

$$\Delta = 0.433$$

$$F_{\text{r}} := \Delta \cdot \left[\frac{e^{2\Delta} - e^{-2\Delta} + 2 \cdot \sin(2 \cdot \Delta)}{e^{2\Delta} + e^{-2\Delta} - 2 \cdot \cos(2 \cdot \Delta)} + \frac{2}{3} \cdot \left(N_{\text{cam}}^2 - 1 \right) \cdot \frac{e^{\Delta} - e^{-\Delta} - 2 \cdot \sin(\Delta)}{e^{\Delta} + e^{-\Delta} + 2 \cdot \cos(\Delta)} \right]$$

$$F_{\text{r}} = 2.077$$

$$R_{\text{acpri}} := F_{\text{r}} \cdot R_{\text{ccpri}}$$

$$R_{\text{acpri}} = 0.079 \cdot \Omega$$

$$R_{\text{acsec}} := F_{\text{r}} \cdot R_{\text{ccsec}}$$

$$R_{\text{acsec}} = 0.026 \cdot \Omega$$

$$P_{\text{cobrepri}} := R_{\text{acpri}} \cdot I_{\text{prief}}^2$$

$$P_{\text{cobrepri}} = 2.919 \cdot \text{W}$$

$$P_{\text{cobresec}} := R_{\text{acsec}} \cdot I_{\text{secef}}^2$$

$$P_{\text{cobresec}} = 4.094 \cdot \text{W}$$

$$P_{\text{cobre}} := P_{\text{cobrepri}} + P_{\text{cobresec}}$$

$$P_{\text{cobre}} = 7.013 \cdot \text{W}$$

5.2 Perdas Magnéticas:

$$V_{\text{nucleo}} := 44\text{cm}^3$$

$$k := 1.052 \frac{\text{W}}{\text{m}^3}$$

$$\alpha := 1.5$$

$$\beta := 2.44$$

$$\Delta t_1 := \frac{1}{2 \cdot 50000}$$

$$\Delta t_2 := \frac{1}{2 \cdot 50000}$$

$$\Delta B := 2 \cdot B_{\max} \cdot \frac{1}{T}$$

$$\Delta B = 0.31$$

$$P_{\text{nucleo}} := k \cdot \left(\frac{f_s}{\text{Hz}} \right)^\alpha \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \Delta B \right)^\beta \cdot V_{\text{nucleo}}$$

$$P_{\text{nucleo}} = 5.479 \cdot W$$

$$k_i := \frac{k}{(2 \cdot \pi)^{\alpha-1} \cdot 2^{\beta-\alpha} \cdot \int_0^{2\pi} (|\cos(\theta)|)^\alpha d\theta}$$

$$k_i = 0.063 \cdot \frac{W}{m^3}$$

$$P_v := \left(\frac{f_s}{\text{Hz}} \right) \cdot k_i \cdot (\Delta B)^{\beta-\alpha} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{\Delta B}{\Delta t_1} \right)^\alpha dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{\Delta B}{\Delta t_2} \right)^\alpha dt \right]$$

$$P_v = 113.67 \cdot \frac{kW}{m^3}$$

$$P_{\text{nucleo}} := P_v \cdot V_{\text{nucleo}}$$

$$P_{\text{nucleo}} = 5.001 \cdot W$$

5.3 Perdas Totais:

$$P_{\text{totais}} := P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}}$$

$$P_{\text{totais}} = 12.014 \cdot W$$

5.4 Resistência Térmica do Núcleo:

$$R_{t_{\text{nucleo}}} := 23 \cdot \frac{K}{W} \left(\frac{A_e A_w}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37}$$

$$R_{t_{\text{nucleo}}} = 7.42 \cdot \frac{K}{W}$$

5.5 Elevação de Temperatura:

$$\Delta T := (P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}}) R_{t_{\text{nucleo}}}$$

$$\Delta T = 89.146 K$$

6. Possibilidade de Execução:

$$A_{w_min} := \frac{N_{\text{pri}} \cdot S_{\text{fioiso}} \cdot n_{\text{condpri}} + N_{\text{sec}} \cdot S_{\text{fioiso}} \cdot n_{\text{condsec}}}{k_w}$$

$$A_{w_min} = 1.616 \cdot \text{cm}^2$$

$$\text{Exec} := \frac{A_{w_min}}{A_w}$$

$$\text{Exec} = 0.41$$

APÊNDICE E — PLANILHA DE CÁLCULO DO ESTÁGIO CA/CC

Conversor CA/CC - Carregador UTForce**Bridgeless PFC****1) Especificações:**

$$P_o := 2100 \text{ W}$$

Potência de saída

$$V_{ac} := 220 \text{ V}$$

Tensão da rede (rms)

$$V_{pk} := V_{ac} \cdot \sqrt{2} = 311,127 \text{ V}$$

Tensão de pico da rede

$$V_o := 400 \text{ V}$$

Tensão de saída (barramento CC)

$$\Delta V_{o,\%} := 2,5 \%$$

Variação percentual da corrente e tensão na saída

$$\Delta I_{L,\%} := 30 \%$$

$$f_s := 50 \text{ kHz}$$

Frequência de comutação

$$w := 2 \cdot \pi \cdot 60 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

2) Cálculos preliminares:

$$R_o := \frac{V_o^2}{P_o} = 76,1905 \Omega$$

Resistência de carga

$$I_o := \frac{P_o}{V_o} = 5,25 \text{ A}$$

$$I_{pk} := \frac{2 \cdot P_o}{V_{pk}} = 13,4993 \text{ A}$$

$$i_{in}(a) := I_{pk} \cdot \sin(a)$$

$$v_{in}(a) := V_{pk} \cdot \sin(a)$$

$$M := \frac{V_{pk}}{V_o} = 0,778$$

$$\sigma(a) := M \cdot \sin(a) \quad \text{Sigma, "Razão cíclica"}$$

3.1) Dimensionamento do indutor

$$\Delta I_L := \Delta I_{L,\%} \cdot I_{pk} = 4,0498 \text{ A}$$

$$L := \frac{V_{pk}}{4 \cdot M \cdot \Delta I_L \cdot f_s} = 0,4939 \text{ mH}$$

$$L := \frac{L}{2} = 0,2469 \text{ mH} \quad \text{Serão usados 2 indutores, portanto L é dividido pela metade}$$

$$L := 250 \text{ }\mu\text{H}$$

$$I_{L,max} := I_{pk} + \frac{\Delta I_L}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} = 14,9311 \text{ A}$$

$$I_{L,max} = 14,9311 \text{ A}$$

$$m := \Delta I_L \cdot f_s = 2,0249 \cdot 10^5 \frac{\text{A}}{\text{s}}$$

$$I_{L,ef} := \frac{I_{pk}}{\sqrt{2}} = 9,5455 \text{ A}$$

$$I_{L,ef} = 9,5455 \text{ A}$$

3.2) Dimensionamento do Capacitor:

$$K_1 := \frac{I_o}{I_{pk} \cdot M} \quad K_2 := \arcsin\left(\sqrt{K_1}\right)$$

$$\text{Capacitância: } C_o := \frac{2 \cdot I_o \cdot K_2 - M \cdot I_{pk} \cdot \left(K_2 - \sqrt{1 - K_1} \cdot \sqrt{K_1}\right)}{w \cdot V_o \cdot \Delta V_{o,\%}} = 1392,6058 \text{ } \mu\text{F}$$

$$C_o := 1400 \text{ } \mu\text{F}$$

$$\text{Valor máximo da tensão: } V_{c,max} := V_o = 400 \text{ V}$$

$$V_o \cdot \Delta V_{o,\%} = 10 \text{ V}$$

3.3) Dimensionamento dos transistores:

$$\text{Tensão máxima: } V_{s,max} := V_o = 400 \text{ V}$$

Corrente média:

$$I_{s1,med} := I_{pk} \cdot \left(\frac{1}{\pi} - \frac{M}{4}\right) = 1,672 \text{ A}$$

Corrente eficaz:

$$I_{s1,ef} := I_{pk} \cdot \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{4 \cdot M}{6 \cdot \pi}} = 3,9343 \text{ A}$$

3.4) Cálculos dos diodos antiparalelos do IGBT

$$\text{Tensão máxima: } V_{Ds,max} := V_o = 400 \text{ V}$$

Corrente média:

$$I_{Ds1,med} := \frac{I_{pk}}{\pi} = 4,297 \text{ A}$$

Corrente eficaz:

$$I_{Ds1,ef} := \frac{I_{pk}}{2} = 6,7497 \text{ A}$$

3.5) Dimensionamento dos diodos:

$$\text{Tensão máxima: } V_{D,max} := V_o = 400 \text{ V}$$

Corrente média:

$$I_{D1,med} := I_{pk} \cdot \frac{M}{4} = 2,625 \text{ A}$$

Corrente eficaz:

$$I_{D1,ef} := I_{pk} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot M}{3 \cdot \pi}} = 5,4844 \text{ A}$$

4) Projeto físico dos indutores:

Máxima indução:

$$B_{max} := 0,35 \text{ T}$$

Máxima densidade de corrente:

$$J_{max} := 500 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Fator de ocupação do cobre:

$$k_w := 0,7$$

Permeabilidade do ar:

$$\mu_o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$$

Produto das áreas: $AeAw_0 := \frac{L \cdot I_{L,max} \cdot I_{L,ef}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot k_w} = 2,9087 \text{ cm}^4$

Escolha do núcleo: **Ferrite - tipo E**

Area mais próxima: $AeAw := 3,77 \text{ cm}^4$

Adotou-se o núcleo **EE 42 - 21 - 20** com as seguintes características: $Ae := 2,4 \text{ cm}^2$
 $Aw := 1,57 \text{ cm}^2$

Número de espiras: $N_{esp} := \text{round} \left(\frac{L \cdot I_{L,max}}{B_{max} \cdot Ae}; 0 \right) = 44$ $N_{esp} = 44$

Entreferro: $e_l := \frac{N_{esp}^2 \cdot u_o \cdot Ae}{L} = 2,3355 \text{ mm}$

Profundidade de penetração:

$$d_{max} := \frac{15}{\sqrt{f_s}} \cdot \sqrt{\text{Hz}} \text{ cm}$$

$$d_{max} = 0,0671 \text{ cm}$$

Desconsiderado pois a envoltória da corrente é senoidal em 60 Hz

O condutor máximo a ser utilizado é o 22 AWG (pode ser desconsiderado se for usado fio Litz)

Área do condutor: $S_{max} := 0,003255 \text{ cm}^2$ (Fio 22 AWG, disponível no laboratório)

Área necessária: $S_{fio_p} := \frac{I_{L,ef}}{J_{max}} = 0,0191 \text{ cm}^2$

Número de fios em paralelo: $n_p := \frac{S_{fio_p}}{S_{max}} = 5,8651$

$$n_p := 6$$

Viabilidade de construção:

$$Aw_{min} := \frac{N_{esp} \cdot S_{max} \cdot n_p}{k_w} = 1,2276 \text{ cm}^2$$

$$Exec := \frac{Aw_{min}}{Aw} = 0,7819$$

Projeto OK!

Comprimento do cabo: $l_t := 10,5 \text{ cm}$

$$L_c := l_t \cdot N_{esp} = 4,62 \text{ m}$$

5) Cálculos de perdas e eficiência do conversor

5.1) Perdas nos indutores:

No cobre:

$T := 70$ Temperatura do indutor

$$r_{o_{cu}} := 17,2 \cdot 10^{-9} \cdot (1 + 0,0039 \cdot (T - 20)) \text{ ohm m} \quad (\text{resistividade do cobre})$$

$$R_{Cu} := \frac{r_{o_{cu}} \cdot (l_t) \cdot N_{esp}}{n_p \cdot S_{max}} = 0,0486 \, \Omega$$

$$P_{Cu} := R_{Cu} \cdot I_{L,ef}^2 = 4,4303 \, \text{W}$$

No núcleo: **Desprezado devido ao formato CC da corrente do indutor** $P_N := 0$

Perdas totais:

$$P_L := 2 \cdot (P_N + P_{Cu}) = 8,8605 \, \text{W}$$

5.2) Perdas nos IGBTs (IKW30N60H3):

Em condução:

$$V_{GE} := 15 \, \text{V}$$

$$V_{CE,1} := 4 \, \text{V} \quad I_{C,1} := 110 \, \text{A} \quad (\text{do datasheet})$$

$$V_{CE,2} := 3 \, \text{V} \quad I_{C,2} := 72 \, \text{A}$$

$$R_{CE} := \frac{(V_{CE,2} - V_{CE,1})}{I_{C,2} - I_{C,1}} = 0,0263 \, \Omega$$

$$V_{CE,sat} := V_{CE,1} - I_{C,1} \cdot R_{CE} = 1,1053 \, \text{V}$$

$$P_{IGBT,cond} := V_{CE,sat} \cdot |I_{S1,med}| + R_{CE} \cdot I_{s1,ef}^2 = 2,2553 \, \text{W}$$

$$P_{IGBT,cond} = 2,2553 \, \text{W}$$

Diodo interno do IGBT:

$$V_{GE} := 15 \, \text{V}$$

$$V_{F,1} := 1,2 \, \text{V} \quad I_{F,1} := 0 \, \text{A} \quad (\text{do datasheet})$$

$$V_{F,2} := 2,5 \, \text{V} \quad I_{F,2} := 40 \, \text{A}$$

$$R_{CE} := \frac{(V_{F,2} - V_{F,1})}{I_{F,2} - I_{F,1}} = 0,0325 \, \Omega$$

$$V_F := V_{F,1} - I_{F,1} \cdot R_{CE} = 1,2 \, \text{V}$$

$$P_{D,IGBT,cond} := V_F \cdot |I_{Ds1,med}| + R_{CE} \cdot I_{Ds1,ef}^2 = 6,637 \, \text{W}$$

$$P_{D,IGBT,cond} = 6,637 \, \text{W}$$

Chaveamento:

Considerando: $R_G := 22 \, \text{ohm}$ (Resistência de gate)

$$V_{CEref} := 400 \, \text{V} \quad I_{Cref} := 30 \, \text{A} \quad R_{Gref} := 10,5 \, \text{ohm}$$

Created using a free version of SMath Studio

$$k_{on} := 26,67 \cdot 10^{-6} \frac{\text{J}}{\text{A}} \quad k_{onRG} := 73,32 \cdot 10^{-6} \frac{\text{J}}{\text{ohm}} \quad (\text{do datasheet})$$

$$k_{off} := 18,33 \cdot 10^{-6} \frac{\text{J}}{\text{A}} \quad k_{offRG} := 26,68 \cdot 10^{-6} \frac{\text{J}}{\text{ohm}}$$

$$E_{on}(a) := \left(k_{on} \cdot i_{in}(a) + k_{onRG} \cdot (R_G - R_{Gref}) \cdot \frac{i_{in}(a)}{I_{Cref}} \right) \cdot \frac{V_o}{V_{CEref}}$$

$$E_{off}(a) := \left(k_{off} \cdot i_{in}(a) + k_{offRG} \cdot (R_G - R_{Gref}) \cdot \frac{i_{in}(a)}{I_{Cref}} \right) \cdot \frac{V_o}{V_{CEref}}$$

$$P_{sw,on} := \frac{f_s}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} E_{on}(a) \, da = 11,7685 \text{ W}$$

$$P_{sw,off} := \frac{f_s}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} E_{off}(a) \, da = 6,1355 \text{ W}$$

Perdas totais:

$$P_S := 2 \cdot (P_{D,IGBT,cond} + P_{IGBT,cond} + P_{sw,on} + P_{sw,off}) = 53,5926 \text{ W}$$

5.3) Perdas nos diodos (HFA15TB60):

Em condução:

$$V_{lim} := 1,078 \text{ V} \quad (\text{do datasheet})$$

$$R_D := 0,052 \text{ ohm}$$

$$P_{D,cond} := V_{lim} \cdot I_{D1,med} + R_D \cdot I_{D1,ef}^2 = 4,3938 \text{ W}$$

Chaveamento: **Desprezado** $P_{D,off} := 0$

Perdas totais:

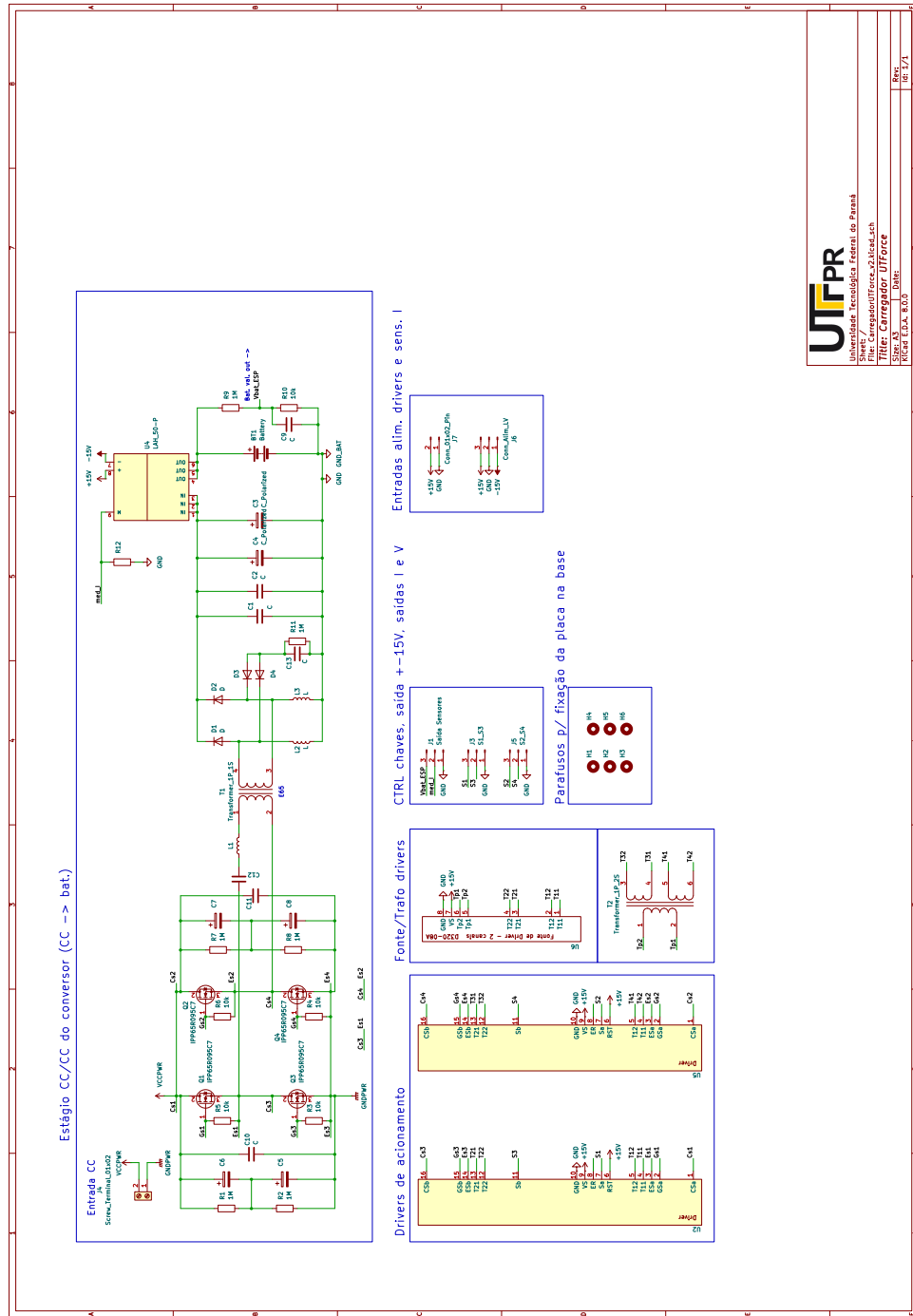
$$P_D := 2 \cdot (P_{D,cond} + P_{D,off}) = 8,7877 \text{ W}$$

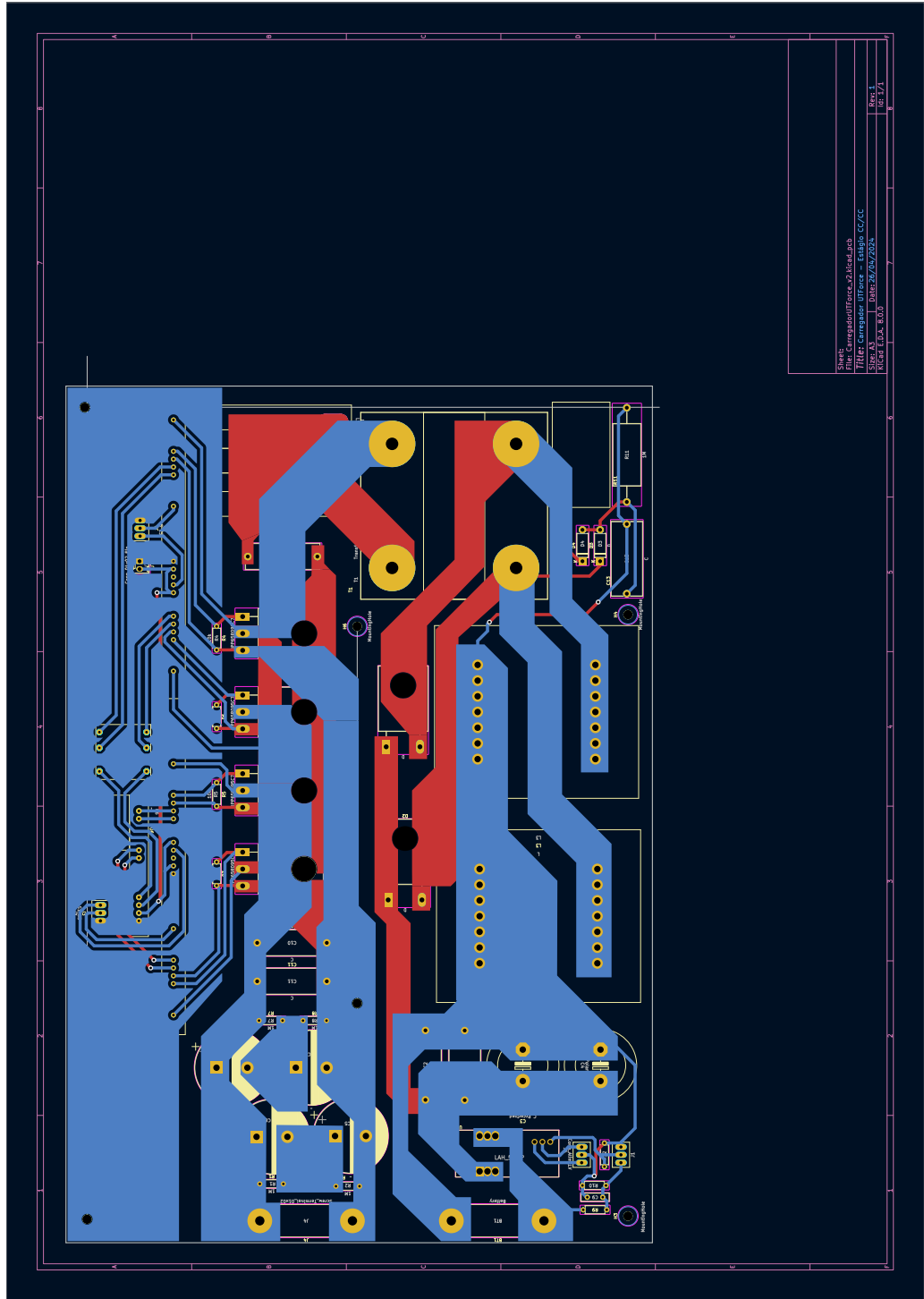
5.4) Eficiência do conversor:

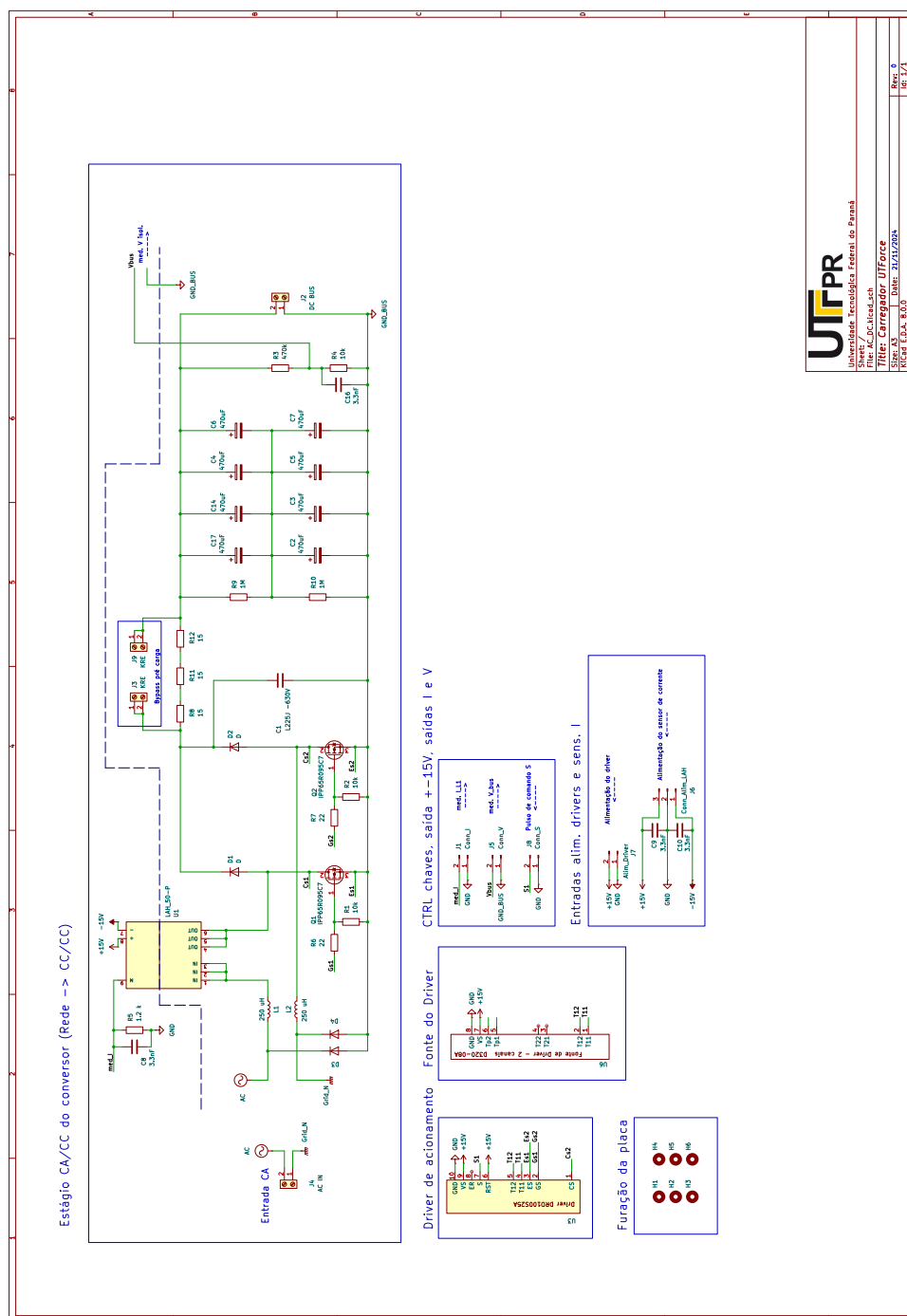
$$P_{loss} := P_L + P_S + P_D = 71,2408 \text{ W}$$

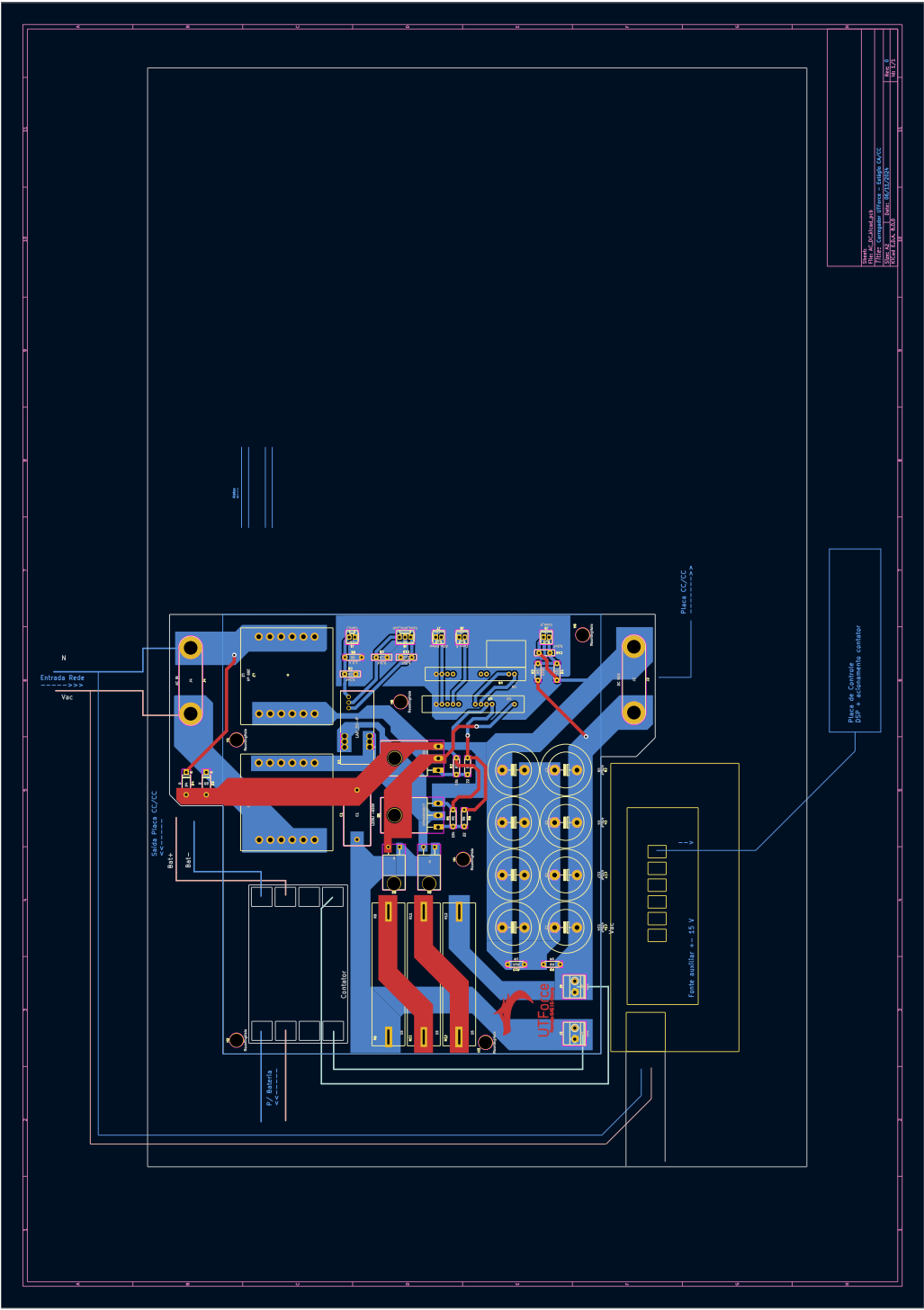
$$\eta_{CA_CC} := \frac{P_o - P_{loss}}{P_o} = 96,6 \%$$

APÊNDICE F — PROJETO DAS *PCBS*



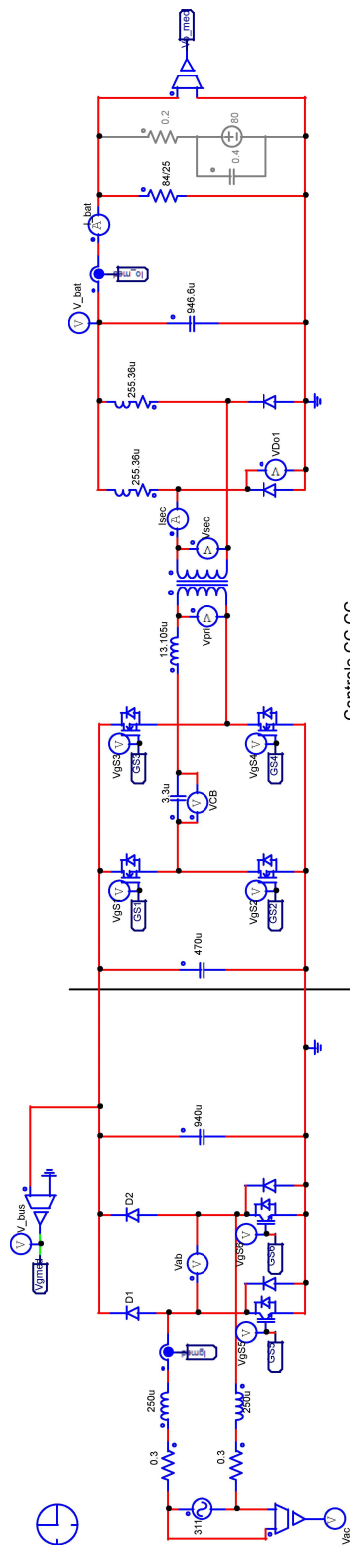




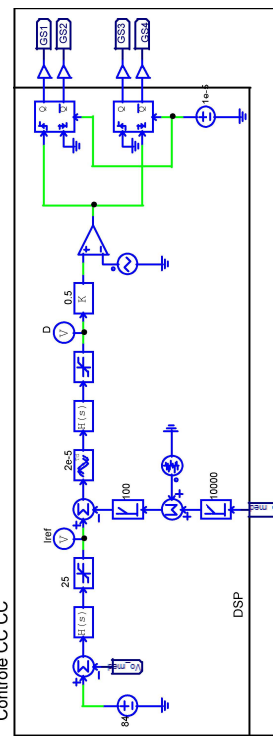


**APÊNDICE G — REPRESENTAÇÃO DAS
MALHAS DE CONTROLE QUE ATUAM NO SISTEMA.**

APÊNDICE H — DIAGRAMA DA SIMULAÇÃO DO SISTEMA COMPLETO.



Control CC CC



Control CACC

