

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



**PROJETO E ANÁLISE DE DESEMPENHO DE UM CONVERSOR
RESSONANTE LLC PARA APLICAÇÃO EM ESTAÇÕES DE
CARREGAMENTO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS**

OSMAR FELIPE ALVES ELEODORO

UBERLÂNDIA

2024

OSMAR FELIPE ALVES ELEODORO

**PROJETO E ANÁLISE DE DESEMPENHO DE UM CONVERSOR
RESSONANTE LLC PARA APLICAÇÃO EM ESTAÇÕES DE
CARREGAMENTO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS**

Dissertação de mestrado submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Ciências.

Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas

Coorientador: Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior

**UBERLÂNDIA
2024**

Ficha Catalográfica Online do Sistema de Bibliotecas da UFU
com dados informados pelo(a) próprio(a) autor(a).

E39 2024	<p>Eleodoro, Osmar Felipe Alves, 1999- PROJETO E ANÁLISE DE DESEMPENHO DE UM CONVERSOR RESSONANTE LLC PARA APLICAÇÃO EM ESTAÇÕES DE CARREGAMENTO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS [recurso eletrônico] / Osmar Felipe Alves Eleodoro. - 2024.</p> <p>Orientador: Luiz Carlos Gomes de Freitas. Coorientador: Demercil de Souza Oliveira Júnior. Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Uberlândia, Pós-graduação em Engenharia Elétrica. Modo de acesso: Internet. Disponível em: http://doi.org/10.14393/ufu.di.2024.609 Inclui bibliografia.</p> <p>1. Engenharia elétrica. I. Freitas, Luiz Carlos Gomes de,1976-, (Orient.). II. Oliveira Júnior, Demercil de Souza ,1974-, (Coorient.). III. Universidade Federal de Uberlândia. Pós-graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.</p> <p style="text-align: right;">CDU: 621.3</p>
-------------	---

Bibliotecários responsáveis pela estrutura de acordo com o AACR2:

Gizele Cristine Nunes do Couto - CRB6/2091
Nelson Marcos Ferreira - CRB6/3074



ATA DE DEFESA - PÓS-GRADUAÇÃO

Programa de Pós-Graduação em:	Engenharia Elétrica				
Defesa de:	Dissertação de Mestrado, 797 PPGEELT				
Data:	Vinte e três de agosto de dois mil e vinte e quatro	Hora de início:	08:30	Hora de encerramento:	11:30
Matrícula do Discente:	12222EEL008				
Nome do Discente:	Osmar Felipe Alves Eleodoro				
Título do Trabalho:	Projeto e análise de desempenho do conversor ressonante LLC para aplicação em estações de carregamento de veículos elétricos				
Área de concentração:	Sistemas de Energia Elétrica				
Linha de pesquisa:	Sistemas Elétricos de Potência				
Projeto de Pesquisa de vinculação:	Coordenador do projeto: Luiz Carlos Gomes de Freitas. Título do projeto: Desenvolvimento de Conversores Estáticos Inteligentes para Conexão de Microrredes e Recursos Energéticos Distribuídos (REDs) ao Sistema Elétrico de Potência. Agência financiadora: CNPq. Número do processo na agência financiadora: 406881/2022-7. Vigência do projeto: 12/2022 até 12/2026.				

Reuniu-se no formato híbrido, na Sala Azul, Bloco 7A, da Faculdade de Engenharia Elétrica da UFU, a Banca Examinadora, designada pelo Colegiado do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, assim composta:

Professores Doutores: Danillo Borges Rodrigues (UFTM), Paulo Peixoto Praça (UFC) e Luiz Carlos Gomes de Freitas, orientador do discente.

Iniciando os trabalhos, o presidente da mesa, Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas, apresentou a Comissão Examinadora e o candidato, agradeceu a presença do público, e concedeu ao discente a palavra para a exposição do seu trabalho. A duração da apresentação do discente e o tempo de arguição e resposta foram conforme as normas do Programa.

A seguir, o senhor presidente concedeu a palavra, pela ordem sucessivamente, aos examinadores, que passaram a arguir o candidato. Ultimada a arguição, que se desenvolveu dentro dos termos regimentais, a Banca, em sessão secreta, atribuiu o resultado final, considerando o candidato:

APROVADO.

Esta defesa faz parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre. O competente diploma será expedido após cumprimento dos demais requisitos,

conforme as normas do Programa, a legislação pertinente e a regulamentação interna da UFU.

Nada mais havendo a tratar foram encerrados os trabalhos. Foi lavrada a presente ata que após lida e achada conforme, foi assinada pela Banca Examinadora.



Documento assinado eletronicamente por **Paulo Peixoto Praça, Usuário Externo**, em 23/08/2024, às 14:12, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Luiz Carlos Gomes de Freitas, Professor(a) do Magistério Superior**, em 23/08/2024, às 14:14, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Danillo Borges Rodrigues, Usuário Externo**, em 23/08/2024, às 14:51, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://www.sei.ufu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **5639814** e o código CRC **A4D1D9DD**.

DEDICATÓRIA

Aos meus pais.

A todos os amigos e colegas que me acompanharam nesta jornada.

DECLARAÇÃO DE AUTORIA PRÓPRIA

Eu, **OSMAR FELIPE ALVES ELEODORO**, discente do curso de Mestrado do Programa de Pós-graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, regularmente matriculado sob o número 12222EEL008, declaro que sou autor da dissertação de mestrado intitulada **PROJETO E ANÁLISE DE DESEMPENHO DO CONVERSOR RESSONANTE LLC PARA APLICAÇÃO EM ESTAÇÕES DE CARREGAMENTO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS**, desenvolvida durante o período de 08/09/2022 a 23/09/2024 sob a orientação do professor LUIZ CARLOS GOMES DE FREITAS e coorientação do professor DEMERCIL DE SOUZA OLIVEIRA JÚNIOR, ora submetida à Universidade Federal de Uberlândia, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de mestre em Ciências, e que a mesma foi por mim elaborada e integralmente redigida, não tendo sido copiado ou extraído, seja parcial ou integralmente, de forma ilícita de nenhuma fonte além daquelas públicas consultadas e corretamente referenciadas ao longo do trabalho ou daquelas cujos dados resultaram de investigações empíricas por mim realizadas para fins de produção deste trabalho.

Assim, firmo a presente declaração, demonstrando minha plena consciência dos seus efeitos civis, penais e administrativos, e assumindo total responsabilidade caso se configure o crime de plágio ou violação aos direitos autorais.

Desta forma, na qualidade de titular dos direitos de autor, autorizo a Universidade Federal de Uberlândia a publicar, durante tempo indeterminado, o texto integral da obra acima citada, para fins de leitura, impressão e/ou download, a título de divulgação do programa de pós-graduação supracitado e ou da produção científica brasileira, a partir desta data.

Por ser verdade, firmo a presente.

Uberlândia, 08 de outubro de 2024.



OSMAR FELIPE ALVES ELEODORO

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, Adenilson e Elaine, por todo o carinho, confiança e suporte indispensáveis à realização deste objetivo. Sou eternamente grato a vocês.

À minha companheira, Gabi, por todos os momentos, carinho e apoio recebidos durante todos estes anos.

Aos meus orientadores, professores Luiz Carlos Gomes de Freitas e Demercil de Souza Oliveira Júnior, pelos conselhos, oportunidades, incentivo e dedicação.

Aos meus amigos e colegas, pelo apoio na realização desta pesquisa, assim como no desenvolvimento acadêmico como um todo, indispensáveis para esta conquista.

Aos demais professores dos quais fui aluno, por toda a paciência e comprometimento despendidos na atividade de ensino, pela atenção e pelo incentivo na busca pelo desconhecido.

Ao CNPq – Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico, à FAPEMIG – Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais, e à CAPES – Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior, pelo suporte financeiro para o desenvolvimento do protótipo, disponibilidade de equipamentos e pela bolsa de mestrado.

“Existem muitas hipóteses em ciência que estão erradas. Isso é perfeitamente aceitável, elas são a abertura para achar as que estão certas”

Carl Sagan

Resumo

Este trabalho tem como objetivo analisar o desempenho do Conversor Ressonante Série-LLC para aplicação na etapa de isolamento de conversores de eletrônica de potência utilizados em estações de carregamento de baterias de veículos elétricos. As análises compreendem dois modos distintos de operação, a saber: ganho unitário em frequência ressonante e variação de ganho com modulação de frequência. Para a contextualização, foram abordados diversos aspectos relativos às estações de carregamento de veículos elétricos de alta potência, incluindo problemas encontrados na eletrificação veicular e uma ampla revisão bibliográfica sobre o assunto. Análises teóricas e computacionais, bem como resultados experimentais obtidos por meio da implementação de um protótipo construído em laboratório em escala reduzida são apresentados. Objetivando alcançar elevados níveis de eficiência operando em alta frequência de chaveamento (acima de 100kHz), foram utilizados semicondutores de banda larga, especificamente carboneto de silício. Os resultados obtidos alcançaram eficiência acima de 97% para o conversor experimental, e eficiência acima de 98% para o conversor simulado computacionalmente, em potência nominal, validando a aplicação do conversor tanto como conversor ressonante isolador quanto como conversor isolador responsável pela variação de tensão de saída.

Palavras-chave: *Análise de desempenho; Conversor ressonante série-LLC; Estações de carregamento de alta potência; Veículos elétricos.*

Abstract

This study analyses the performance of the LLC Series Resonant Converter for application in the isolation stage of power electronics converters used in electric vehicle battery charging stations. The analyses include two different operating modes: unity gain at resonant frequency and gain variation with frequency modulation. For the background, various aspects relating to high-power electric vehicle charging stations were discussed, including problems encountered in vehicle electrification and an extensive literature review on the subject. Theoretical and computational analyses, as well as experimental results obtained through the implementation of a prototype built in the laboratory on a reduced scale are presented. In order to achieve high levels of efficiency operating at high switching frequencies (above 100kHz), wide bandgap semiconductors were used, specifically silicon carbide. The results achieved efficiency above 97% for the experimental converter, and efficiency above 98% for the computer-simulated converter, at nominal power, validating the converter's application both as an isolating resonant converter and as an isolating converter responsible for output voltage variation.

Keywords: *Electric vehicles; High-power charging stations; LLC series resonant converter; Performance analysis.*

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Curva de tendência para a adoção de veículos elétricos, com extrapolação para os próximos anos.	19
Figura 2 - Dados sobre (a) vendas de veículos elétricos e (b) número de carregadores para veículos elétricos instalados, em milhares.	19
Figura 3 – Ranking dos veículos elétricos com maior autonomia em um carregamento completo.	24
Figura 4 - Topologia utilizada por Vasiladiotis et al.	32
Figura 5 - Topologia utilizada por Christen; Tschannen; Biela.	33
Figura 6 - Segunda topologia utilizada por Christen; Tschannen; Biela.	33
Figura 7 - Topologia utilizada por Justino; Parreiras; De J. Cardoso Filho.	34
Figura 8 - Topologia utilizada por Yildirim et al.	34
Figura 9 - Topologia utilizada por Franzese et al.	35
Figura 10 - Topologia utilizada por Camurca et al.	36
Figura 11 - Topologia utilizada por Rivera et al.	36
Figura 12 - Topologia utilizada por Ilahi et al.	37
Figura 13 - Topologia utilizada por Barresi; Ferri; Piegari.	37
Figura 14 – Circuito elétrico do CRS-LLC, baseado na topologia full-bridge.	41
Figura 15 - Formas de onda, CRS-LLC operando na frequência de ressonância.	42
Figura 16 - Estado topológico para o CRS-LLC operando em ressonância: $(0, t_1)$	43
Figura 17 - Estado topológico para o CRS-LLC operando em ressonância: (t_1, t_2)	43
Figura 18 - Estado topológico para o CRS-LLC operando em ressonância: $(t_2, T_s/2)$	43
Figura 19 - Formas de onda, CRS-LLC operando abaixo da frequência de ressonância.	44
Figura 20 - Estado topológico para o CRS-LLC operando em frequência abaixo da ressonância: $(0, t_1)$	45
Figura 21 - Estado topológico para o CRS-LLC operando em frequência abaixo da ressonância: (t_1, t_2)	45
Figura 22 - Estado topológico para o CRS-LLC operando em frequência abaixo da ressonância: (t_2, t_3)	45
Figura 23 - Estado topológico para o CRS-LLC operando em frequência abaixo da ressonância: $(t_3, T_s/2)$	46
Figura 24 - Formas de onda, CRS-LLC operando acima da frequência de ressonância.	46
Figura 25 - Estado topológico para o CRS-LLC operando em frequência acima da ressonância: $(0, t_1)$	47
Figura 26 - Estado topológico para o CRS-LLC operando em frequência acima da ressonância: (t_1, t_2)	47
Figura 27 - Estado topológico para o CRS-LLC operando em frequência acima da ressonância: (t_2, t_3)	47
Figura 28 - Estado topológico para o CRS-LLC operando em frequência acima da ressonância: $(t_3, T_s/2)$	48
Figura 29 - Representação simplificada do CRS-LLC.	48
Figura 30 - Forma de onda da tensão de entrada V_x e sua primeira harmônica V_{x1}	48
Figura 31 - Formas de onda com chaveamento abaixo da frequência de ressonância: (a) acionamento das chaves; (b) tensões no transformador e no capacitor ressonante; (c) correntes no indutor ressonante e no indutor de magnetização e; (d) correntes nos diodos retificadores.	52
Figura 32 - Formas de onda com chaveamento na frequência de ressonância: (a) acionamento das chaves; (b) tensões no transformador e no capacitor ressonante; (c) correntes no indutor ressonante e no indutor de magnetização e; (d) correntes nos diodos retificadores.	53
Figura 33 – Metodologia de projeto iterativo para o CRS-LLC.	59
Figura 34 – Curvas de ganho de tensão para o CRS-LLC projetado.	61
Figura 35 - Protótipo avaliado experimentalmente, arranjo completo.	63
Figura 36 – Curvas de ganho de tensão para o CRS-LLC experimental.	64
Figura 37 – LaunchPad LAUNCHXL-F28379D.	66
Figura 38 - Medidor de energia Yokogawa WT230.	66

Figura 39 – Curvas interpoladas de eficiência x corrente de saída de acordo com a tensão de saída, conversor projetado operando com variação de ganho.	68
Figura 40 – Curvas interpoladas de eficiência x corrente de saída de acordo com a tensão de saída, conversor projetado operando em frequência de ressonância.	68
Figura 41 - Gráficos de distribuição de perdas, circuito experimental simulado computacionalmente.	70
Figura 42 – Formas de onda do chaveamento suave: tensão entre dreno e source da chave S1, sinal lógico de acionamento Sa e corrente de dreno da chave S1.	70
Figura 43 – Circuito equivalente do módulo da estação de carregamento projetada.	72
Figura 44 - Diagrama de controle aplicado ao sistema, utilizando blocos C-Script	73
Figura 45 - Formas de onda na condição de ressonância: (a) sinal lógico de acionamento e tensão entre dreno e source da chave S1, com corrente ressonante na parte inferior; (b) tensões de entrada e saída do CRS-LLC, com corrente ressonante na parte inferior.	73
Figura 46 - Formas de onda na condição de ressonância: (a) tensão e corrente de entrada do módulo; (b) tensão de saída do conversor Boost.	74
Figura 47 - Formas de onda na condição de ajuste de ganho: (a) sinal lógico de acionamento e tensão entre dreno e source da chave S1, com corrente ressonante na parte inferior; (b) tensões de entrada e saída do CRS-LLC, com corrente ressonante na parte inferior.	75
Figura 48 - Formas de onda na condição de ajuste de ganho: (a) tensão e corrente de entrada do módulo; (b) tensão de saída do conversor Boost.	75
Figura 49 - Curvas interpoladas de eficiência x ganho refletido ao primário, conversor experimental.	79
Figura 50 – Curvas interpoladas de ganho x frequência, conversor experimental.	79

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Principais protocolos de carregamento e especificação dos níveis de carregamento	20
Tabela 2 - Níveis de potência de carregamento para estações de recarga, normas e configurações aplicáveis.	26
Tabela 3 - Modelos de conectores para o carregamento de veículos elétricos, de acordo com as normatizações vigentes.	29
Tabela 4 - Outras normatizações aplicáveis à veículos elétricos.	30
Tabela 5 - Principais estações de carregamento de alta potência comercializadas internacionalmente.....	31
Tabela 6 - Principais trabalhos acadêmicos com protótipos de estações de carregamento de alta potência.	32
Tabela 7 – Principais protótipos avaliados experimentalmente.	37
Tabela 8 – Especificação dos componentes, conversor projetado com potência nominal.	60
Tabela 9 - Parâmetros requeridos para os componentes utilizados.....	62
Tabela 10 - Semicondutores aplicados ao conversor projetado.	63
Tabela 11 – Especificação dos componentes aplicados ao conversor experimental.....	64
Tabela 12 - Parâmetros do conversor de interface, Boost realizando correção ativa do fator de potência..	71
Tabela 13 - Dados experimentais, condição de operação com potência nominal	77
Tabela 14 - Dados experimentais, condição de operação com tensão de entrada fixa e carga de 100 Ω	78

SUMÁRIO

CAPÍTULO I.....	18
Introdução Geral.....	18
CAPÍTULO II	23
Revisão Bibliográfica	23
2.1 ASPECTOS GERAIS DAS ESTAÇÕES DE CARREGAMENTO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS	23
2.1.1 Autonomia.....	23
2.1.2 Durabilidade.....	25
2.1.3 Preços	25
2.1.4 Disponibilidade e Tempo Necessário para o Carregamento	25
2.2 NORMATIZAÇÃO APLICÁVEL ÀS ESTAÇÕES DE CARREGAMENTO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS	27
2.3 ESTADO DA ARTE	29
2.3.1 Modelos Comerciais de Estações de Carregamento	30
2.3.2 Estações de Carregamento Desenvolvidas em Trabalhos Acadêmicos	31
2.4 CONVERSOR RESSONANTE-SÉRIE LLC APLICADO A ESTAÇÕES DE CARREGAMENTO....	38
CAPÍTULO III.....	41
Conversor Ressonante-Série LLC.....	41
3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	41
3.2 ESTÁGIOS DE OPERAÇÃO	42
3.2.1 Operação na frequência de ressonância ($f_s = f_r$)	42
3.2.2 Operação abaixo da frequência de ressonância ($f_s < f_r$).....	44
3.2.3 Operação acima da frequência de ressonância ($f_s > f_r$)	46
3.3 APROXIMAÇÃO DE PRIMEIRO HARMÔNICO.....	48
3.4 ANÁLISE DO GANHO DE TENSÃO	49
3.5 ANÁLISE DO TEMPO MORTO.....	50
3.6 DEMAIS EQUACIONAMENTOS DE PROJETO.....	50
3.6.1 Análise da Corrente no Circuito Tanque.....	54
3.6.2 Análise da Tensão no Capacitor C_r	54
3.6.3 Análise da Corrente no Indutor Ressonante L_r	55
3.6.4 Análise da Corrente nas Chaves.....	56
3.6.5 Análise da Corrente nos Diodos Retificadores	56
3.7 ESTIMATIVA DE PERDAS MAGNÉTICAS.....	57
3.8 PROJETO DO CRS-LLC.....	58
3.9 PROJETO E ESPECIFICAÇÃO DOS CONVERSORES EXPERIMENTAIS	59
3.9.1 Projeto do Conversor para Condições Nominais	60
3.9.2 Especificações do Conversor Experimental.....	63
CAPÍTULO IV	65
Resultados de Simulação Computacional e Experimentais	65
4.1 MOTIVAÇÃO E METODOLOGIA	65

4.2 ANÁLISES COMPUTACIONAIS.....	67
4.2.1 Simulações do Protótipo Projetado.....	67
4.2.2 Simulações do Protótipo Experimental.....	69
4.2.3 Simulações Computacionais de um Módulo Completo.....	71
4.3 ANÁLISES EXPERIMENTAIS.....	76
4.3.1 Avaliação de Eficiência do Conversor Experimental.....	76
4.3.2 Avaliação de Ganho do Conversor Experimental.....	78
CAPÍTULO V.....	80
Conclusão.....	80
Referências Bibliográficas.....	82
Apêndice A: Script Matlab para Equações e Figuras.....	90
Apêndice B: Códigos e parâmetros aplicados aos blocos C-Script.....	92
B.1 CONTROLADOR RESPONSÁVEL PELO PWM.....	92
B.2 MALHA EXTERNA DO CONVERSOR BOOST PFC.....	93
Apêndice C: Lista de Publicações e Atividades Associadas à Pesquisa.....	95

SIMBOLOGIA

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ADC	Conversor Analógico-Digital, sigla em inglês para “ <i>Analog-to-Digital Converter</i> ”
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CRS-LLC	Conversor Ressonante Série - LLC
CCS	Sistema de Carregamento Combinado, sigla em inglês para “ <i>Combined Charging System</i> ”
CLA	Acelerador de Lei de Controle, sigla em inglês para “ <i>Control Law Accelerator</i> ”
CUR	Carregamento Ultrarrápido
DAB	<i>Dual Active-Bridge</i> (topologia)
DIN	<i>Deutsches Institut für Normung</i>
EMI	Interferência Eletromagnética, sigla em inglês para “ <i>Electromagnetic Interference</i> ”
GaN	<i>Gallium Nitride</i> , sigla em inglês para “Nitreto de Gálio”
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
ISO	<i>International Organization for Standardization</i>
JEVA	<i>Japan Electric Vehicle Association</i>
MB	Megabyte
MF	Modulação por frequência
MMC	<i>Modular Multilevel Converter</i> (topologia)
NFPA	<i>National Fire Protection Agency</i>
NMC	Níquel-Manganês-Cobalto
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i> (topologia)
PSFB	<i>Phase-shift Full-bridge</i> (topologia)
PWM	Modulação por Largura de Pulso, sigla em inglês para “ <i>Pulse Width Modulation</i> ”
RSE	Resistência Série Equivalente
SiC	Carbeto de Silício, sigla em inglês para “ <i>Silicon Carbide</i> ”
SOC	Estado de Carga, sigla em inglês para “ <i>State of Charge</i> ”

SOH	Estado de Saúde, sigla em inglês para “ <i>State of Health</i> ”
UL	<i>Underwriters Laboratories</i>
VCI	Veículo à combustão interna
VECI	Veículo exclusivamente a combustão interna
VE	Veículo elétrico
VEB	Veículo elétrico a bateria
VECC	Veículo elétrico com célula combustível
VEH	Veículo elétrico híbrido
VEHP	Veículo elétrico híbrido <i>plug-in</i>
WBG	Alta Largura de Banda, sigla em inglês para “ <i>Wide Band-Gap</i> ”
ZVS	Chaveamento com tensão zero, sigla do inglês “ <i>Zero-Voltage Switching</i> ”

CAPÍTULO I

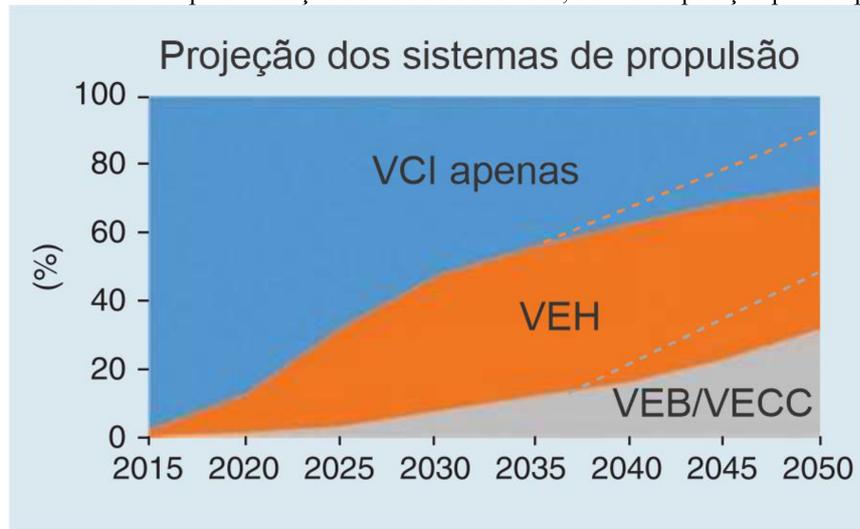
Introdução Geral

A emissão de gases do efeito estufa, liberados principalmente pela queima de combustíveis fósseis em veículos movidos à combustão, tornaram-se alvo das discussões relativas à conservação ambiental, como um fator importante da manutenção da temperatura do planeta. Tais preocupações, aliadas com acordos internacionais firmados entre a indústria e entidades governamentais, contribuíram para o fomento da indústria de veículos elétricos e híbridos, incentivando o crescimento do mercado. Seguindo as orientações propostas pela Conferência das Nações Unidas sobre Mudança do Clima (UNITED NATIONS, 2022), algumas das principais fabricantes de veículos possuem data marcada para o fim da produção de veículos exclusivamente a combustão, como Ford, Mercedes-Benz, General Motors, Volvo, entre outros. Outras empresas, ao observar uma oportunidade de mercado, são especializadas em veículos elétricos, como a Tesla, alcançando alto nível tecnológico em todos os aspectos, como autonomia acima de 600 km e potência de pico de 1020 hp no modelo “Model S Plaid” (TESLA, 2024).

Conseqüentemente, o mercado apresenta uma tendência de crescimento expressivo para as próximas décadas, tanto para veículos híbridos quanto para elétricos movidos a bateria (TAMAI, 2019). A Figura 1 mostra a curva de tendência para a proporção de veículos elétricos movidos a bateria (VEB), veículos elétricos com célula combustível (VECC), veículos elétricos híbridos (VEH) e veículos a combustão interna (VCI) convencionais. Apesar de apresentar um percentual reduzido em 2015, veículos elétricos e híbridos apresentaram um crescimento expressivo em 2020, alcançando mais de 10% de todos os veículos vendidos. Seguindo a tendência apresentada, até 2050 espera-se que cerca de 70% dos veículos comercializados sejam elétricos ou híbridos, podendo alcançar 90% em um cenário otimista. Tratando-se apenas de VEB e VECC, os números podem alcançar 30%, ou cerca de 50% considerando um cenário otimista.

Com uma maior disponibilidade de modelos e fabricantes atuando competitivamente, a indústria de veículos elétricos saiu de um mercado praticamente inexistente em 2010, para alcançar quase 3 milhões de veículos vendidos no ano de 2020 (SAFAYATULLAH *et al.*, 2022a), como ilustrado na Figura 2 (a), incluindo os veículos elétricos híbridos *plug-in* (VEHP) e os VEB. Acompanhando a venda dos veículos, cresceu também o número de carregadores

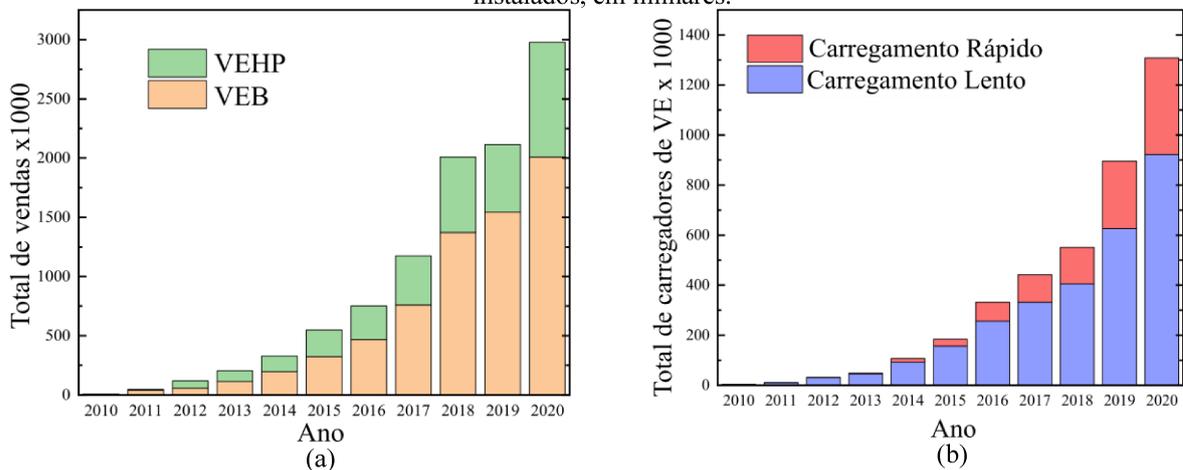
Figura 1 - Curva de tendência para a adoção de veículos elétricos, com extrapolação para os próximos anos.



Fonte: Adaptado de Tamai, 2019.

instalados, que podem ser categorizados como carregadores lentos e carregadores rápidos. Os carregadores são considerados lentos quando possuem potência inferior a 22 kW, enquanto os carregadores rápidos se enquadram com potência maior que 22 kW. Em 2020, foram identificados cerca de 1,3 milhões de carregadores instalados ao redor do mundo, sendo destes cerca de 400 mil carregadores rápidos, conforme indicado na Figura 2 (b).

Figura 2 - Dados sobre (a) vendas de veículos elétricos e (b) número de carregadores para veículos elétricos instalados, em milhares.



Fonte: Adaptado de Safayatullah et al., 2022a.

Os carregadores são divididos em quatro níveis, de acordo com seus parâmetros elétricos e local de instalação, *onboard* ou *offboard*. Os carregadores *onboard* são instalados no próprio veículo, e possuem potência reduzida, de até 22 kW de acordo com o modelo de carregamento (VALEDSARAVI; EL AROUDI; MARTÍNEZ-SALAMERO, 2022). São geralmente alimentados pela tensão da rede, monofásicos ou trifásicos, e correspondem aos níveis 1 e 2. Já os carregadores dos níveis 3 e 4 apresentam conexão com o veículo em corrente

contínua, com alta potência de carregamento e elevado desempenho, sendo denominados de carregadores rápidos. Devido ao volume e peso de tais sistemas, eles devem ser instalados *offboard*, em postos de carregamento com a infraestrutura necessária para sua operação e manutenção.

Os protocolos utilizados atualmente nos carregadores e estações de carregamento aceitam potências de até 350 kW por ponto de conexão. Contudo, foi definido um novo protocolo de carregamento na China, denominado ChaoJi (STATE GRID CORPORATION OF CHINA, 2020), capaz de entregar 1500 V e 600 A ao banco de baterias a ser carregado, atualmente pouco empregado nos carregadores comerciais. A Tabela 1 indica os principais protocolos utilizados e suas características elétricas, local de instalação e tempo de carregamento para uma bateria de 100 kWh (VALEDSARAVI; EL AROUDI; MARTÍNEZ-SALAMERO, 2022).

Tabela 1 - Principais protocolos de carregamento e especificação dos níveis de carregamento

Modelo	Nível de Carregamento	Tensão	Potência Máxima	Tempo de carregamento para bateria de 100 kWh	Localização do carregador	Corrente máxima
SAE J1772	Nível 1 (lento)	120 V_{ca} (1ϕ)	1,44-1,92 kW	52-69 h	<i>on-board</i>	12-16 A
	Nível 2 (lento)	208-240 V_{ca} (1ϕ)	5,0-19,2 kW	5-20 h	<i>on-board</i>	24-80 A
	Nível 3 (rápido)	50-1000 V_{cc}	80 kW	75 m	<i>off-board</i>	80 A
	Nível 4 (ultrarrápido)	50-1000 V_{cc}	400 kW	15 m	<i>off-board</i>	400 A
Mennekes/EU	Nível 1	250 V_{ca} (1ϕ)	4-8 kW	12,5-25 h	<i>on-board</i>	16-32 A
	Nível 2	480 V_{ca} (3ϕ)	13,3-22 kW	4,5-7,5 h	<i>on-board</i>	27-45 A
	Nível 3	500 V_{cc}	70 kW	85 m	<i>off-board</i>	140 A
	Nível 4	500-1000 V_{cc}	200 kW	30 m	<i>off-board</i>	200 A
GB/T	Nível 1	250 V_{ca} (1ϕ)	7 kW	14 h	<i>on-board</i>	28 A
	Nível 2	400 V_{ca} (3ϕ)	12,8 kW	7,8 h	<i>on-board</i>	32 A
	Nível 3	200-950 V_{cc}	60 kW	100 m	<i>off-board</i>	250-400 A
	Nível 4	200-950 V_{cc}	237,5 kW	25 m	<i>off-board</i>	250-400 A
Tesla	Nível 1	120/240 V_{ca} (1ϕ)	1,9-7,7 kW	13-52 h	<i>on-board</i>	16-32 A
	Nível 2	208/250 V_{ca} (1ϕ)	2,8-11,5 kW	9-35 h	<i>on-board</i>	48 A
	Nível 3	300-480 V_{cc}	250 kW	24 m	<i>off-board</i>	800 A
	Nível 4	300-480 V_{cc}	350 kW	17 m	<i>off-board</i>	800 A

Fonte: Adaptado de Valedsaravi; El Aroudi; Martínez-Salamero, 2022.

Os carregadores de baterias do nível 4 também são categorizados como estações de carregamento ultrarrápidas, devido ao menor tempo necessário para o carregamento. Por conta do nível de potência, são normalmente instalados em redes de distribuição de média tensão ou

subtransmissão, e possuem grande impacto na rede elétrica. Dentre os problemas encontrados, destacam-se flutuações de tensão e problemas relacionados a qualidade da energia elétrica (WANG *et al.*, 2021). Como forma de mitigar tais problemas, diversas soluções foram desenvolvidas, e podem ser aplicadas para uma otimização da conexão à rede elétrica. Dentre elas, destacam-se a conexão de energias renováveis, sistemas de armazenamento de energia a baterias e otimização da potência de carregamento baseado em comunicação entre a rede e a estação, que serão discutidos posteriormente.

Para alcançar tais níveis de potência, são aplicados diversos arranjos de conversores para a conversão de energia, determinando as características dos carregadores analisados, geralmente utilizando conversores CA-CC e/ou CC-CC, com isolamento galvânica ou não, de acordo com os requisitos de projeto. Alguns dos arranjos aplicáveis serão abordados, conforme encontrados nas referências bibliográficas.

Ao avaliar as topologias aplicadas aos arranjos das estações de carregamento (SAFAYATULLAH *et al.*, 2022a), observa-se a grande variedade aplicável, de acordo com o projeto de cada estudo/fabricante do sistema. Dentre as topologias utilizadas no isolamento galvânico (requisito de projeto para carregadores comerciais), o conversor ressonante série-LLC (CRS-LLC) se destaca pela elevada eficiência e flexibilidade, alcançando eficiência de 98,5% (SAFAYATULLAH *et al.*, 2022a), comutação suave em toda a região de operação e ampla faixa de variação de tensão, características positivas para sua possível aplicação em estações de carregamento.

Considerando a elevada aplicabilidade do CRS-LLC nos arranjos de estações de carregamento, este trabalho visa analisar as características operacionais e o desempenho da topologia para a aplicação, por meio da análise crítica de suas características elétricas e da avaliação dos resultados operacionais obtidos. As análises foram realizadas por meio de simulações computacionais, visando uma aproximação com a potência aplicável a uma estação de carregamento, e por meio de um protótipo em escala reduzida, de forma a validar os dados observados em simulação. O protótipo conta com aplicação de tecnologias recentes de semicondutores de alta largura de banda, assim como acionamento digital embarcado em um processador digital de sinais, aplicando as melhores tecnologias disponíveis para o protótipo.

No Capítulo II – Revisão Bibliográfica, serão abordados os aspectos relevantes sobre carregadores de veículos elétricos, bem como a revisão bibliográfica sobre o assunto e sobre a topologia analisada. O Capítulo III – Conversor Ressonante-Série LLC discorre sobre a fundamentação teórica necessária para o projeto do conversor, em conjunto com a especificação

dos conversores analisados. Por fim, o Capítulo IV – Resultados de Simulação Computacional e Experimentais aborda os resultados computacionais e experimentais obtidos, respectivamente, com a conclusão das análises no Capítulo V – Conclusão.

CAPÍTULO II

Revisão Bibliográfica

Neste capítulo é realizada a revisão bibliográfica sobre as estações de carregamento ultrarrápidas, indicando o estado da arte, os arranjos aplicados e os estudos relacionados ao tema. Logo após, será apresentada uma introdução do conversor analisado e suas aplicações recentes na área de carregamento de veículos elétricos, em conjunto com a motivação das análises realizadas.

2.1 Aspectos Gerais das Estações de Carregamento de Veículos Elétricos

Veículos elétricos à bateria vem ganhando notoriedade no mercado mundial, com vendas crescentes nos últimos anos, e expectativa para dominar o mercado nas próximas décadas (TAMAI, 2019). Contudo, alguns problemas assombram o crescimento do mercado, sendo os principais relacionados a autonomia, durabilidade, preços e carregamento. Outros problemas, como os relacionados com o clima local (baterias de íon de lítio não funcionam bem em baixas temperaturas), apresentam soluções a nível industrial (YANG *et al.*, 2019), e não serão discutidos. A seguir, uma discussão sobre tais assuntos e suas perspectivas atuais.

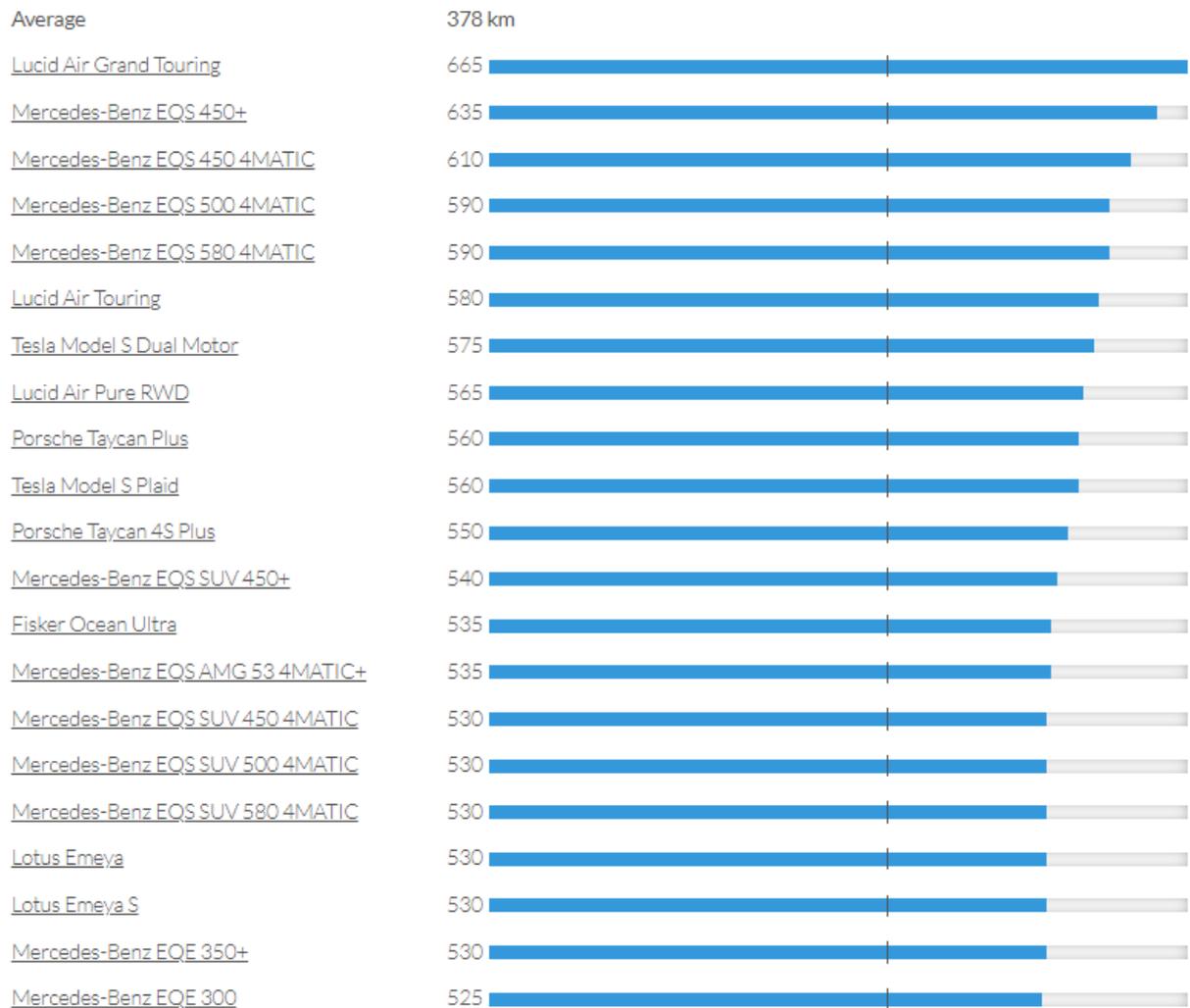
2.1.1 Autonomia

Uma das principais preocupações para quem deseja adquirir um veículo elétrico é sua autonomia. Os primeiros VEB comerciais trouxeram consigo a característica de serem veículos urbanos, adequados para transitar algumas dezenas de quilômetros na cidade e passar o tempo em que não estivessem em uso conectados ao carregador, geralmente instalados no próprio automóvel (*onboard*).

Entretanto, com o avanço do desenvolvimento dos veículos elétricos e tecnologias de baterias, encontram-se no mercado diversas alternativas de veículos com autonomia que ultrapassam 500 km, sendo adequados tanto para o uso urbano, quanto para viagens de longas distâncias. A Figura 3 mostra os veículos que apresentam maior alcance total, com destaque para as marcas Lucid e Mercedes, com veículos que ultrapassam 600 km de autonomia com a

bateria completamente carregada, e bancos de baterias que ultrapassam 100 kWh (“Range of full electric vehicles”, 2024).

Figura 3 – Ranking dos veículos elétricos com maior autonomia em um carregamento completo.



Fonte: Adaptado de “Range of full electric vehicles”, 2024.

Este desenvolvimento se dá, em grande parte, pela evolução das tecnologias de baterias empregadas. Dentre as tecnologias presentes no mercado, pode-se citar as baterias de íon de lítio com cátodo de óxidos de lítio-níquel-mangânês-cobalto, conhecidos como NMC, e podem alcançar densidade de energia de 350 Wh/kg com taxa de carregamento de 9 C (ENEVATE CORPORATION, 2023). Por se tratar de um tema de grande relevância, é um mercado em constante evolução, com melhorias significativas sendo demonstradas a nível industrial. Estimativas sugerem, inclusive, que o custo das baterias deve cair ainda mais nos próximos anos, alcançando custo abaixo de US\$80 por kWh em determinadas tecnologias (TAMAI, 2019).

2.1.2 Durabilidade

Outra grande preocupação na compra dos VEB é a durabilidade do banco de baterias instalado. Devido ao desgaste químico dos processos de descarga e recarga, variações de temperatura e carregamentos rápidos, existe um desgaste dos seus eletrodos, comprometendo o funcionamento inicial das baterias. O parâmetro que relaciona tal desgaste é o estado de saúde (SOH, sigla em inglês para *State Of Health*), que está intrinsecamente ligado às variações no estado de carga (SOC, sigla em inglês para *State Of Charge*) e que determina a habilidade da bateria em armazenar energia (IL-SONG KIM, 2010).

Como a aplicação em veículos elétricos exige alta demanda energética, a degradação das baterias é considerável (HAI *et al.*, 2016), sendo necessária a substituição após certo período de uso. O custo associado às trocas deve ser analisado, assim como a reciclagem e o correto descarte dos bancos de baterias degradados, evitando danos ambientais pela destinação inadequada dos compostos aplicados.

2.1.3 Preços

Comparado ao preço encontrado comercialmente para os veículos exclusivamente a combustão interna (VECI), os VEB são consideravelmente mais caros no momento de sua aquisição. Exemplos de VEBs e VECIs semelhantes são encontrados, com preços sugeridos para o VEB superiores ao dobro do preço sugerido para o VECI, levando ao desinteresse no momento da compra.

Contudo, considerando os custos com manutenção e abastecimento, os VEB mostram-se eficientes economicamente, alcançando preços até menores que o custo de se manter um VECI, em um horizonte de 4 anos após a compra em certos casos (WETTERHAHN, 2022). Com o desenvolvimento de tecnologias e das cadeias produtivas relacionadas aos veículos elétricos, espera-se uma redução dos custos de aquisição e manutenção dos VEB, incentivando sua utilização nos próximos anos.

2.1.4 Disponibilidade e Tempo Necessário para o Carregamento

Embora sejam apresentados veículos com alta autonomia e alcance, carregadores devem ser disponibilizados para o caso de viagens de longas distâncias, assim como para o carregamento urbano. Em alguns países e rotas, a infraestrutura necessária é garantida pelas

próprias fabricantes (“Charging on The Road Wherever You Are”, 2024; “Go Anywhere”, 2024), que indicam os pontos de recarga próximos eletronicamente, por meio do sistema de navegação do veículo. Contudo, em países emergentes, a infraestrutura necessária para a navegação a longas distâncias ainda não foi implementada. O processo de instalação e estabelecimento da indústria leva tempo e, assim como a infraestrutura necessária para o descarte e reciclagem de baterias, serão implementados de acordo com o crescimento do mercado local de veículos elétricos. O desenvolvimento se apresenta elevado nos Estados Unidos, União Europeia e na China (WANG *et al.*, 2021), sendo os principais focos das grandes fabricantes de VEB.

As tecnologias dos pontos de recarga instalados também são fatores cruciais para a competitividade dos VEB, sendo o carregamento rápido indispensável na disputa contra os veículos elétricos híbridos (VEH) e os VECI. Os níveis de carregamento e alguns de seus parâmetros elétricos são demonstrados na Tabela 2.

Tabela 2 - Níveis de potência de carregamento para estações de recarga, normas e configurações aplicáveis.

Nível de Carregamento	Tensão	Potência Máxima (kW)	Tempo de carregamento	China	Europa	Japão	América do Norte
Nível 1	120 V_{ca}	3,7	10-15 h	Dispositivos privados			SAE J1772 (tipo 1)
Nível 2	220 V_{ca}	3,7-22	3,5-7 h	GB/T 20234 (CA)	IEC 62196 (tipo 2)	SAE J1772 (tipo 1)	SAE J1772 (tipo 1)
Nível 3	480 V_{ca} (3 ϕ)	22-43,5	10-30 m	GB/T 20234 (CA)	IEC 62196 (tipo 2)		SAE J3068
	200-600 V_{cc}	<200		GB/T 20234 (CC)	CCS Combo 2	CHAdeMO	CCS Combo 1
		<150		Tesla e CHAdeMO			
Nível 4 (CUR)	>800	>400	~tempo de reabastecimento de VCI	CCS e CHAdeMO			

Fonte: Adaptado de Ronanki; Kelkar; Williamson, 2019.

Destaca-se que os níveis de carregadores 1 e 2 são de recarga lenta, sendo necessárias várias horas para o carregamento completo de uma bateria. Estes são indicados apenas para uso residencial, com exceção de carregadores comerciais instalados em estacionamentos, nos quais os carros permanecem por um tempo considerável. Para a recarga rápida, recomenda-se os carregadores de nível 3 ou 4, denominados carregadores rápidos e ultrarrápidos respectivamente. Os carregadores rápidos apresentam desenvolvimento acelerado, com redes

de carregamento estabelecidas em alguns locais (“Supercharger”, 2024), mas ainda não alcançam a versatilidade do reabastecimento dos VECI.

Por outro lado, estações de carregamento ultrarrápidas são conversores eletrônicos de potência com a premissa de recarregar rapidamente a bateria de um VEB, em tempo semelhante ao do abastecimento de VECI e VEH, sendo considerado como ideal tempos de recarga abaixo de 15 minutos para variação do estado de carga de 20%-80% (faixa ótima de utilização e vida útil da bateria). Eles são caracterizados pela conexão em corrente contínua para o veículo, com elevadas taxas de transmissão de potência e corrente, e elevados picos de potência drenados da rede elétrica.

Contudo, a aplicação de tais topologias requerem certos cuidados com sua instalação, incluindo, mas não limitadas a: formas de mitigação dos picos de potência drenada, geralmente com armazenamento de energia com sistemas de baterias; mitigação de distorções harmônicas inseridas na rede elétrica, por meio da correção ativa do fator de potência e filtros; e limitação de potência drenada da rede, que pode ser resolvido por meio da comunicação entre a estação de carregamento e a rede de distribuição/subtransmissão local, caracterizando uma rede inteligente ou *smart grid*. Mas, como demonstrado em (MANDRILE *et al.*, 2021), a instalação de carregadores ultrarrápidos pode também melhorar a estabilidade do sistema a partir da utilização de sistemas de controle específicos, o que verifica a estação de recarga como uma grande aliada do sistema de potência, com a inserção de serviços ancilares à rede de distribuição.

2.2 Normatização Aplicável às Estações de Carregamento de Veículos Elétricos

Conforme abordado na Tabela 2, diversas normas são aplicáveis ao carregamento de veículos elétricos, dependendo de sua área de atuação e níveis de tensão e potência aplicáveis. Apesar de a maioria das normas não cobrirem estações de carregamento ultrarrápidas, que ainda necessitam de regulamentação específica, as normas existentes norteiam o desenvolvimento de novos carregadores. A seguir, algumas das normas aplicáveis ao contexto do carregamento de veículos elétricos:

- IEC 61851-1 (INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, 2017) – Trata dos requisitos gerais dos sistemas de alimentação para carregamento de veículos elétricos, alcançando tensões de até $1000 V_{CA}$ ou $1500 V_{CC}$, cobrindo todos os veículos

elétricos e híbridos que necessitam de carregamento. Inclui padrões de conexão, condições de operação e requisitos de segurança.

- IEC 61851-23 (INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, 2014) – Trata sobre especificamente estações de recarga em corrente contínua para veículos elétricos, com os mesmos limites especificados na parte 1, descrita anteriormente. São considerados os requisitos para estações de carregamento bidirecionais, mas não são cobertos os aspectos relativos à segurança na manutenção das estações.
- IEC 62196 (INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, 2022a, b, c) – Trata da normatização de plugues e tomadas para a conexão dos carregadores de veículos elétricos. Os limites de tensão e corrente abordados são de 690 V/ 250 A para conexões em corrente alternada e 1500 V/ 400 A para conexões em corrente contínua. A maioria dos protocolos de carregamento utilizados são abordados por este grupo de normas.
- DOT HS 812 754 (RASK; HARPER; DAN, 2019) – Trata dos procedimentos de avaliação para carregadores de veículos elétricos, incluindo testes, validação e avaliação dos requisitos de segurança. Norma exclusiva norte-americana.
- IEEE 2030.1.1 (IEEE, 2022) – Trata das especificações técnicas acerca do uso de carregadores rápidos em corrente contínua para veículos elétricos. Publicada para dar assistência aos desenvolvedores de carregadores deste tipo.
- SAE J1772 (SAE INTERNATIONAL, 2017) – Norma relativa ao padrão de conector conhecido como “J plug” ou “Type 1 connector”, descrevendo suas características mecânicas, elétricas e de segurança. Compõe o protocolo Combined Charging System (CCS) Combo 1.
- SAE J3068 (SAE INTERNATIONAL, 2022) - Norma relativa a um padrão de conector mecanicamente idêntico ao “Type 2 connector”, por fazer referência à norma IEC 62196-2 e -3. O padrão é alinhado especialmente para as redes norte-americanas, cobrindo todas as normas dos equipamentos trifásicos da região.

Na Tabela 3, ilustra-se os principais modelos de conectores, suas regiões de aplicação e normas empregadas. Os conectores que não são abrangidos pelas normas supracitadas apresentam regulação própria, como o exemplo do protocolo ChaoJi (STATE GRID CORPORATION OF CHINA, 2020). Contudo, ainda devem respeitar as legislações vigentes em relação à segurança e procedimentos de avaliação, contidos nas normas gerais.

Tabela 3 - Modelos de conectores para o carregamento de veículos elétricos, de acordo com as normatizações vigentes.

Norma	CHAdeMO	CCS Combo 1	CCS Combo 2	Tesla	GB/T	ChaoJi	MCS
Normas relacionadas	IEEE 2030.1.1 IEC 62196-3	SAE J1772 IEC 62196-3	IEC 62196-3	-	IEC 62196-3	CHAdeMO GB/T	-
Região	América do Norte Japão Europa	América do Norte Japão	Europa	América do Norte	China	Universal	-
Conector							
Tensão máxima (V)	1000	600	900	500	750	1500	1500
Corrente máxima (A)	400	400	400	631	250	600	3000
Potência máxima (kW)	400	200	350	250	185	900	45000

Fonte: Adaptado de Saadaoui; Ouassaid; Maaroufi, 2023.

Algumas outras normas podem ser aplicáveis no desenvolvimento de conversores comerciais, em relação à segurança, protocolos de comunicação, entre outros. Na Tabela 4, algumas normas aplicáveis são indicadas, separadas de acordo com as entidades responsáveis pela regulamentação.

No Brasil, as regulamentações seguem os padrões internacionais, sendo regulamentadas a partir da Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT), utilizando-se de traduções das normas internacionais IEC séries 61851 e 62196, sendo encontradas como NBR IEC.

2.3 Estado da Arte

Nesta seção, serão abordados os principais equipamentos e estudos relacionados à carregadores ultrarrápidos. Como não existe uma definição formal e amplamente reconhecida em sua categorização, será considerada como estação de carregamento ultrarrápida as estações com potência superior a 200 kW.

Serão abordadas duas frentes, sendo uma relativa às estações de carregamento comerciais, as quais podem ser encontradas na indústria; e os modelos acadêmicos, que passam por criteriosas avaliações científicas, buscando o estado da arte no desenvolvimento dos conversores de potência para a aplicação.

Tabela 4 - Outras normatizações aplicáveis à veículos elétricos.

Normas	Descrição
<i>SAE</i>	
J1772	Métodos de carregamento condutivo
J1773	Métodos de carregamento indutivo
J2293	Sistemas de transferência de energia
J2836/2847/2931	Protocolos de comunicação
<i>National Fire Protection Agency (NFPA)</i>	
NEC 625/626	Sistemas de carregamento de VE
NFPA 70	Segurança em VE e instalações elétricas
<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)</i>	
IEEE P1547	Interconexão com a rede
IEEE P2030	Interoperabilidade com redes inteligentes
IEEE P1809	Guia de transporte elétrico
IEEE P2690	Gerenciamento de rede de carregamento
IEEE 2030.1.1	Carregamento rápido CC
<i>International Electrotechnical Commission (IEC)</i>	
IEC TC 21	Gerenciamento de sistema de bateria
IEC TC 69	Rede de carregamento e segurança
IEC 1000.3.6	Problemas de qualidade de energia
<i>Underwriters Laboratories (UL) Inc.</i>	
UL 2594/2251/2201	Equipamentos de carregamento de veículos elétricos
UL 2231	Segurança
<i>International Organization for Standardization (ISO)</i>	
ISO 6469-1	Sistemas de baterias recarregáveis
ISO/CD 6469-3.3	Segurança
<i>Japan Electric Vehicle Association (JEVA)</i>	
JEVA C601	Conectores de carregamento
JEVA D701	Baterias de VE
JEVA G101-109	Carregamento rápido
<i>Deutsches Institut für Normung (DIN)</i>	
DIN 43538	Sistemas de baterias

Fonte: Adaptado de Ahmad et al., 2022.

2.3.1 Modelos Comerciais de Estações de Carregamento

Uma síntese dos modelos comerciais encontrados é realizada na Tabela 5, com seus parâmetros elétricos, protocolos e níveis de potência disponíveis. Como trata-se de modelos

comerciais, não são disponibilizados ensaios criteriosos sobre os dados revelados, tampouco as topologias, arranjos e tecnologias aplicadas nas estações de carregamento, por serem tratados como segredo industrial por alguns fabricantes, restando apenas o que é divulgado comercialmente.

Tabela 5 - Principais estações de carregamento de alta potência comercializadas internacionalmente.

Modelo e Fabricante	Potência (kW)	Tensão de entrada	Tensão de saída (V)	Corrente de saída (A)	Eficiência de pico	Protocolos suportados	Peso (kg)	Temperatura de operação (°C)
Delta	200	400 V_{ca} $\pm 10\%$ (3 ϕ)	200-1000	250-500	94%	CCS, CHAdEMO	450	-25 a 50
ABB Terra HP	350	400 V_{ca} $\pm 10\%$ (3 ϕ)	150-920	500	95%	SAE Combo-1, CHAdEMO 1.2	1340	-35 a 55
Tritium PK 350	350	480 V_{ca} (3 ϕ)	920	200-500	98,50%	CCS2, CHAdEMO	593	-35 a 50
Signet DC350K-CC	350	480 V_{ca} $\pm 10\%$ (3 ϕ)	150-920	200-500	95%	CCS1/2, CHAdEMO	190	-35 a 55
PHIHONG (DO 360 Series)	360	480 V_{ca} $\pm 10\%$ (3 ϕ)	150-950	380-500	>94%	CCS1/2, GBT, CHAdEMO	350	-30 a 50
Ingeteam INGEREV RAPID ST400	400	400 V_{ca} (3 ϕ)	50-1000	400-500	-	CCS2, CHAdEMO	530	-20 a 60

Fonte: Adaptado de Safayatullah et al., 2022b.

Na Tabela 5, a potência máxima encontrada para as estações de carregamento é de 400 kW, sendo todos os exemplos encontrados alimentados em sistemas trifásicos em CA de tensão entre 400 V e 480 V. A variação de tensão de saída também é um aspecto importante no carregamento dos bancos de baterias, sendo encontrados modelos capazes de variar sua tensão entre 50 V e 1000 V (provavelmente não em um mesmo arranjo, mas apresenta a possibilidade de variação entre estes extremos).

Contudo, é importante ressaltar que, para alguns dos casos supracitados, os dados de eficiência são relacionados apenas ao estágio final de conversão, não abrangendo todo o sistema de carregamento. Logo, entende-se que os dados disponibilizados pelas fabricantes não apresentam resultados suficientes para comparação aos estudos científicos, impossibilitando uma comparação direta entre eles.

2.3.2 Estações de Carregamento Desenvolvidas em Trabalhos Acadêmicos

Na literatura, foram encontrados e analisados os trabalhos relacionados à carregadores ultrarrápidos, ou seja, com potência acima de 200 kW. Dentre os trabalhos encontrados, foram

filtrados os desenvolvimentos que apresentavam ao menos um arranjo proposto em simulação, restando 10 trabalhos relacionados ao presente estudo. Na Tabela 6, encontra-se uma síntese dos estudos avaliados. Destaca-se que, dentre os trabalhos analisados, 70% são relativos à trabalhos apresentados em conferências, sendo apenas 3 trabalhos publicados em periódicos. A seguir, serão abordados os principais pontos e arranjos aplicados em cada trabalho.

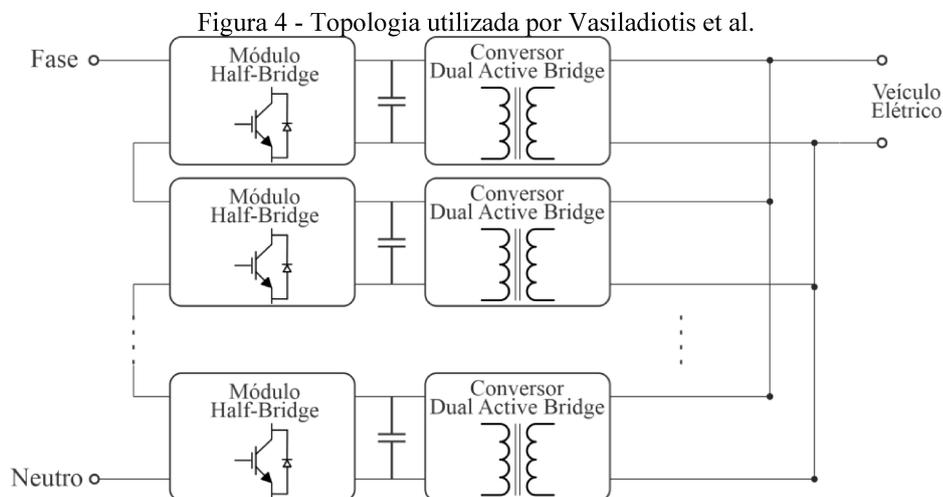
Tabela 6 - Principais trabalhos acadêmicos com protótipos de estações de carregamento de alta potência.

Referência	Tipo	Potência Projetada (kW)	Tensão de entrada (CA)	Tensão de saída (CC)	Eficiência
(VASILADIOTIS <i>et al.</i> , 2014)	Conferência	750	11 kV	100 - 600 V	-
(CHRISTEN, D.; TSCHANNEN; BIELA, 2012)	Conferência	220	400 V	240 - 420 V	99,59%
(CHRISTEN, DANIEL; JAUCH; BIELA, 2015)	Conferência	220	400 V	240 - 420 V	>98%
(JUSTINO; PARREIRAS; DE J. CARDOSO FILHO, 2014)	Conferência	400	440 V	-	-
(YILDIRIM <i>et al.</i> , 2020)	Conferência	200	400 V	600 - 1000 V	>98,8%
(FRANZESE <i>et al.</i> , 2021)	Conferência	320	400 V	510 - 720 V	-
(CAMURCA <i>et al.</i> , 2022)	Periódico	450	3 kV	-	98%
(RIVERA <i>et al.</i> , 2015)	Periódico	1200	4,16 kV	960 V	-
(ILAHY <i>et al.</i> , 2023)	Periódico	500	415V	100 - 950 V	>98%
(BARRESI; FERRI; PIEGARI, 2022)	Conferência	1000	1 kV	800 V	-

Fonte: Autoria Própria.

O trabalho de Vasiladiotis *et al.*, 2014 propõe um modelo modular de implementação completo, consistindo de um conversor *front-end* baseado na topologia *Cascaded Half-Bridge*, e etapa isoladora baseada na topologia *Full-bridge*, com esquema ilustrado na

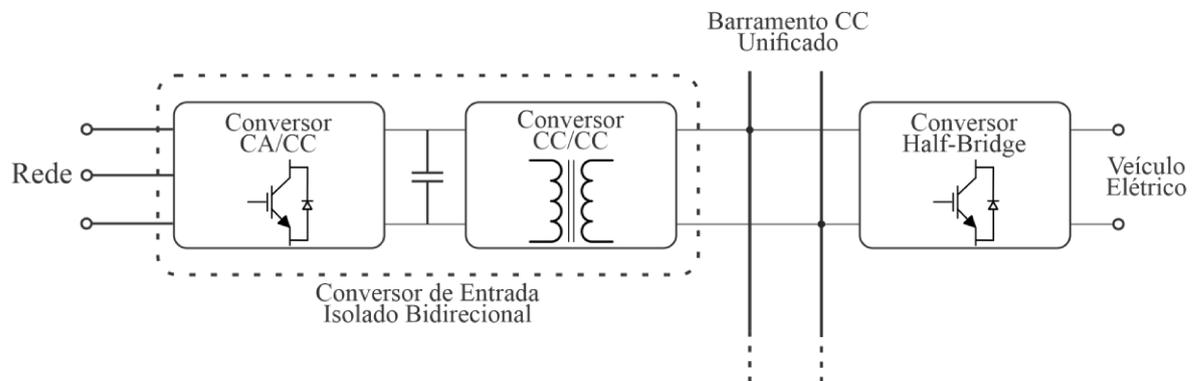
Figura 4. Apresenta alimentação em média tensão, sendo projetado para conexão em rede de distribuição de 11 kV_{CA}, com células de 800 V_{CA} no conversor *front-end*, totalizando 13 células por fase. Admite armazenamento de energia conectado ao sistema e até 3 saídas para carregamento, de até 250 kW.



Fonte: Autoria Própria.

O trabalho de Christen; Tschannen; Biela, 2012 é projetado a partir de uma topologia *Half-bridge* modular, consistindo em três estágios de conversão no sistema completo, com esquema ilustrado na Figura 5. Os conversores responsáveis pela conexão à rede apresentam baixa potência, 22 kW, enquanto o principal conversor estudado apresenta potência de 220 kW, responsável pela transferência de energia de um banco de baterias proposto em projeto, considerando que o sistema permaneça absorvendo baixa potência da rede para o armazenamento de energia e os picos de alta potência do carregador sejam supridos por ele. Tensão de entrada de 400 V_{CA}, e tensão de saída entre 240 e 420 V, com eficiência estimada de 99,59% via simulação para o conversor analisado.

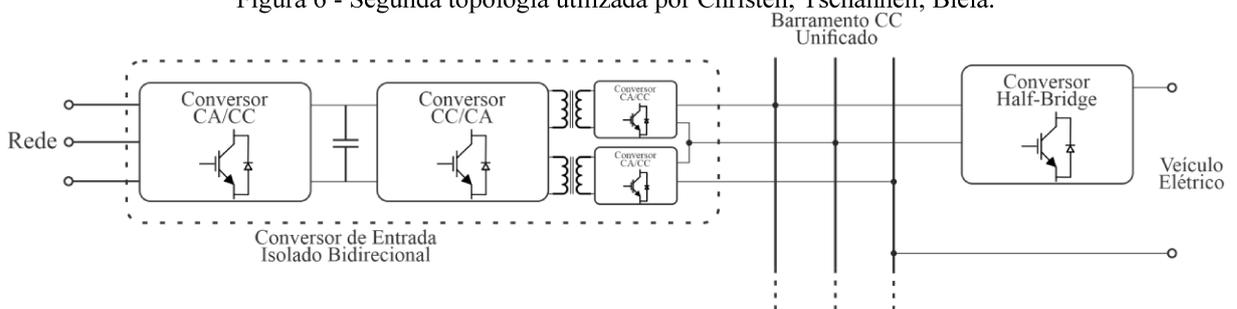
Figura 5 - Topologia utilizada por Christen; Tschannen; Biela.



Fonte: Autoria Própria.

O trabalho de Christen; Jauch; Biela, 2015 é proposto com os mesmos parâmetros de entrada do trabalho anterior, com topologia *front-end T-type* e um estágio isolador baseado em *Dual Active-Bridge* (DAB) com 3 portas, possibilitando a separação do armazenamento de baterias em dois conjuntos de tensão menores. Também é baseado em três estágios, sendo o terceiro apresentado e analisado no trabalho supracitado, com arranjo ilustrado na Figura 6. Apresenta resultados experimentais, com um protótipo em escala reduzida de 20 kW, alcançando eficiência de 96% e densidade de potência de 1 kW/litro.

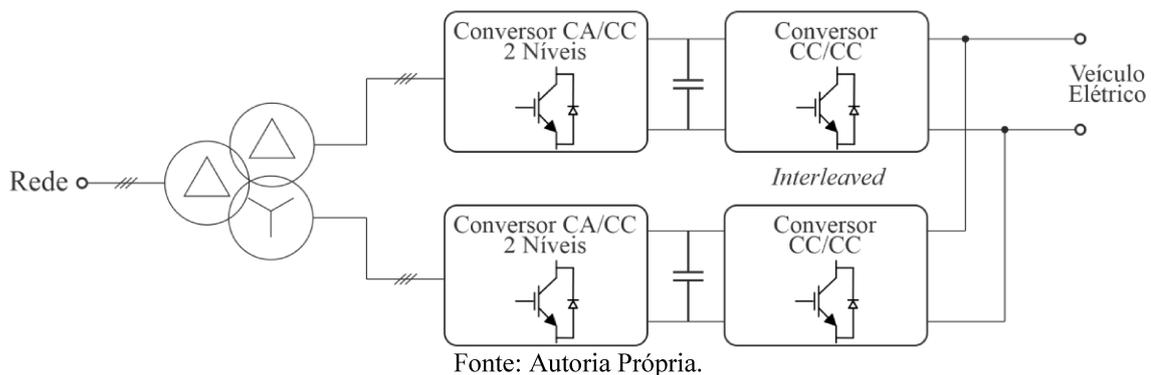
Figura 6 - Segunda topologia utilizada por Christen; Tschannen; Biela.



Fonte: Autoria Própria.

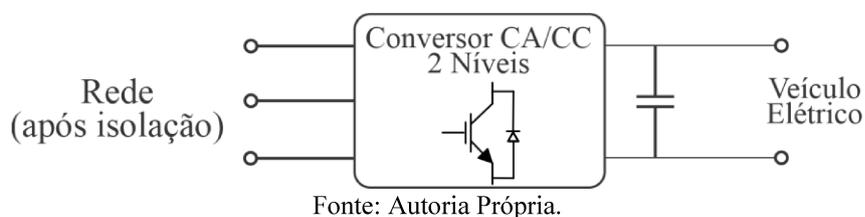
O trabalho de Justino; Parreiras; De J. Cardoso Filho, 2014 apresenta isolamento em baixa frequência, com um transformador de três enrolamentos na entrada do sistema, possibilitando a conexão direta à média tensão. A topologia aplicada ao conversor *front-end* é o conversor de dois níveis, com esquema ilustrado na Figura 7, e apresenta modulação PWM específica para eliminação de harmônicos na corrente de entrada. O foco do trabalho está no desenvolvimento do estágio de entrada, sendo o conversor CC-CC utilizado no carregamento de baterias negligenciado nos resultados. O sistema apresentou ótima mitigação das componentes harmônicas na corrente de entrada, e possui bidirecionalidade no estágio analisado.

Figura 7 - Topologia utilizada por Justino; Parreiras; De J. Cardoso Filho.



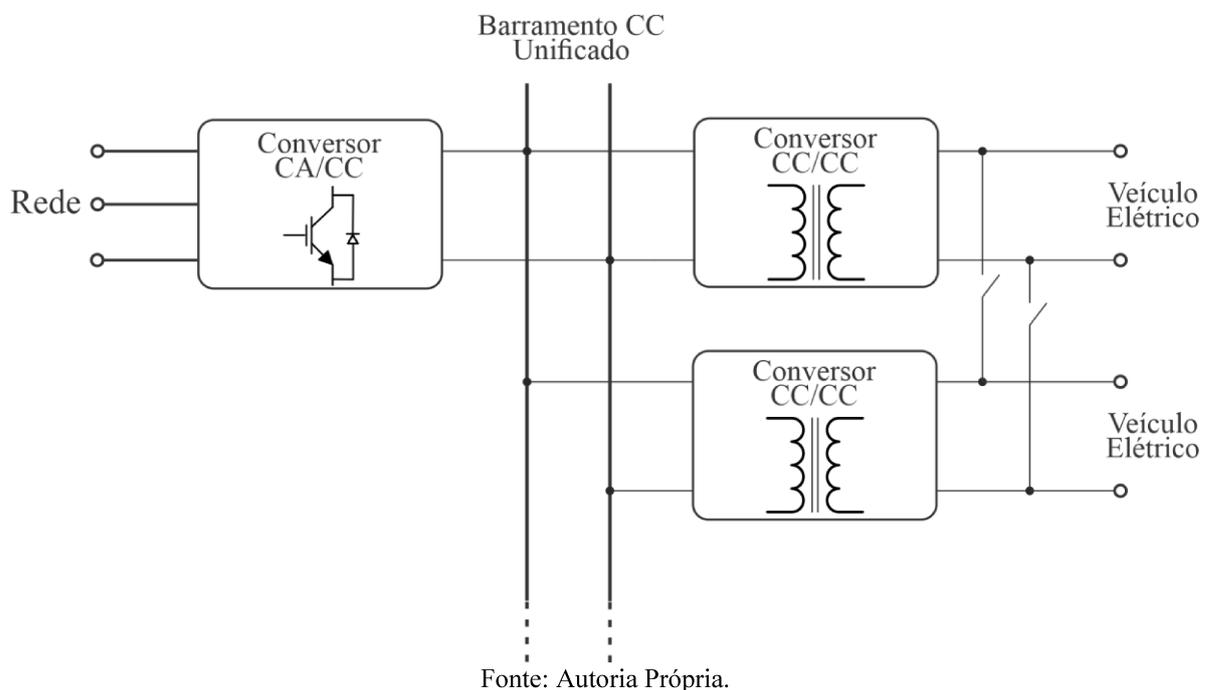
O trabalho de Yildirim et al., 2020 é baseado na aplicação de transistores de carbeto de silício (SiC, sigla em inglês para *Silicon Carbide*) no conversor aplicado, consistindo apenas em um estágio único com conversor *front-end* de dois níveis, com isolamento em baixa frequência. Projeto realizado considerando tensão de entrada de $400 V_{CA}$ e tensão de saída de 600 V a 1000 V, considerando a possibilidade de armazenamento de energia conectado ao elo CC. O sistema é projetado para o funcionamento a partir de um módulo semicondutor de alta potência, que já possui todos os transistores em um único encapsulamento e facilita o projeto completo, com esquema ilustrado na Figura 8. Apresenta resultados experimentais detalhados, a partir do carregamento de um pack de baterias de 46 Ah, com pico de potência de 202 kW. Apresentou eficiência maior que 98,5% no conversor aplicado, com distorção total de corrente na entrada de 2,2%.

Figura 8 - Topologia utilizada por Yildirim et al.



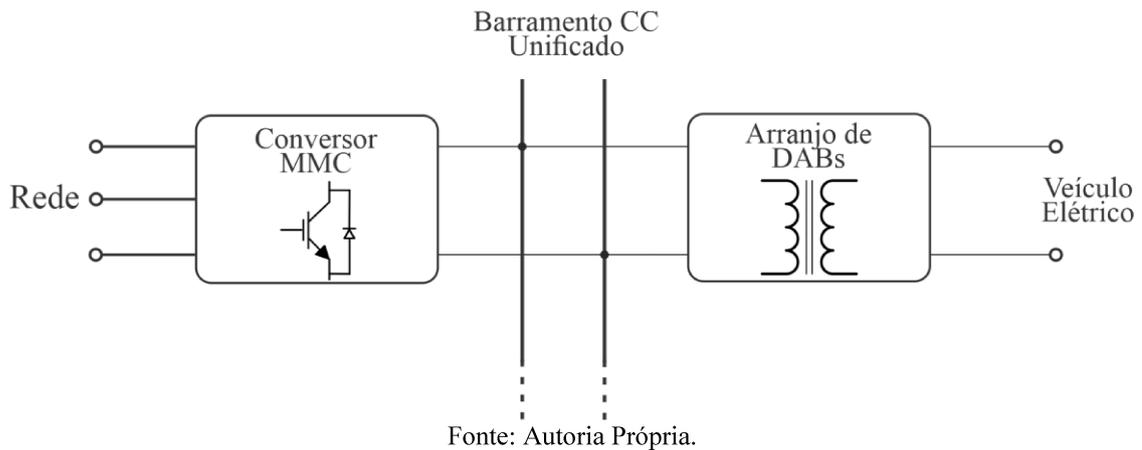
O trabalho desenvolvido em Franzese et al., 2021 realiza uma análise simplória das curvas de carregamento de veículos conectados a um sistema, onde admite-se um armazenamento de energia a baterias e dois pontos de carregamento, que podem ser arranjados de forma a carregar apenas um veículo a uma potência maior. Prevê um sistema conectado em $400 V_{CA}$, com saída variável de 510 a 720 V. A potência do conversor *front-end* é estimada em 50 kW, sendo o armazenamento de energia responsável pelos picos de potência dos dois pontos de carregamento de 160 kW, ou 320 kW quando unificados. Não apresenta dados técnicos sobre os conversores, dados de eficiência ou protótipo experimental. Um esquema genérico do sistema é ilustrado na Figura 9.

Figura 9 - Topologia utilizada por Franzese et al.



Em Camurca et al., 2022, o trabalho desenvolvido realiza um resumo geral sobre a utilização da topologia *front-end Modular Multilevel Converter* (MMC) em aplicações de carregamento rápido, e estuda as variações da topologia na aplicação em estações de carregamento ultrarrápida. A topologia aplicada ao estágio isolador é a DAB, com diversas variações de modularidade aplicadas. O sistema foi projetado para conexão direta em redes de média tensão ($3 kV_{CA}$), sendo avaliados o número de módulos e topologia aplicada aos módulos do conversor de entrada para a otimização do sistema. Apresenta um protótipo de 450 kW, com eficiência alcançando cerca de 98% para o sistema completo. O esquema simplificado do sistema é ilustrado na Figura 10.

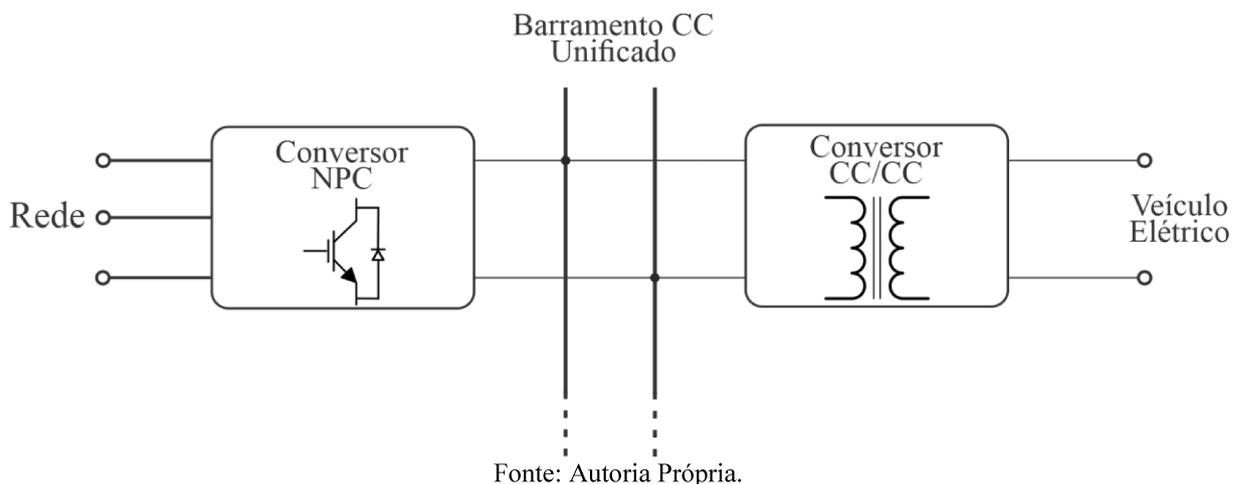
Figura 10 - Topologia utilizada por Camurca et al.



O trabalho desenvolvido por Rivera et al., 2015 propõe um sistema com elo CC bipolar, baseado na topologia *front-end Neutral Point Clamped* (NPC) com 4 braços, sendo um deles responsável pelo balanceamento do circuito. O foco do trabalho é o conversor *front-end*, com projeto de operação de até 1200 kW, conectado em uma rede de média tensão de 4160 V_{CA} . Os resultados em simulação apresentam baixa qualidade de imposição de corrente senoidal na entrada, e não apresenta dados de eficiência. São apresentadas formas de onda para um protótipo em escala reduzida, com o mesmo problema da simulação. O circuito simplificado é ilustrado na

Figura 11.

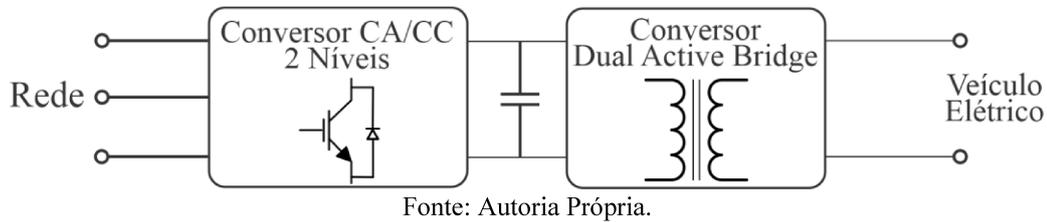
Figura 11 - Topologia utilizada por Rivera et al.



O trabalho de Ilahi et al., 2023 foca no desenvolvimento de uma estação de carregamento com tecnologias de semicondutores de ultra alta largura de banda, a partir da utilização de um composto de nitreto de gálio (GaN, sigla em inglês para *Gallium Nitride*). A topologia *front-end* é o conversor de dois níveis, enquanto a topologia aplicada ao estágio de isolamento consiste no conversor DAB, com esquema ilustrado na Figura 12. O sistema foi

projetado para tensão e corrente máximos de 950 V/200 A, mantendo bidirecionalidade de ponta-a-ponta. Resultados de simulação foram abordados, com rendimento esperado maior que 98%.

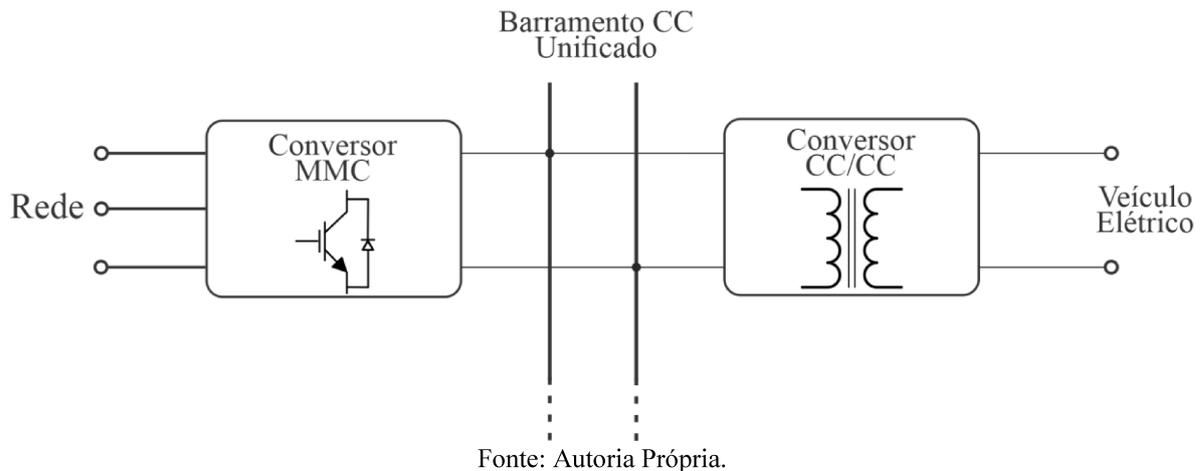
Figura 12 - Topologia utilizada por Ilahi et al.



Por fim, o trabalho desenvolvido em Barresi; Ferri; Piegari, 2022 apresenta o conversor MMC como topologia *front-end*, em uma rede de 400 V_{CA} e potência de 1000 kVA, com esquema ilustrado na

Figura 13. Estuda enfaticamente a distribuição de potências entre os braços da estação e a comparação do estado de carga da bateria a ser carregada e o armazenamento de energia do sistema. Não apresenta dados de eficiência ou dados técnicos sobre o restante do sistema.

Figura 13 - Topologia utilizada por Barresi; Ferri; Piegari.



Dentre os trabalhos analisados, apenas 3 apresentam dados experimentais suficientes em relação à eficiência, com protótipos em escala real ou reduzida. Os resultados destes trabalhos são sintetizados na Tabela 7.

Tabela 7 – Principais protótipos avaliados experimentalmente.

Referência	Tipo	Potência Planejada	Tensão de entrada (CA)	Tensão de saída (CC)	Potência do Protótipo (kW)	Eficiência em bancada
(CHRISTEN, DANIEL; JAUCH; BIELA, 2015)	Conferência	220k	400 V	240 - 420 V	20	96%
(YILDIRIM <i>et al.</i> , 2020)	Conferência	200k	400 V	600 - 1000 V	202	>98,5%
(CAMURCA <i>et al.</i> , 2022)	Periódico	450k	3 kV	-	450	98%

Fonte: Autoria Própria.

Outros trabalhos relativos ao tema foram analisados durante a pesquisa, mas apresentam aspectos acadêmicos isolados, sem ênfase nos arranjos de conversores e topologias aplicadas ao sistema. Dentre os temas, destacam-se análises de impactos na rede elétrica, sistemas de controle e gerenciamento de energia.

2.4 Conversor Ressonante-Série LLC aplicado a estações de carregamento

Se tratando do CRS-LLC aplicado a estações de carregamento de veículos elétricos, são encontradas diversas ocorrências na literatura recente, as quais serão abordadas a seguir. Dentre os trabalhos que utilizam a topologia para o carregamento de veículos elétricos com potência considerável (>5 kW), pode-se citar:

- (HU; SHAO; ONG, 2019) – Utiliza um protótipo de 6,6 kW, com aplicação de semicondutores de SiC e operação em alta frequência, operando apenas como conversor isolador;
- (CHAURASIYA; SINGH, 2021) – Mostra parâmetros e a metodologia de projeto utilizada para a confecção de um conversor de 7,2 kW;
- (DAS *et al.*, 2019) – Demonstra a aplicação de algoritmos de controle em um CRS-LLC de 7,5 kW, aplicado com variação de ganho e com a descrição dos parâmetros de projeto;
- (PANDEY; SINGH, 2020) – Aplica o CRS-LLC em conjunto com um conversor Vienna, para o projeto de um carregador de veículos elétricos;
- (DHAKAL; MENDES; PEREIRINHA, 2022) – Utiliza o CRS-LLC em conjunto com outros dois conversores, de forma a formar um módulo de estação de carregamento, no qual o CRS-LLC opera apenas como conversor isolador;
- (YU; CHOI, 2020) – Combina o CRS-LLC com um conversor *Phase-shift Full-bridge* (PSFB) para o carregamento de veículos elétricos;
- (KODOTH *et al.*, 2018) – Utiliza o CRS-LLC no projeto de um carregador rápido, de 33 kW, com uma variação de ganho considerável;
- (LI *et al.*, 2018) – Opera com variação de ganho e frequência, em um conversor de 15 kW e com a aplicação de semicondutores de SiC;
- (ELEZAB *et al.*, 2023) – Avaliou uma grande variação de tensão de saída sem uma alta variação do ganho do CRS-LLC, em um protótipo de 10 kW, com dados sobre eficiência e formas de onda alcançadas;

- (ELAKYA; MEENAKSHI; AISHWARYA, 2021) – Indica a aplicação de uma variação do conversor LLC-SRC em estações de carregamento, alcançando bons resultados via simulação;
- (JOHNSON; BAI, 2017; K; P, 2023) – Demonstraram aplicações com alta eficiência do conversor analisado em estações de carregamento de baterias, com resultados que alcançam eficiência maior que 96% para o sistema completo em (JOHNSON; BAI, 2017);
- (CHEN *et al.*, 2022; JAGADAN *et al.*, 2022; ZHAO *et al.*, 2018) – Apresentam resultados experimentais relativos à variação carga e ganho do conversor LLC-SCR, alcançando eficiência em torno de 97% nos melhores casos;
- (ASA *et al.*, 2014) – Apresenta um CRS-LLC trifásico de 8 kW e alta eficiência, para a aplicação em carregadores de veículos elétricos, em conjunto com as estratégias de controle aplicadas.

Outros trabalhos também apresentam desenvolvimentos importantes para a aplicação do conversor no carregamento de baterias, dentre eles:

- (CHAURASIYA; SINGH, 2022) – Discute parâmetros e normas aplicáveis ao conversor operando no carregamento de veículos elétricos;
- (CITTANTI *et al.*, 2020) – Descreve um processo iterativo para o projeto de estações de carregamento modulares utilizando o CRS-LLC, com módulos que chegam a 15 kW;
- (CETIN; YENIL, 2018) – Visa avaliar a região ótima para a variação de ganho do conversor, quando aplicado à carregadores de veículos elétricos;

Na literatura, são encontrados inúmeros trabalhos sobre o tema, sendo citados aqui apenas trabalhos mais recentes sobre o conversor, considerados relevantes para a contextualização deste estudo. Contudo, dentre os trabalhos analisados, verificou-se que os resultados apresentados eram insuficientes para uma comparação entre os modos de operação do conversor, assim como a carência de resultados experimentais bem desenvolvidos com variação de ganho e carga, o que motivou a realização deste estudo. As metodologias de projeto e aproximações para valores de componentes encontradas foram aplicadas durante a realização deste estudo, contribuindo para a avaliação dos parâmetros utilizados. Verifica-se, também, a baixa potência dos CRS-LLC projetados, que é uma limitação imposta pela própria topologia, sendo discutida nas seções adiante.

Considerando a relevância do tema, com a crescente demanda de veículos elétricos comercializados no Brasil e no mundo, em conjunto com a ampla gama de topologias aplicáveis nos diferentes arranjos de carregadores de baterias, torna-se crescente a necessidade de especificações detalhadas e atualizadas acerca dos conversores utilizados nestes equipamentos. Os modos de utilização, dados de performance, semicondutores aplicáveis, dentre outros parâmetros importantes para uma análise crítica de cada topologia deve ser realizada periodicamente, a fim de alcançar melhores resultados em termos de eficiência e custo.

Neste sentido, este trabalho analisa detalhadamente a utilização do CRS-LLC nos estágios cabíveis em estações de carregamento de veículos elétricos de alta potência, estudando as possibilidades de aplicação do conversor nos estágios de isolamento dos equipamentos, com ou sem variação de ganho de tensão, utilizando tecnologias recentes aplicáveis à topologia.

CAPÍTULO III

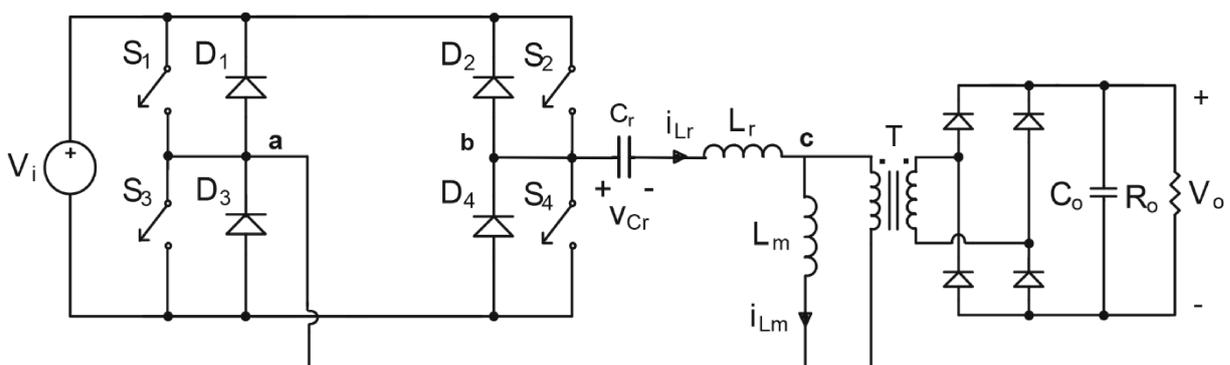
Conversor Ressonante-Série LLC

3.1 Considerações Iniciais

O Conversor Ressonante-Série LLC (CRS-LLC) é um conversor CC/CC chaveado, isolado galvanicamente por um transformador de alta frequência, amplamente utilizado pela sua característica de chaveamento suave. Baseado na ressonância entre o capacitor ressonante (C_r), o indutor ressonante (L_r) e a indutância de magnetização (L_m) do transformador (T), o CRS-LLC alcança grande variação de tensão de saída com variação na frequência de chaveamento, com possibilidade de operar com elevada eficiência e chaveamento em tensão zero (ZVS) em todo o range de operação (BARBI; PÖTTKER, 2019).

Dentre as vantagens da utilização da variação full-bridge, ilustrada na Figura 14, destacam-se a corrente de entrada contínua, menores estresses de corrente e tensão nos transistores e EMI (interferência eletromagnética, sigla em inglês para “*Electromagnetic Interference*”) reduzido (ZENG *et al.*, 2020), ao custo de uma maior complexidade em sua operação.

Figura 14 – Circuito elétrico do CRS-LLC, baseado na topologia full-bridge.



Fonte: Adaptado de Barbi; Pöttker, 2019.

O CRS-LLC é uma das variações do conversor ressonante LLC, no qual a indutância de magnetização é relativamente grande e não é envolvida na operação de ressonância (BARBI; PÖTTKER, 2019). Ele pode operar com modulação por frequência (MF) ou modulação por largura de pulso (PWM), sendo mais comumente utilizado com a MF. A seguir, serão desenvolvidos os principais equacionamentos para a análise e projeto do conversor CRS-LLC.

3.2 Estágios de Operação

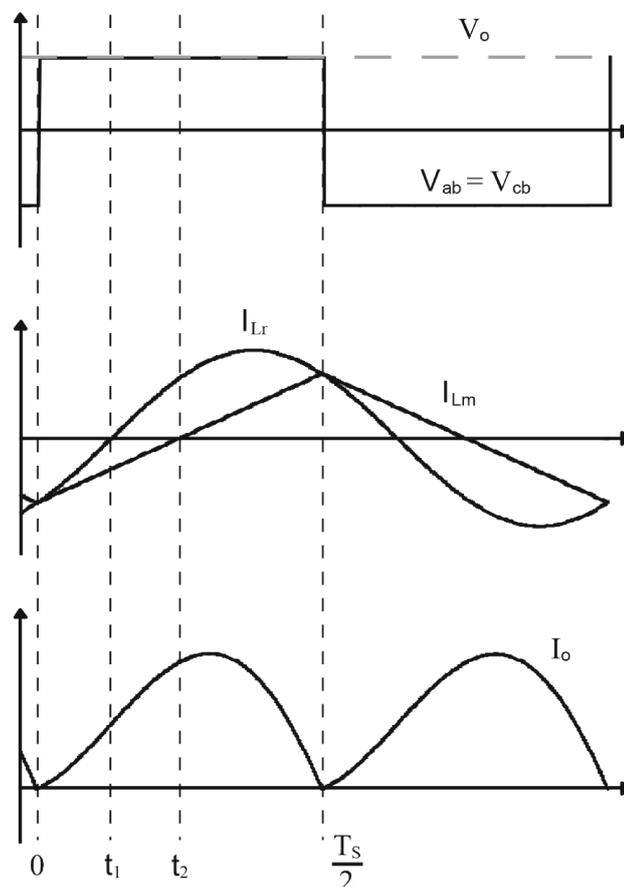
A análise dos estágios de operação do CRS-LLC pode ser realizada para três casos distintos de operação, sendo eles: operação na frequência de ressonância ($f_s = f_r$); operação abaixo da frequência de ressonância ($f_s < f_r$); e operação acima da frequência de ressonância ($f_s > f_r$). A seguir, são detalhadas as formas de onda de cada uma das operações.

3.2.1 Operação na frequência de ressonância ($f_s = f_r$)

Nesta condição de operação, a corrente de carga I_o está no limite entre o modo contínuo e descontínuo, e a tensão nos terminais do transformador (mais especificamente, no indutor magnetizante L_m) é sempre igual a $\pm V_o$ refletida ao primário do transformador.

Considerando todos os elementos como ideais, e refletindo todos os parâmetros para o primário do transformador, tem-se as formas de onda da Figura 15, divididas em três períodos $[0, t_1]$, $[t_1, t_2]$ e $[t_2, T_s/2]$, onde ocorrem os três estados topológicos distintos, descritos a seguir.

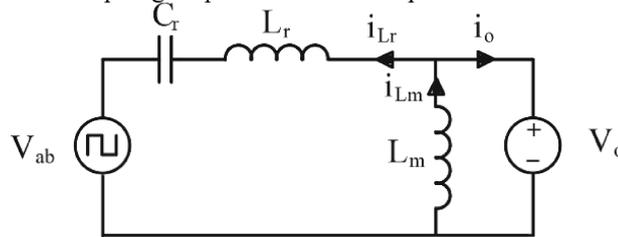
Figura 15 - Formas de onda, CRS-LLC operando na frequência de ressonância.



Fonte: Adaptado de Barbi; Pöttker, 2019.

- Primeiro Estado ($0, t_1$) – A tensão de entrada do circuito ressonante, representada por V_{ab} , é igual a tensão no transformador, representada por V_{cb} , e positiva. As correntes negativas i_{Lr} e i_{Lm} crescem de forma senoidal e linearmente, respectivamente. O circuito elétrico equivalente é ilustrado na Figura 16. Este estágio se encerra em $t=t_1$, quando $i_{Lr} = 0$.

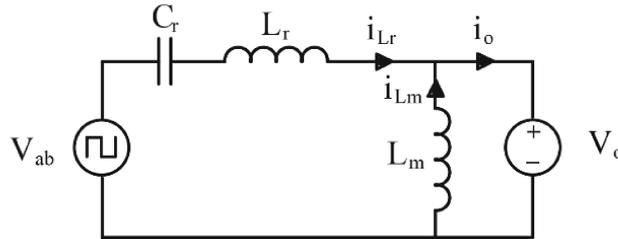
Figura 16 - Estado topológico para o CRS-LLC operando em ressonância: ($0, t_1$).



Fonte: Adaptado de Barbi; Pötker, 2019.

- Segundo Estado (t_1, t_2) – Neste estágio, a corrente ressonante é positiva ($i_{Lr} > 0$) e cresce em forma senoidal, enquanto a corrente de magnetização cresce linearmente. O circuito elétrico equivalente é ilustrado na Figura 17.

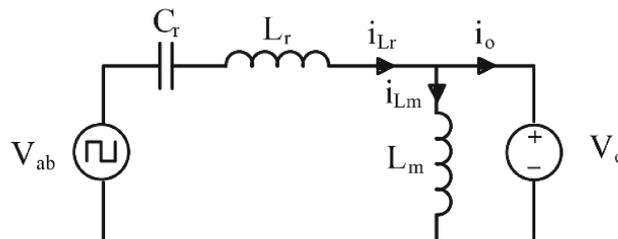
Figura 17 - Estado topológico para o CRS-LLC operando em ressonância: (t_1, t_2).



Fonte: Adaptado de Barbi; Pötker, 2019.

- Terceiro Estado ($t_2, T_s/2$) – Neste estado, ambas as correntes indutivas são positivas, sendo i_{Lr} com forma senoidal e i_{Lm} crescendo linearmente. Este estágio se encerra no fim do meio-ciclo do chaveamento, onde o ciclo se inicia com a polaridade invertida. O circuito elétrico equivalente é ilustrado na Figura 18. Com baixas cargas, pode haver diferentes estágios topológicos adicionais, por conta da corrente i_o se tornar descontínua.

Figura 18 - Estado topológico para o CRS-LLC operando em ressonância: ($t_2, T_s/2$).

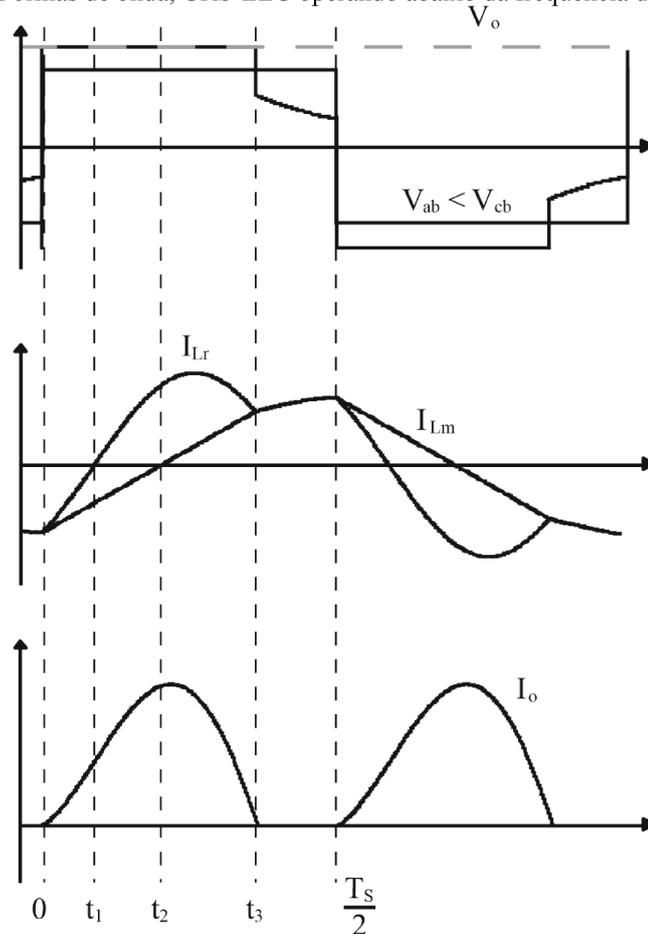


Fonte: Adaptado de Barbi; Pötker, 2019.

3.2.2 Operação abaixo da frequência de ressonância ($f_s < f_r$)

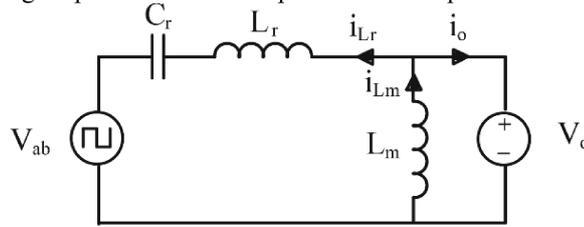
Nesta condição, a corrente de saída I_o é descontínua, o que leva a quatro estados topológicos distintos, com formas de onda ilustradas na Figura 19, nos intervalos $[0, t_1]$, $[t_1, t_2]$, $[t_2, t_3]$ e $[t_3, T_s/2]$, respectivamente. Uma característica importante deste modo de operação é a tensão de saída maior que a tensão de entrada ($V_o > V_i$), o que aumenta a aplicabilidade do conversor em situações que necessitam de operação com variação de ganho estático.

Figura 19 - Formas de onda, CRS-LLC operando abaixo da frequência de ressonância.



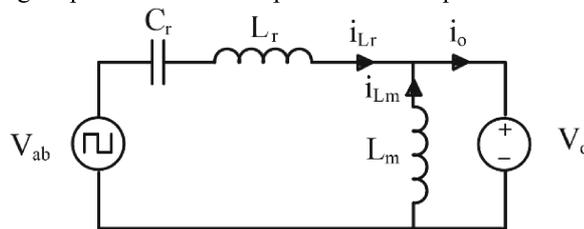
Fonte: Adaptado de Barbi; Pötker, 2019.

- Primeiro Estado ($0, t_1$) – As tensões V_{ab} e V_{cb} são positivas, e a tensão de saída V_o é maior que a tensão de entrada V_i . As correntes indutivas i_{Lr} e i_{Lm} crescem de forma senoidal e linearmente, respectivamente, mas ainda negativas. O circuito elétrico equivalente é ilustrado na Figura 20. Este estágio se encerra em $t=t_1$, quando $i_{Lr} = 0$.

Figura 20 - Estado topológico para o CRS-LLC operando em frequência abaixo da ressonância: $(0, t_1)$.


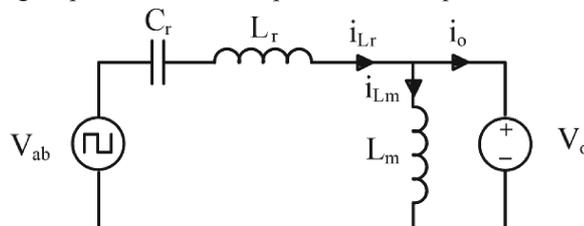
Fonte: Adaptado de Barbi; Pötker, 2019.

- Segundo Estado (t_1, t_2) – A corrente i_{Lr} é senoidal, positiva e crescente, enquanto i_{Lm} é negativa e cresce linearmente. O circuito elétrico equivalente é ilustrado na Figura 21. O estado se encerra em $t=t_2$, onde $i_{Lm} = 0$.

 Figura 21 - Estado topológico para o CRS-LLC operando em frequência abaixo da ressonância: (t_1, t_2) .


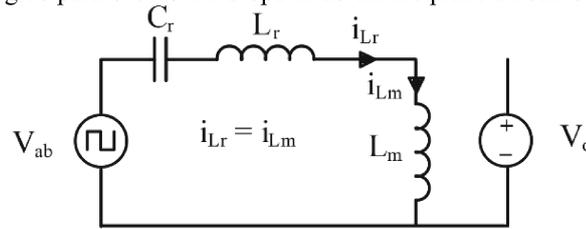
Fonte: Adaptado de Barbi; Pötker, 2019.

- Terceiro Estado (t_2, t_3) – Neste estágio, i_{Lr} e i_{Lm} são positivos. O circuito elétrico equivalente é ilustrado na Figura 22. O estágio termina quando $i_{Lr} = i_{Lm}$ e a corrente de saída $I_o = 0$.

 Figura 22 - Estado topológico para o CRS-LLC operando em frequência abaixo da ressonância: (t_2, t_3) .


Fonte: Adaptado de Barbi; Pötker, 2019.

- Quarto estágio $(t_3, T_s/2)$ – Durante este intervalo, a corrente de saída $I_o = 0$, e $i_{Lr} = i_{Lm}$. O circuito elétrico equivalente é ilustrado na Figura 23. Este estágio se encerra no fim do meio-ciclo do chaveamento, onde o ciclo se inicia com a polaridade invertida.

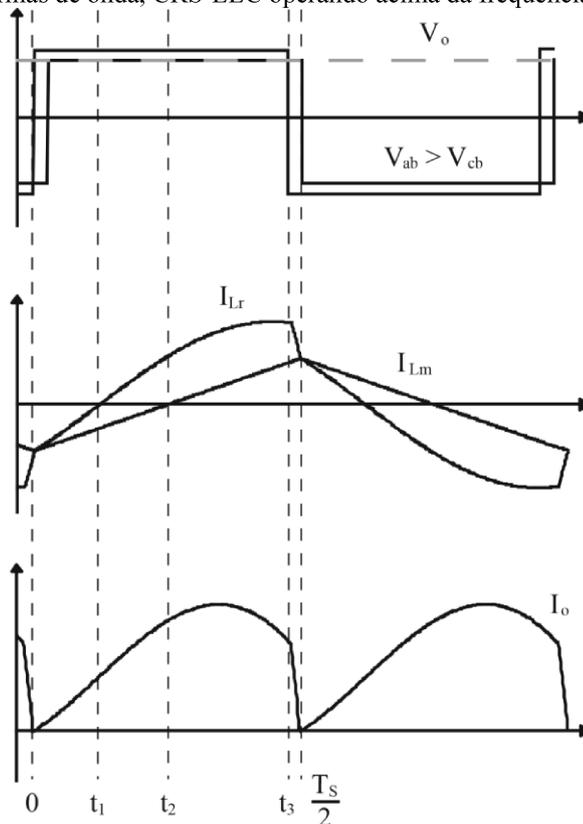
Figura 23 - Estado topológico para o CRS-LLC operando em frequência abaixo da ressonância: $(t_3, T_s/2)$.


Fonte: Adaptado de Barbi; Pötker, 2019.

3.2.3 Operação acima da frequência de ressonância ($f_s > f_r$)

Nesta condição de operação, o tempo começa a ser contado quando a tensão no transformador V_{cb} se torna positiva, tornando a descrição dos estados topológicos mais compreensível, sendo dividido em quatro estados topológicos distintos, com formas de onda ilustradas na Figura 24, nos intervalos $[0, t_1]$, $[t_1, t_2]$, $[t_2, t_3]$ e $[t_3, T_s/2]$, respectivamente. Neste modo de operação, a polaridade inversa da tensão de entrada ocorre antes do decaimento natural da corrente de saída I_o , causando o bloqueio forçado dos diodos retificadores de saída e consequentemente o aumento das perdas por chaveamento, sacrificando a eficiência. Por estes motivos, a operação acima da frequência de ressonância é indesejável quando comparada aos outros modos de operação, e deve ser evitada.

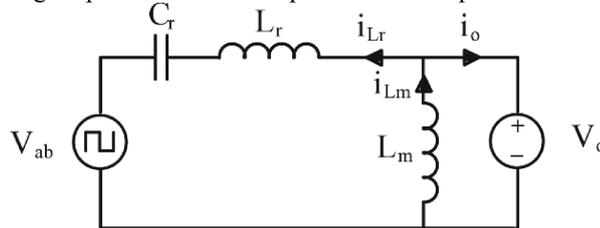
Figura 24 - Formas de onda, CRS-LLC operando acima da frequência de ressonância.



Fonte: Adaptado de Barbi; Pötker, 2019.

- Primeiro Estado ($0, t_1$) – As tensões V_{ab} e V_{cb} são positivas. As correntes indutivas i_{Lr} e i_{Lm} crescem de forma senoidal e linearmente, respectivamente, mas ainda negativas. O circuito elétrico equivalente é ilustrado na Figura 25. Este estágio se encerra em $t=t_1$, quando $i_{Lr} = 0$.

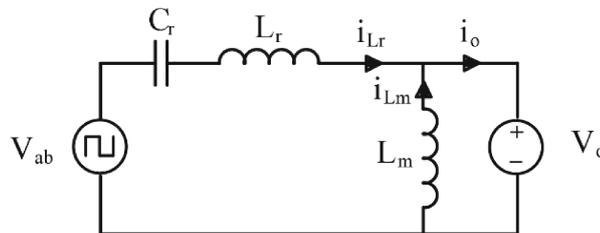
Figura 25 - Estado topológico para o CRS-LLC operando em frequência acima da ressonância: ($0, t_1$).



Fonte: Adaptado de Barbi; Pötker, 2019.

- Segundo Estado (t_1, t_2) – As tensões V_{ab} e V_{cb} continuam positivas, a corrente i_{Lr} é senoidal, positiva e crescente, enquanto i_{Lm} é negativa e cresce linearmente. O circuito elétrico equivalente é ilustrado na Figura 26. O estado se encerra em $t=t_2$, onde $i_{Lm} = 0$.

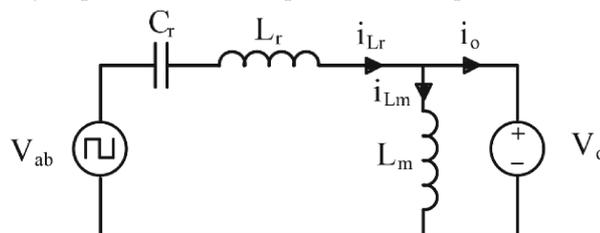
Figura 26 - Estado topológico para o CRS-LLC operando em frequência acima da ressonância: (t_1, t_2).



Fonte: Adaptado de Barbi; Pötker, 2019.

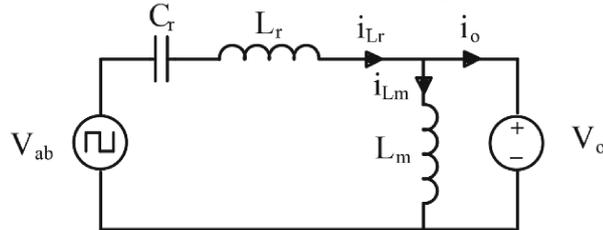
- Terceiro Estado (t_2, t_3) – Neste estágio, i_{Lr} e i_{Lm} são positivos. O circuito elétrico equivalente é ilustrado na Figura 27. O estágio termina em $t=t_3$, quando a tensão de entrada V_{ab} é invertida e se torna negativa.

Figura 27 - Estado topológico para o CRS-LLC operando em frequência acima da ressonância: (t_2, t_3).



Fonte: Adaptado de Barbi; Pötker, 2019.

- Quarto estágio ($t_3, T_s/2$) – Durante este intervalo, a corrente i_{Lr} decresce até se tornar igual a corrente de magnetização i_{Lm} , em $t=T_s/2$. O circuito elétrico equivalente é ilustrado na Figura 28.

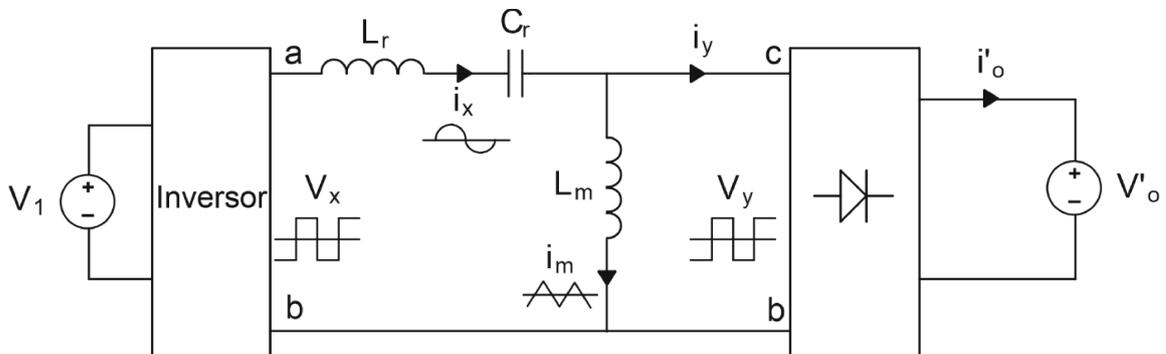
Figura 28 - Estado topológico para o CRS-LLC operando em frequência acima da ressonância: $(t_3, T_s/2)$.


Fonte: Adaptado de Barbi; Pöttker, 2019.

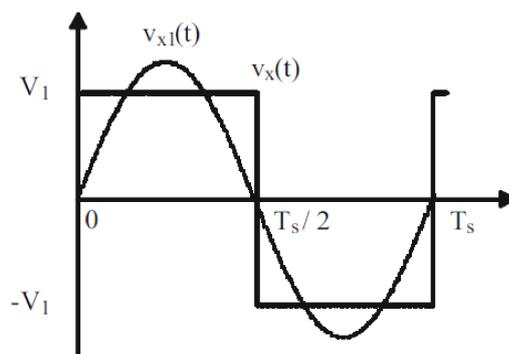
3.3 Aproximação de Primeiro Harmônico

Para fins de simplificação, geralmente é utilizada a aproximação de primeiro harmônico equivalente, o qual utiliza a magnitude do primeiro harmônico de tensão chaveada no circuito ressonante, para desenvolver os equacionamentos necessários. A Figura 29 ilustra um circuito equivalente utilizado na aproximação, onde todos os elementos são refletidos ao primário do transformador, onde V_1 é a tensão de entrada do conversor CC-CC, V_x é a tensão CA gerada pelo inversor, i_x é a corrente ressonante no circuito LLC, i_m é a corrente de magnetização do transformador e V_y é a tensão de entrada no retificador de saída. A tensão de entrada V_x e primeira componente harmônica V_{x1} são ilustradas na Figura 30.

Figura 29 - Representação simplificada do CRS-LLC.



Fonte: Adaptado de Barbi; Pöttker, 2019.

 Figura 30 - Forma de onda da tensão de entrada V_x e sua primeira harmônica V_{x1} .


Fonte: Adaptado de Barbi; Pöttker, 2019.

De acordo com a carga do conversor, pode ser estabelecida uma relação de resistência equivalente vista pelo circuito ressonante, refletida para o primário do transformador (R'_o). Ela pode ser definida, a partir da Lei de Ohm, como a razão entre a tensão de saída equivalente refletida ao primário (V'_o) e a corrente de saída equivalente refletida ao primário (I'_o), conforme (1). De acordo com os equacionamentos descritos em (BARBI; PÖTTKER, 2019), encontra-se a resistência equivalente para corrente alternada R_{ca} (2), a qual é utilizada para o cálculo do ganho estático do circuito.

$$R'_o = \frac{V'_o}{I'_o} \quad (1)$$

$$R_{ca} = R'_o \frac{8}{\pi^2} \quad (2)$$

Seguindo os desenvolvimentos descritos em (BARBI; PÖTTKER, 2019), tem-se que os principais fatores que determinam a performance do CRS-LLC são a relação entre o indutor ressonante e a indutância de magnetização, determinada em (3); A frequência normalizada (f_n), definida em (4), sendo f_s a frequência de chaveamento, e f_r a frequência do circuito tanque série ressonante; O fator de qualidade (Q) do circuito tanque, definido em (5), a partir da resistência de carga refletida ao primário do transformador R_{ca} e os elementos ressonantes.

$$\lambda = \frac{L_r}{L_m} \quad (3)$$

$$f_n = \frac{f_s}{f_r} \quad (4)$$

$$Q = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_{ca}} \quad (5)$$

3.4 Análise do Ganho de Tensão

O ganho estático do conversor depende de vários fatores, sendo os mais importantes os parâmetros do circuito – responsáveis pelo fator de qualidade Q e a relação λ – e a resistência de carga equivalente. Os parâmetros elétricos são definidos em projeto, não sendo possível alterá-los em condições comuns de operação. Logo, o principal parâmetro a ser avaliado para o ganho estático é a carga.

Analisando o conversor a partir do seu circuito equivalente de primeiro harmônico, com tensão de saída refletida ao primário do transformador, o ganho estático (M) é definido em (6).

$$M = \frac{f_n^2}{\sqrt{[f_n^2(\lambda + 1) - \lambda^2] + [f_n Q(f_n^2 - 1)]}} \quad (6)$$

Caso o ganho estático não alcance as prerrogativas de projeto para determinada carga, torna-se necessária uma nova iteração do projeto do conversor, de forma a atingir os requisitos de desempenho necessários.

3.5 Análise do Tempo Morto

De forma a obter a comutação suave em toda a faixa de variação de tensão e potência de saída, as capacitâncias de chaveamento – normalmente, as capacitâncias parasitas das chaves utilizadas no inversor do conversor – devem ser totalmente carregadas ou descarregadas durante o tempo morto do chaveamento.

Seguindo os desenvolvimentos realizados em (BARBI; PÖTTKER, 2019), o tempo morto necessário para alcançar o chaveamento suave ZVS deve seguir a inequação (7), de forma a garantir o tempo de carga e descarga dos capacitores de chaveamento do sistema, onde C é a capacitância equivalente entre os terminais de uma das chaves do inversor (geralmente iguais) em Faradays, V_1 é a tensão de entrada em volts, e I_{mp} é a corrente de carga e descarga dos capacitores de chaveamento, sendo descrita pela equação (8).

$$t_d > \frac{2CV_1}{I_{mp}} \quad (7)$$

$$I_{mp} = \frac{V_1}{\sqrt{\frac{L_r + L_m}{C_r}}} \tan\left(\frac{\pi}{2f_n} \sqrt{\frac{\lambda}{\lambda + 1}}\right) \quad (8)$$

3.6 Demais Equacionamentos de Projeto

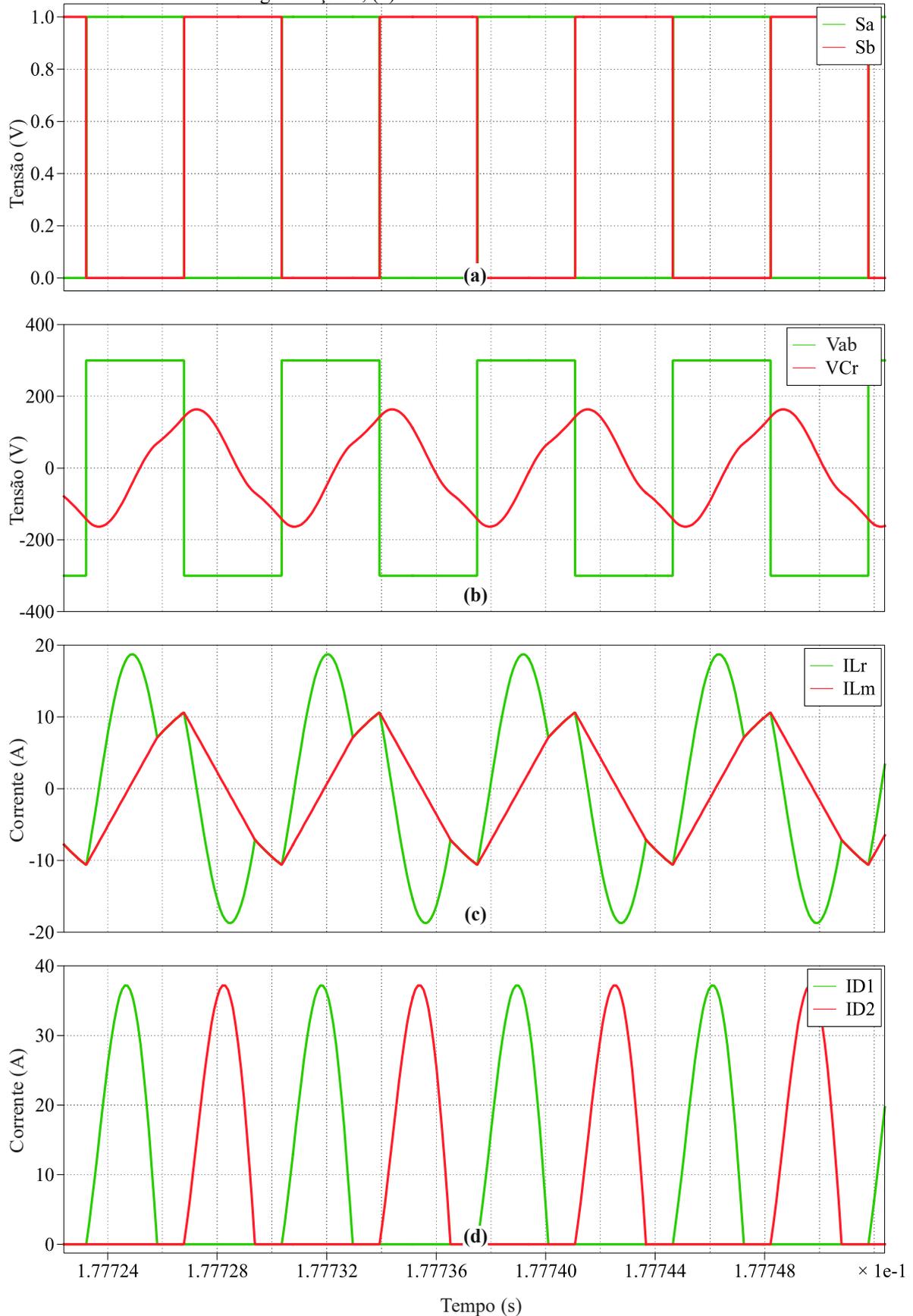
Para o projeto dos componentes do circuito eletrônico de potência, são necessárias informações referentes aos limites operacionais do conversor. Para obter os dados necessários, torna-se necessária uma modelagem completa das formas de onda, de forma a levantar o estresse de corrente e tensão em cada um dos componentes. Como a aproximação por primeiro harmônico – utilizada no levantamento de ganho – é imprecisa para o levantamento completo

das formas de onda durante o período de chaveamento, é recomendada a análise de dados topológica, a partir de diferentes períodos de funcionamento do circuito (ADRAGNA, 2022).

Assim como na Seção 3.2 Estágios de Operação, a análise pode ser desenvolvida em diferentes etapas, considerando o funcionamento do circuito com frequência de chaveamento abaixo da frequência de ressonância. As formas de onda analisadas podem ser divididas em duas partes para a operação abaixo da frequência de ressonância, sendo um referente às etapas $t_0 - t_3$, e a segunda referente a etapa $t_3 - T_s/2$ da Figura 19. Como as formas de onda apresentam simetria no segundo meio ciclo de chaveamento, não é necessário realizar as análises novamente.

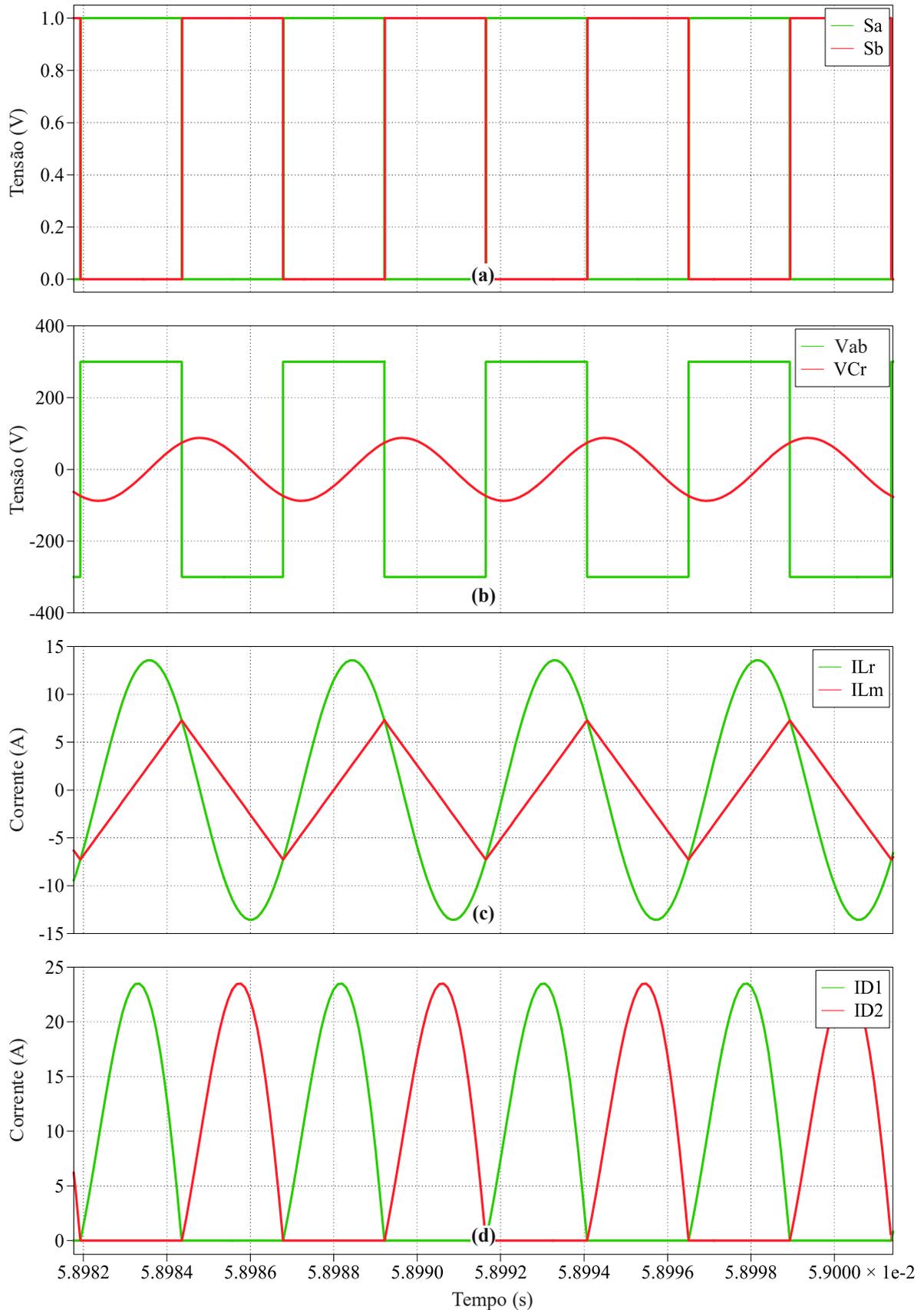
Um exemplo de formas de onda para a análise é ilustrado na Figura 31, onde um CRS-LLC opera abaixo da frequência de ressonância, onde as formas de onda nos elementos ressonantes não são senoidais, e apresentam maior valor de pico tanto na corrente quanto na tensão sobre o capacitor. Os picos de corrente também são maiores nos diodos retificadores, devido operação descontínua. A Figura 32 exemplifica as formas de onda para o mesmo circuito, operando em frequência de ressonância, onde são verificados os menores valores de corrente no circuito tanque, com formas de onda senoidais para a corrente e tensão sobre o capacitor, e menor estresse nos componentes do conversor, incluindo os diodos retificadores, por trabalharem no modo de condução contínuo.

Figura 31 - Formas de onda com chaveamento abaixo da frequência de ressonância: (a) acionamento das chaves; (b) tensões no transformador e no capacitor ressonante; (c) correntes no indutor ressonante e no indutor de magnetização e; (d) correntes nos diodos retificadores.



Tempo (s)
Fonte: Autoria própria.

Figura 32 - Formas de onda com chaveamento na frequência de ressonância: (a) acionamento das chaves; (b) tensões no transformador e no capacitor ressonante; (c) correntes no indutor ressonante e no indutor de magnetização e; (d) correntes nos diodos retificadores.



Fonte: Autoria própria.

3.6.1 Análise da Corrente no Circuito Tanque

O primeiro passo na análise consiste em definir uma aproximação para a corrente do circuito tanque ($I_{Lr} = I_{Cr}$) para o CRS-LLC full-bridge, descrita na equação (9), conforme o desenvolvimento de Adragna, 2022.

$$i_{Lr}(t) = \begin{cases} \frac{I_{Lr_o}}{\text{sen}(\theta)} \text{sen}(2\pi f_r t - \theta) & 0 \leq t \leq t_3 \\ I_{Lr_o} & t_3 < t \leq \frac{T_s}{2} \end{cases} \quad (9)$$

Onde:

$$I_{Lr_o} = \frac{R_t V_o + V_{rect}}{4 L_m f_r} = \frac{\pi}{2} R_t \lambda \frac{V_o + V_{rect}}{Z_o} \quad (10)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\pi \lambda}{2} M \right) \quad (11)$$

Sendo: I_{Lr_o} – Condição inicial da corrente ressonante em módulo, no instante $t = t_o$;

R_t – Relação de transformação do transformador isolador;

V_o – Tensão de saída, dependente do ganho de tensão M relação R_t ;

V_{rect} – Tensão de polarização direta dos diodos retificadores;

Z_o – Impedância característica do circuito tanque, dada por $\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$.

A partir da equação (9), serão realizados os cálculos para os demais estresses de tensão e corrente em cada um dos componentes críticos em operação. O estresse de tensão nas chaves é a tensão de entrada V_{in} , assim como a tensão de estresse nos diodos retificadores é igual a tensão de saída V_o , simplificando algumas análises.

3.6.2 Análise da Tensão no Capacitor C_r

A partir das formas de onda, aplicadas na integral da equação (12), é encontrada a tensão máxima no capacitor ressonante C_r de acordo com a equação (13).

$$V_{Cr\text{máx}} = V_{cr} \left(\frac{T_s}{2} \right) + \frac{1}{C_r} \int_{\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2} + T'} I_{Lr}(t) dt \quad (12)$$

$$V_{Cr\text{máx}} = \frac{1}{C_r f_s} \left(\frac{I_{in}}{4} + \frac{I_{Lr_o}}{\pi(1 + \cos\theta)} \right) \quad (13)$$

Onde T' é o tempo em que a corrente ressonante é igual a zero, dado pela equação (14).

$$T' = \frac{\theta}{2\pi f_s} \quad (14)$$

3.6.3 Análise da Corrente no Indutor Ressonante Lr

A corrente no indutor ressonante é a corrente no circuito tanque, e pode ser dada pela equação (9) para a operação abaixo da frequência de ressonância. Contudo, seu valor máximo é alcançado quando operando na frequência de ressonância – considerando uma mesma potência de saída – indicando que o estresse máximo é alcançado nesta condição. Considerando esta característica, tem-se a corrente ressonante na frequência de ressonância, dada pela equação (15).

$$i_{Lr}(t) = \frac{I_{Lr_o}}{\text{sen}(\phi)} \text{sen}(2\pi f_r t - \phi) \quad (15)$$

Onde:

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{2I_{Lr_o} \eta V_{in}}{\pi P_o} \right) \quad (16)$$

Sendo: η – Rendimento esperado do conversor;

P_o – Potência de saída.

A partir das equações (15) e (16), tem-se os valores das correntes de pico e eficaz no circuito ressonante, nas equações (17) e (18), respectivamente.

$$I_{Lrpk} = \frac{I_{Lr_o}}{\text{sen}(\phi)} \quad (17)$$

$$I_{Lref} = \frac{I_{Lr_o}}{\sqrt{2}\text{sen}(\phi)} \quad (18)$$

A forma de onda da corrente de magnetização (i_M) também é deduzida para a frequência de ressonância, necessária para verificação dos limites de saturação do transformador, dada pela equação (19).

$$i_M(t) = \begin{cases} -I_{Lr_o} + \frac{4I_{Lr_o}}{T_s} t & 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ I_{Lr_o} - \frac{4I_{Lr_o}}{T_s} \left(t - \frac{T_s}{2}\right) & \frac{T_s}{2} < t \leq T_s \end{cases} \quad (19)$$

3.6.4 Análise da Corrente nas Chaves

Considerando que a corrente que circula nas chaves é igual à corrente ressonante da equação (15), o valor de pico é igual ao da equação (17), com valor eficaz equivalente a $1/\sqrt{2}$ da equação (18), descritos nas equações (20) e (21), respectivamente.

$$I_{Spk} = I_{Lrpk} = \frac{I_{Lr_o}}{\text{sen}(\phi)} \quad (20)$$

$$I_{Sef} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_{Lref} = \frac{I_{Lr_o}}{2\text{sen}(\phi)} \quad (21)$$

3.6.5 Análise da Corrente nos Diodos Retificadores

A corrente nos diodos retificadores é encontrada a partir da corrente no secundário do transformador (i_{sec}), dada pela equação (22).

$$i_{sec}(t) = R_t [i_{Lr}(t) - i_M(t)] \quad (22)$$

Calculando a corrente eficaz, tem-se a equação (23).

$$I_{secrms} = R_t I_{Lr_o} \sqrt{2 \left(\frac{1}{4\text{sen}^2\psi} + \frac{1}{6} - \frac{4}{\pi^2} \right)} \approx \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_o \quad (23)$$

Sendo:

$$\psi = 2 \tan^{-1} \left[\sqrt{\left(\frac{\pi I_o}{2R_t I_{Lr_o}} \right)^2 + 1} - \frac{\pi I_o}{2R_t I_{Lr_o}} \right] \quad (24)$$

Com estes valores, calcula-se a corrente de pico e a corrente alternada no secundário do transformador, descritas nas equações (25) e (26), respectivamente. A corrente alternada é filtrada pelo capacitor de filtro, sendo a corrente que circula por ele.

$$I_{sec\,m\acute{a}x} = \frac{\pi}{2} I_o \quad (25)$$

$$I_{sec\,ca} = \sqrt{I_{sec\,rms}^2 - I_o^2} = \left(\sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} \right) I_o \quad (26)$$

Sabendo que a corrente que circula pelos diodos retificadores é a mesma corrente do secundário, mas por apenas metade do período de chaveamento, tem-se as equações do estresse de corrente nos diodos retificadores nas equações (27) e (28). Contudo, deve-se atentar para a operação fora da frequência de ressonância, que apesar de manter a corrente eficaz, pode aumentar significativamente o pico de corrente nos diodos retificadores.

$$I_{D\,pk} = I_{sec\,m\acute{a}x} = \frac{\pi}{2} I_o \quad (27)$$

$$I_{D\,rms} = \frac{I_{sec\,rms}}{\sqrt{2}} \approx \frac{\pi}{4} I_o \quad (28)$$

3.7 Estimativa de Perdas Magnéticas

Para as análises de perdas magnéticas no núcleo do transformador (MCLYMAN, 2004), é estimada a variação do fluxo magnético no componente B_{ac} em (29) e a estimativa de perdas P_{core} em (30), utilizando-se a tensão de saída (E), o coeficiente de forma de onda ($K_f = 4.44$ para forma de onda aproximadamente senoidal, considerando a aproximação por primeiro harmônico), área do núcleo (A_c), frequência (f) e número de voltas (N), em unidades do SI. O volume do material magnético (V_c) e a densidade de perdas (P_{v_c}) são encontrados em folha de dados (“Ferrites and accessories: SIFERRIT material N97”, 2018), de acordo com a condição operacional.

$$B_{ac} = \frac{E(10^4)}{K_f f A_c N} \quad (29)$$

$$P_{core} = V_c P_{v_c} \quad (30)$$

De acordo com as equações, é possível estimar as perdas magnéticas, desde que adicionadas as condições operacionais do conversor, como temperatura de operação e estado de carregamento.

3.8 Projeto do CRS-LLC

Após a definição das características e condições de contorno requeridas para a operação do CRS-LLC, diferentes metodologias de projeto podem ser aplicadas, como a de (BARBI; PÖTTKER, 2019) e (CITTANTI et al., 2020), por exemplo. Entre elas, a principal característica é a recursividade do projeto, o qual deve passar por um processo iterativo para alcançar os resultados obtidos.

Inicialmente, são definidos os parâmetros iniciais, como:

- Potência de saída;
- Tensões de saída;
- Tensões de entrada;
- Frequência de chaveamento;
- Corrente de saída.

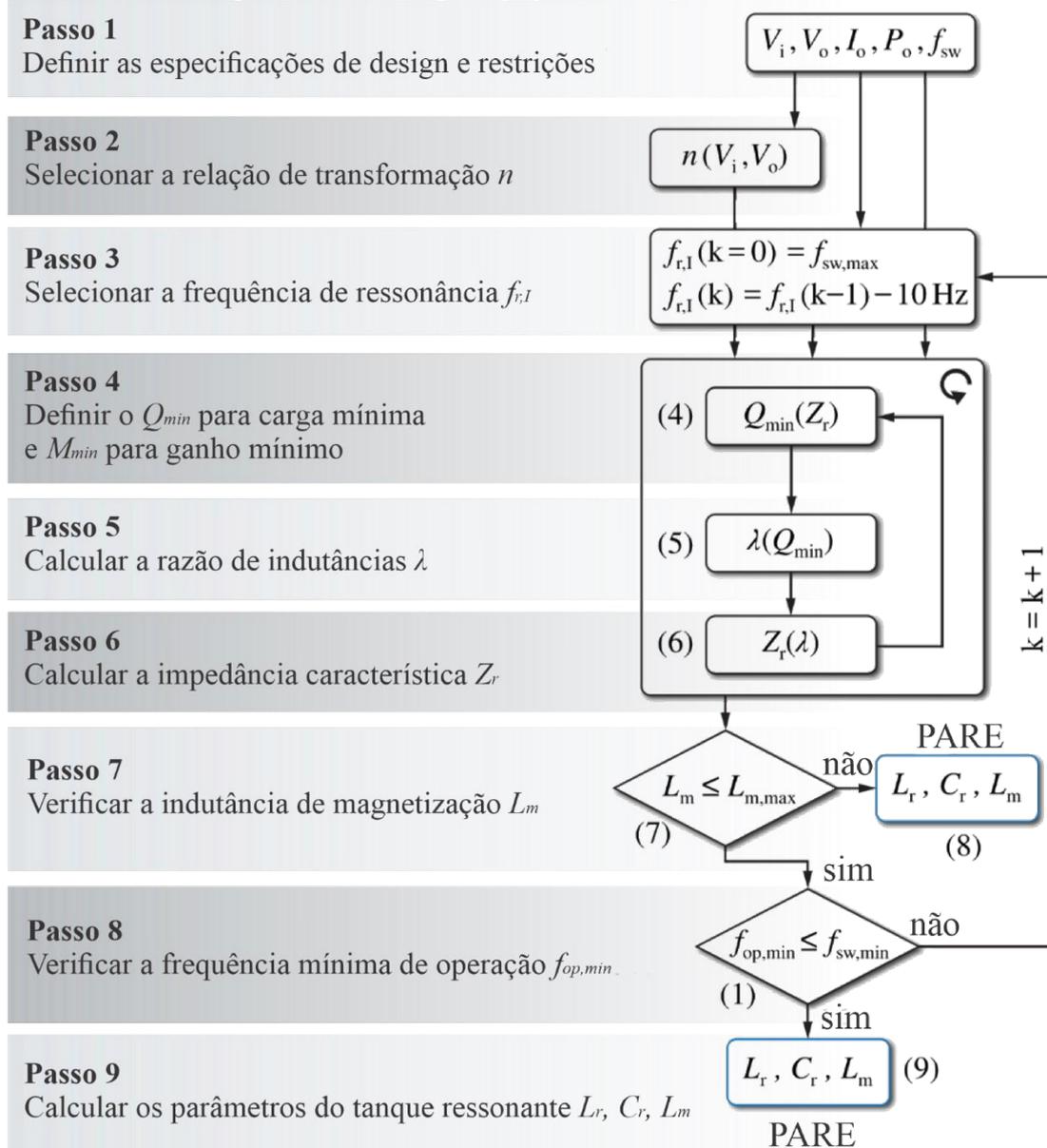
Com base nestes parâmetros, são calculados:

- Relação de transformação do transformador;
- Frequência de ressonância;
- Ganho e fator de qualidade mínimos;
- Razão de indutâncias (λ);
- Impedância característica.

E com isso, são verificados se os valores atendem ou não o projeto. Caso não atendam, repete-se o processo até alcançar o valor desejado. Dependendo dos parâmetros de entrada, o projeto não alcança todos os requisitos de desempenho, o que pode levar a necessidade de adequação de determinados parâmetros, como alteração no ganho ou potência.

Na Figura 33, é ilustrada a metodologia de projeto iterativa aplicada por Cittanti et al., 2020, que resume uma das formas de metodologia de projeto do conversor, que se alia a simulações e scripts computacionais nesta etapa. Considera-se $n = R_t$, $f_{sw} = f_s$ e $Z_r = Z_0$.

Figura 33 – Metodologia de projeto iterativo para o CRS-LLC.



Caso alcance o desempenho esperado, o projeto é aceito e passa-se a uma análise aprofundada de seu funcionamento, garantindo que os requisitos operacionais foram alcançados em condições não ideais, com a adição de elementos parasitas e comportamentos não lineares anteriormente não considerados, a partir de simulações computacionais detalhadas.

3.9 Projeto e Especificação dos Conversores Experimentais

Nesta seção, serão descritas as especificações dos conversores utilizados no estudo, bem como da metodologia aplicada ao projeto, considerando o conversor projetado para operar em potência nominal, compondo um módulo de uma estação de carregamento de veículos elétricos.

3.9.1 Projeto do Conversor para Condições Nominais

Para a aplicação como parte de um módulo de uma estação de carregamento de veículos elétricos, mantendo um conversor ressonante com frequência de chaveamento consideravelmente alta e elevada densidade de potência, foram estipulados os seguintes parâmetros de projeto:

- Potência nominal: 6 kW;
- Tensão de entrada: 400 V;
- Tensão de saída: 200 – 400 V;
- Corrente máxima de saída: 15 A;
- Frequência de ressonância: 200 kHz.

A tensão de entrada é um parâmetro flexível, podendo ser alterada a partir da variação da relação de transformação do transformador de alta frequência utilizado no conversor. O mais importante, no caso abordado, é a avaliação do ganho do conversor, que é aplicado utilizando-se 400 V de entrada como tensão de referência. Para potências/tensões de saída acima deste patamar, recomenda-se a aplicação de módulos em série/paralelo, de forma a otimizar os conversores aplicados.

Após diversas variações nos parâmetros de projeto durante as iterações necessárias, foram alcançados os parâmetros descritos na Tabela 8, incluindo as resistências intrínsecas do circuito, utilizadas na estimativa de perdas por condução. Como a indutância ressonante é baixa, foi considerada como a indutância de dispersão do transformador, com resistência série equivalente única. Apesar de se aproximar do valor de projeto, a frequência de ressonância foi levemente maior, devido à adoção de valores comerciais para os componentes ressonantes. O valor mínimo do tempo morto também foi considerado, sendo respeitado em todas as análises.

Tabela 8 – Especificação dos componentes, conversor projetado com potência nominal.

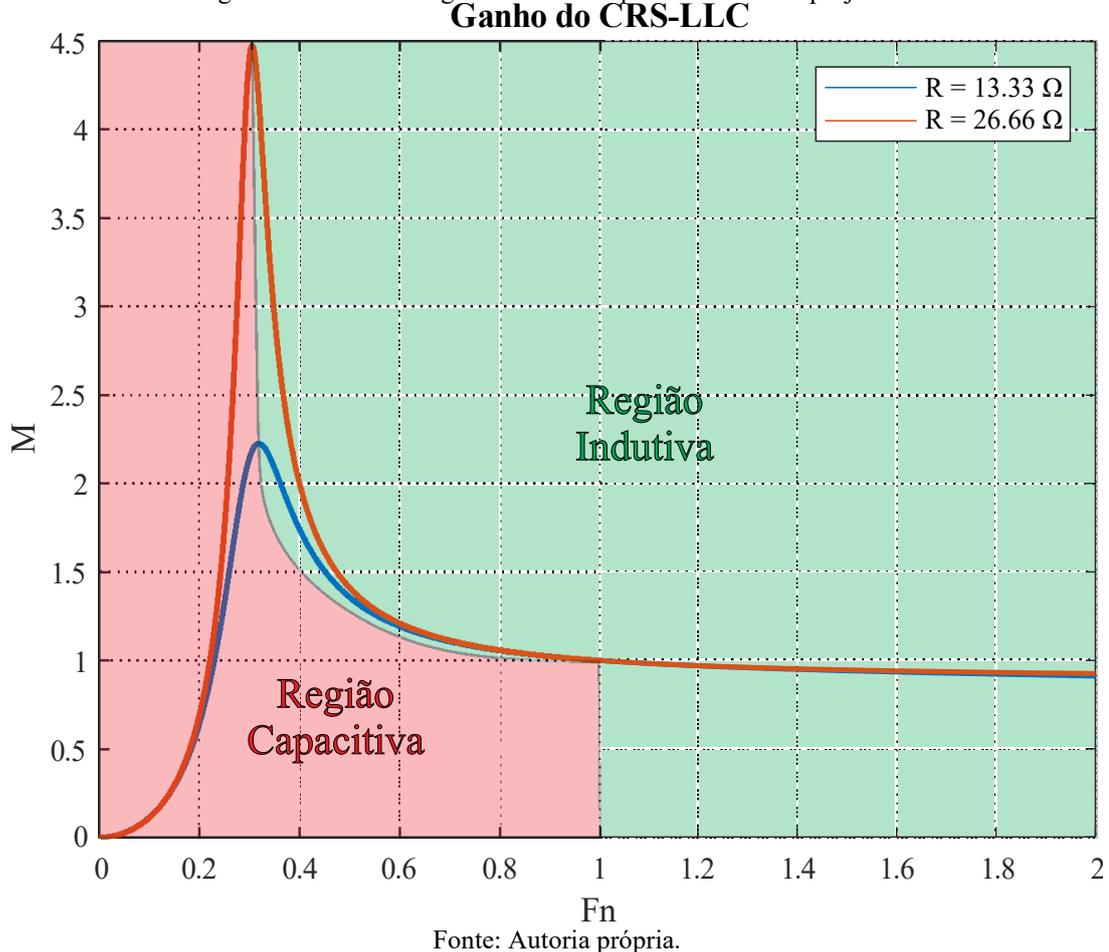
Componente	Valor
Capacitor C_r	120 nF
Inductor L_r	5 μ H
L_m	50 μ H
λ	0.1
f_r	205.47 kHz
$N_p:N_s$	2:1
Capacitor C_o	2 mF
Capacitor C_o RSE	192 m Ω
Transformador RSE	25 m Ω

Fonte: Autoria própria.

Analisando o ganho estático do conversor projetado, considerando as resistências de saída para as piores condições de carga (resistências de 26,66 Ω e 13,33 Ω para 400 V/15 A e

200 V/15 A, respectivamente), observa-se que o ganho necessário foi alcançado para todas as condições operacionais, considerando uma tensão de entrada de 400 V, conforme ilustrado na Figura 34.

Figura 34 – Curvas de ganho de tensão para o CRS-LLC projetado.



A partir dos cálculos demonstrados na Seção 3.6 Demais Equacionamentos, e com a utilização do script de cálculos disponível no Apêndice A, os seguintes valores de estresse de tensão e corrente são encontrados para os limites operacionais:

- Entrada de tensão em 400 V e saída em 200 V, corrente nominal:

Tensão de entrada: 400.00 V
 Tensão de saída: 200.00 V
 Resistência de carga: 13.33 Ω
 Frequência de chaveamento: 205.47 kHz
 Potência de saída: 3000.74 W

Corrente eficaz na chave: 7.64 A
 Corrente de pico na chave: 15.28 A
 Corrente eficaz no primário do transformador: 10.81 A
 Corrente eficaz no capacitor ressonante: 10.81 A
 Corrente de pico no secundário: 23.57 A
 Corrente eficaz no secundário: 16.66 A
 Corrente eficaz no diodo retificador: 11.78 A
 Corrente CA no capacitor de filtro: 7.25 A

Tensão de pico no capacitor ressonante: 215.34 V
Tensão de pico no diodo retificador: 200.00 V
Tensão de pico nas chaves: 400.00 V

- Entrada de tensão em 400 V e saída em 400 V, corrente nominal:

Tensão de entrada: 400.00 V
Tensão de saída: 400.04 V
Resistência de carga: 26.66 Ω
Frequência de chaveamento: 82.17 kHz
Potência de saída: 6002.75 W

Corrente eficaz na chave: 15.29 A
Corrente de pico na chave: 30.57 A
Corrente eficaz no primário do transformador: 21.62 A
Corrente eficaz no capacitor ressonante: 21.62 A
Corrente de pico no secundário: 23.57 A
Corrente eficaz no secundário: 16.67 A
Corrente eficaz no diodo retificador: 11.79 A
Corrente CA no capacitor de filtro: 7.25 A

Tensão de pico no capacitor ressonante: 702.12 V
Tensão de pico no diodo retificador: 400.04 V
Tensão de pico nas chaves: 400.00 V

Avaliando os diferentes cenários, evidencia-se a necessidade de componentes com as características da Tabela 9. Como o circuito pode operar com frequência abaixo da frequência de ressonância, recomenda-se utilizar uma margem de segurança para a corrente de pico nos diodos retificadores, considerado no caso como duas vezes o valor de pico na condição de ressonância, avaliado via simulações computacionais.

Tabela 9 - Parâmetros requeridos para os componentes utilizados.

Chaves	
Tensão de ruptura	> 400 V
Corrente de pico	> 31 A
Corrente eficaz	> 16 A
Diodos Retificadores	
Tensão de ruptura	> 400 V
Corrente de pico	> 48 A
Corrente eficaz	> 12 A
Capacitor Ressonante	
Tensão de ruptura	> 700 V

Fonte: Autoria própria.

Com base nas análises, foram selecionados semicondutores compatíveis com os limites encontrados, com baixa resistência em estado ligado e baixa tensão de polarização direta, buscando uma melhor performance do circuito projetado. Os semicondutores escolhidos são descritos na Tabela 10.

Tabela 10 - Semicondutores aplicados ao conversor projetado.

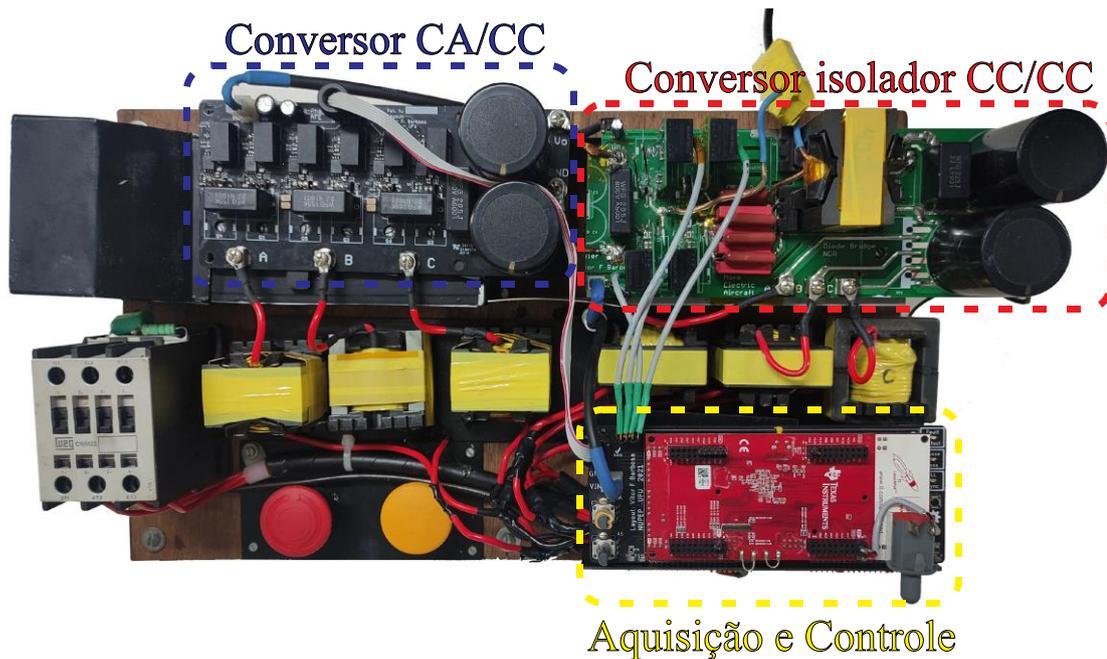
Componente	Modelo
Chaves	C3M0045065K (45mΩ/650V)
Diodos	C4D30120H (30A/1200V)

Fonte: Autoria própria.

3.9.2 Especificações do Conversor Experimental

Para as análises experimentais, foi utilizado um conversor anteriormente aplicado a outro trabalho do laboratório, com análise publicada em revista de elevada conceituação acadêmica (BARBOSA *et al.*, 2024), com circuito experimental ilustrado na Figura 35, sendo o CRS-LLC enfatizado no retângulo vermelho. A estratégia de controle utiliza a variação de frequência de chaveamento para a variação de ganho, embarcado em um DSP TMS320F28379D. Ademais, o protótipo tem uma potência nominal de 600 W, a qual não foi ultrapassada para não danificar a estrutura.

Figura 35 - Protótipo avaliado experimentalmente, arranjo completo.



Fonte: Autoria própria.

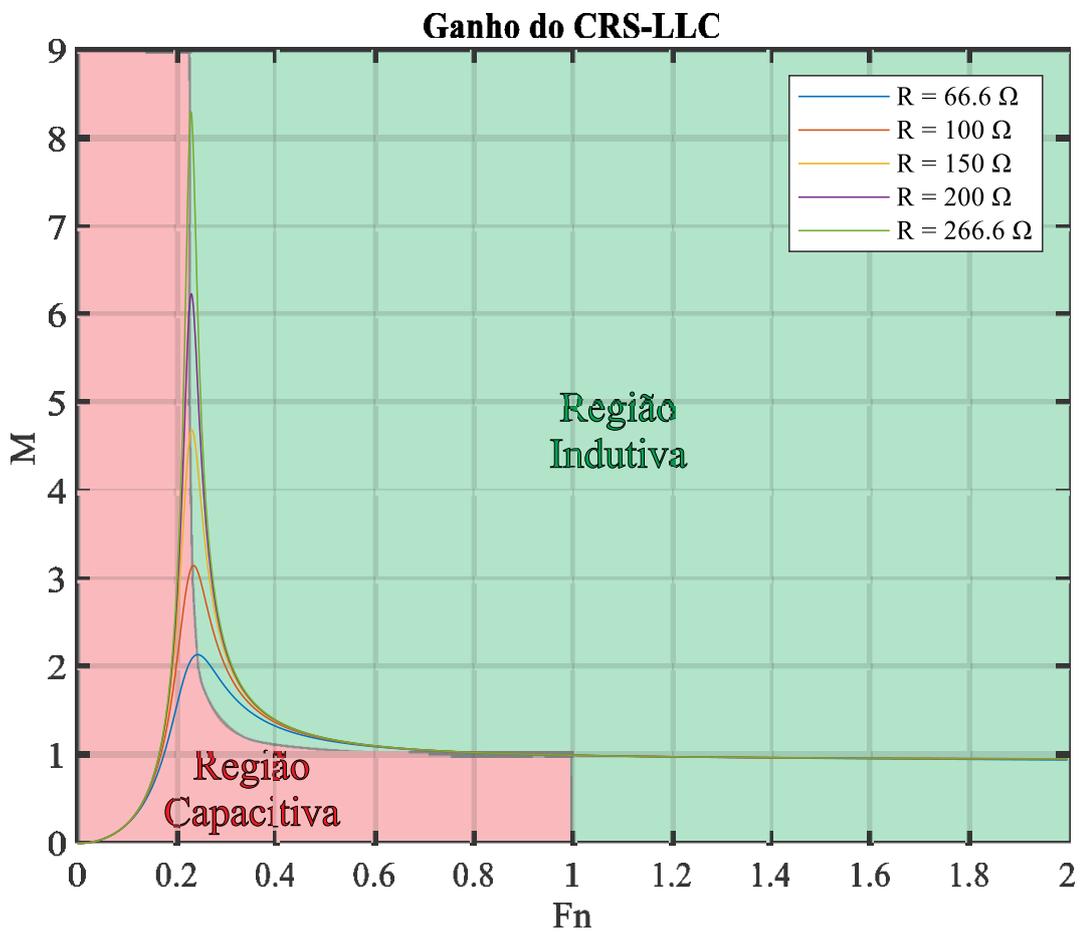
Os parâmetros de projeto levantados são descritos na Tabela 11, incluindo resistências dos elementos passivos e as características dos semicondutores utilizados. De forma semelhante, foram levantadas as curvas de ganho estático para o conversor, para resistências de carga entre as condições extremas impostas (66,6 Ω e 266,6 Ω, para as condições de potência nominal em 200 V e 400 V, respectivamente) na Figura 36. Em todas as condições, o circuito seria capaz de dobrar a tensão de entrada, limitado a sua potência nominal.

Tabela 11 – Especificação dos componentes aplicados ao conversor experimental.

Componente	Dados
Capacitor C_r	56 nF
Indutor L_r	12 μ H
L_m	220 μ H
λ	0.055
f_r	200 kHz
Chaves	C3M0045065K (45m Ω /650V)
Diodos	C4D15120D (15A/1200V)
Material Núcleo do Transformador	TDK SIFERRIT N97
Núcleo do Transformador	PQ 50/50
$N_p:N_s:N_t$	29:19:19
Capacitor C_o	1 mF
Potência Nominal	600 W

Fonte: Autoria própria.

Figura 36 – Curvas de ganho de tensão para o CRS-LLC experimental.



Como se trata de um protótipo concluído, não foi possível alterar parâmetros intrínsecos, como sua indutância de dispersão (ligada a construção do transformador), o que leva a uma menor frequência de chaveamento na operação com ganho acima de 1, a qual deve operar abaixo de 80 kHz.

CAPÍTULO IV

Resultados de Simulação Computacional e Experimentais

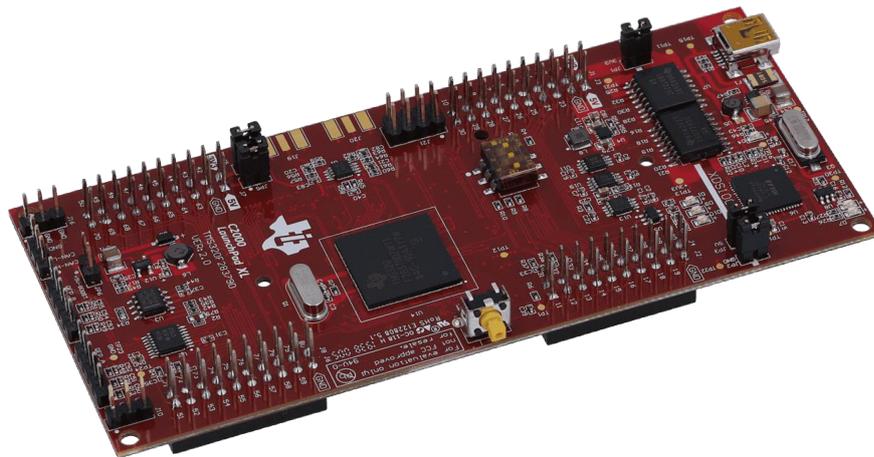
4.1 Motivação e Metodologia

Em síntese, o CRS-LLC está em alta no campo de pesquisas sobre o carregamento de veículos elétricos, reforçando sua importância para a aplicação nos equipamentos futuros. Os resultados obtidos na literatura demonstram a alta eficiência do conversor, assim como a aptidão para o circuito operar em alta frequência, a partir de semicondutores de alta largura de banda, de forma a aumentar sua densidade de potência via redução dos elementos passivos empregados. Técnicas de controle e/ou layouts alternativos também são encontrados, de forma a buscar a melhor faixa de operação do conversor, principalmente quando operando como controlador de tensão para a bateria.

Neste sentido, o trabalho visa avaliar o CRS-LLC em dois modos de operação, a partir de simulações computacionais e de um protótipo experimental de potência reduzida. Foram aplicadas tecnologias recentes de semicondutores para a avaliação atual do estado da arte para o conversor, mais especificamente o Carbeto de Silício (SiC, sigla em inglês para *Silicon Carbide*), o qual é frequentemente encontrado em aplicações industriais. As demais tecnologias de semicondutores de alta largura de banda (WBG, sigla em inglês para Wide Band-Gap), como GaN, ainda não são recomendadas para tais aplicações (JONES; WANG; COSTINETT, 2016).

Em consonância com o estado da arte dos semicondutores aplicados, todo o sistema de acionamento das chaves e monitoramento do circuito experimental foi realizado por meio de um processador digital de sinais (DSP, sigla em inglês para *Digital Signal Processor*), modelo *Launchpad LAUNCHXL-F28379D*, da Texas Instruments©, o qual utiliza a arquitetura C2000 Delfino, com o microcontrolador F28379D, visto na Figura 37. Entre os recursos disponibilizados citam-se: dois núcleos C28xCPU com 200 MHz de *clock*, dois *control law accelerators* (CLA), 1 MB de memória flash, ADCs de 12 ou 16 bits, PWM de alta resolução, dentre outros recursos importantes para aplicações complexas em tempo real (TEXAS INSTRUMENTS©, 2022).

Figura 37 – LaunchPad LAUNCHXL-F28379D.



Fonte: Adaptado de Texas Instruments© (2022).

Para as análises de eficiência do circuito experimental, foi utilizado o analisador de energia YOKOGAWA® WT230, o qual conta com 3 canais de medição de potência, com uma precisão básica de 0,1% e diversos modos de medição (“WT210/WT230 Digital Power Meters”, 2024). O equipamento é ilustrado na Figura 38.

Figura 38 - Medidor de energia Yokogawa WT230.



Fonte: Adaptado de “WT210/WT230 Digital Power Meters”, [s.d.].

Com os resultados aferidos, em conjunto com as simulações realizadas no software computacional PLECS®, serão abordados os aspectos mais importantes da topologia para a aplicação, com uma análise crítica dos seus modos de operação e suas vantagens e desvantagens para as estações de carregamento de alta potência.

4.2 Análises Computacionais

De forma a analisar a performance do CRS-LLC no contexto de veículos elétricos, serão avaliados dois casos: a simulação de um conversor de potência nominal e parâmetros compatíveis com um módulo aplicável a uma estação de carregamento; e a simulação em escala reduzida, de forma a corroborar com a análise de perdas dos resultados experimentais.

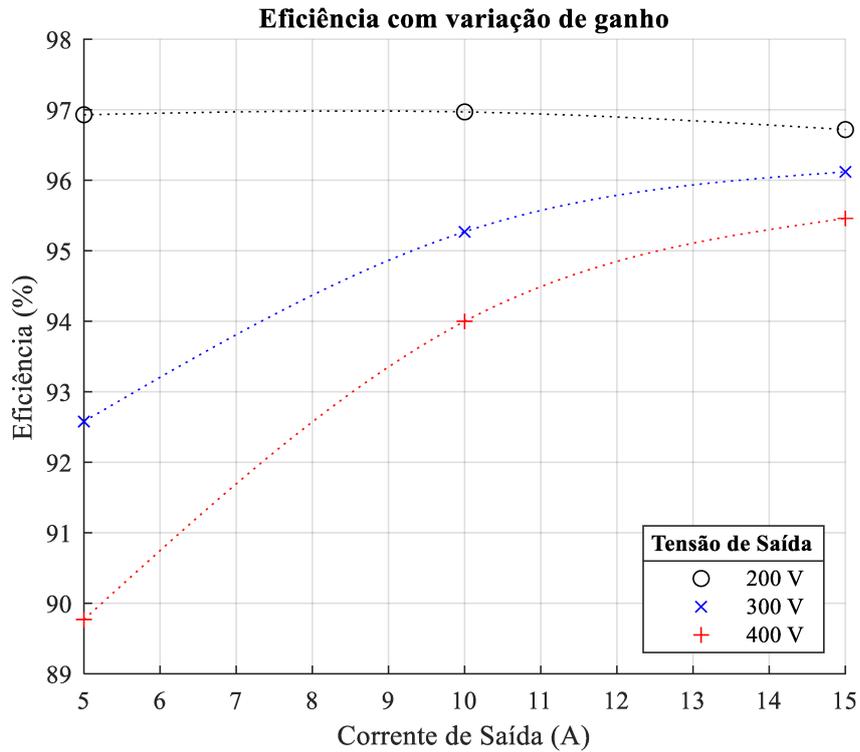
As análises foram realizadas a partir do software PLECS®, baseando-se em parâmetros de projeto dos conversores, modelos computacionais disponibilizados pelos fabricantes dos dispositivos semicondutores e dados típicos encontrados na literatura.

4.2.1 Simulações do Protótipo Projetado

A partir do circuito básico do CRS-LLC full-bridge com retificação em ponte completa, foram simuladas diversas situações para o conversor com parâmetros descritos na Seção 3.9.1. Em uma primeira análise, foi mantida uma tensão de entrada fixa de 200 V, com tensão de saída variável a partir do ganho do CRS-LLC, com ganho máximo analisado de 2. A potência de saída varia de acordo com a corrente, sendo estipulados três valores para a corrente de saída: 5, 10 e 15 A. Nesta análise, verificou-se que a eficiência global do circuito varia de maneira inversamente proporcional ao ganho estático do CRS-LLC, e se estabiliza conforme se aproxima do valor nominal de corrente (15 A), com pico de aproximadamente 97%, para uma tensão de 200 V/10 A (2 kW). Os resultados foram sintetizados na Figura 39, com eficiência de 95,46% para condição de potência nominal (400 V/15 A).

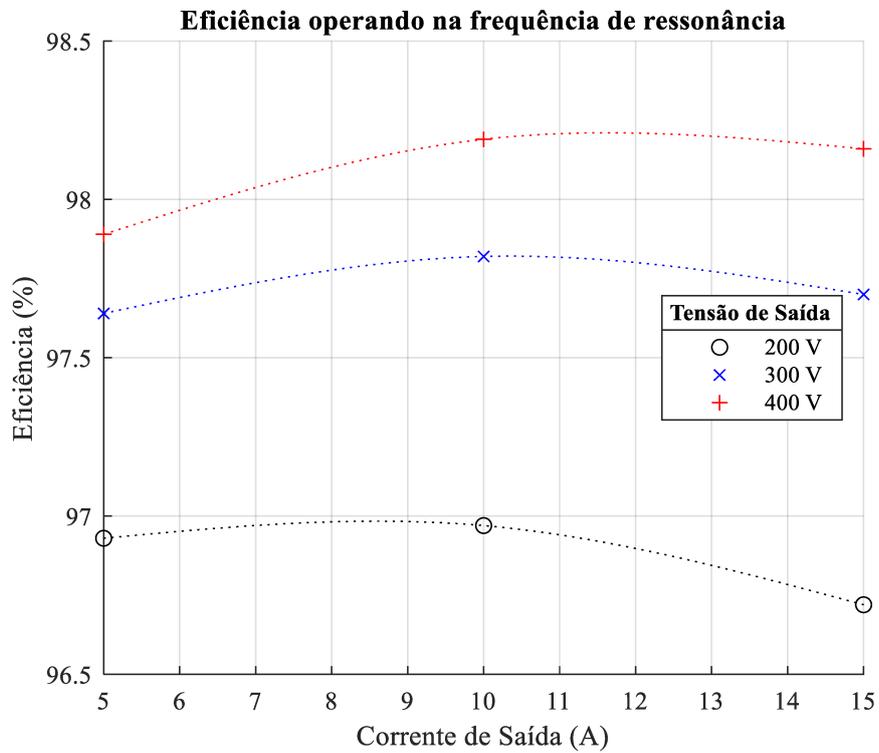
Em uma segunda análise, o conversor operou apenas na frequência de ressonância, com tensão variando de acordo com a tensão da fonte, com um transformador de relação de transformação 1:1, de forma a evitar a aplicação de uma tensão superior na entrada do circuito. Nesta condição, foram obtidos melhores resultados de eficiência para as maiores tensões aplicadas, alcançando 98,19% de eficiência para a operação com 400 V/10 A (4 kW). Os resultados obtidos foram sintetizados na Figura 40, com eficiência de 98,16% para condição de potência nominal (400 V/15 A).

Figura 39 – Curvas interpoladas de eficiência x corrente de saída de acordo com a tensão de saída, conversor projetado operando com variação de ganho.



Fonte: Autoria própria.

Figura 40 – Curvas interpoladas de eficiência x corrente de saída de acordo com a tensão de saída, conversor projetado operando em frequência de ressonância.



Fonte: Autoria própria.

Comparando os resultados obtidos, infere-se que a operação em condição de ressonância é o mais indicado para o processamento de potências elevadas, vista a melhor eficiência alcançada. Contudo, a variação de tensão é necessária para a aplicação em carregadores de veículos elétricos, a qual poderá ser aplicada a partir da variação de tensão na entrada do CRS-LLC, a partir do conversor de entrada, ou a partir da variação de ganhos de ambos, reduzindo a faixa de variação imposta ao CRS-LLC.

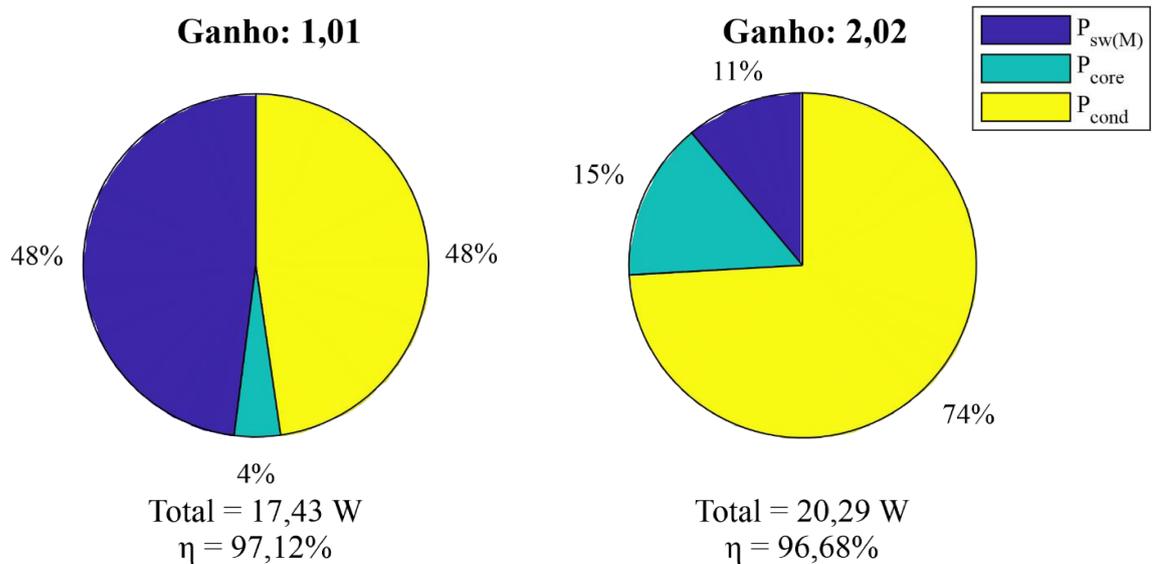
4.2.2 Simulações do Protótipo Experimental

Em uma análise adicional, foi simulado um conversor com parâmetros iguais aos levantados do circuito experimental, de forma a analisar a distribuição de perdas entre condução, chaveamento e perdas magnéticas. As perdas por condução e chaveamento foram estimadas pelo software PLECS®, enquanto as perdas magnéticas no núcleo do transformador seguem o desenvolvimento da Seção 3.6 Demais Equacionamentos Pertinentes, sendo somadas as contribuições das perdas para a aferição da eficiência.

Foram analisadas duas condições de operação: frequência de ressonância em potência nominal e ganho máximo em potência nominal, considerando uma tensão de saída fixa de 300 V e variação a partir da tensão de entrada.

Na primeira análise, as perdas por chaveamento e condução são praticamente iguais, cada uma correspondendo a 48% do total de perdas do circuito, com eficiência global de 97,12%. Em contraste, no segundo caso, as perdas por condução atingiram 74%, por conta da maior circulação de corrente reativa no conversor, causada pelo afastamento da condição de ressonância. As perdas por chaveamento tendem a reduzir, por conta da menor frequência de comutação e operação em ZVS mantida, equivalendo a 11%, e as perdas no núcleo do transformador tendem a aumentar, pela maior variação do fluxo magnético induzido pelo componente, alcançando 15% das perdas totais. No geral, o circuito alcançou eficiência de 96,68% nesta condição. Os resultados sintetizados são ilustrados no gráfico de distribuição de perdas da Figura 41.

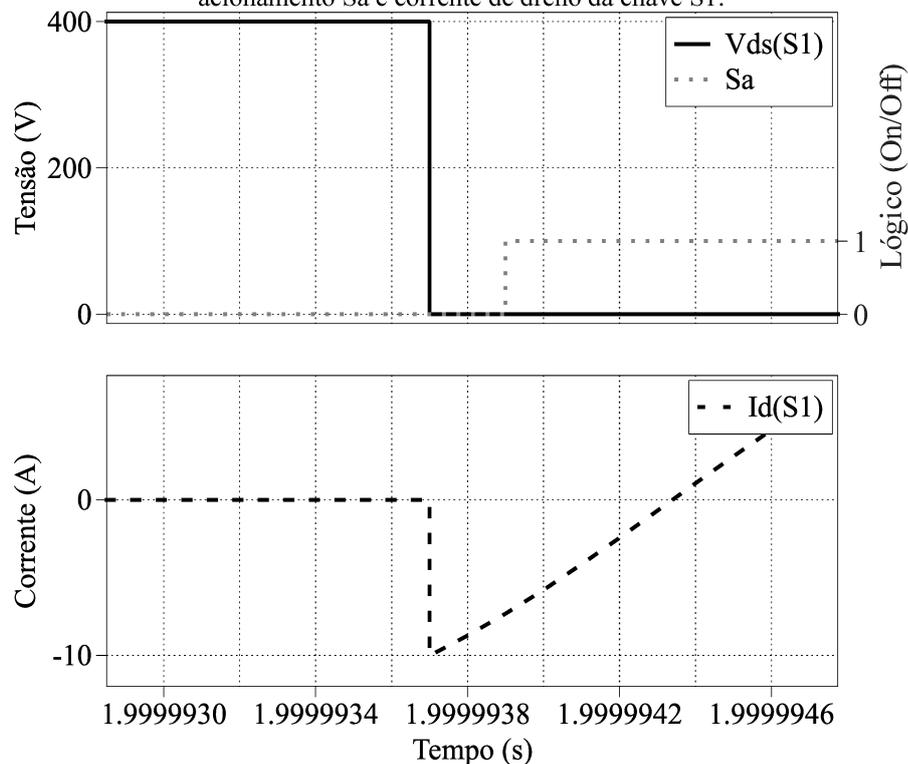
Figura 41 - Gráficos de distribuição de perdas, circuito experimental simulado computacionalmente.



Fonte: Autoria própria.

Avaliando as formas de onda da simulação para a validação do chaveamento suave, ilustradas na Figura 42, verificou-se o chaveamento suave na transição para o estado ligado da chave, onde tem-se a tensão sobre a chave em traço contínuo, corrente na chave em tracejado e sinal de acionamento em pontilhado. Durante o tempo morto, a tensão sobre a chave vai a zero, quando ocorre o acionamento do semiconductor, reduzindo consideravelmente as perdas por chaveamento.

Figura 42 – Formas de onda do chaveamento suave: tensão entre dreno e source da chave S1, sinal lógico de acionamento Sa e corrente de dreno da chave S1.



Fonte: Autoria própria.

Portanto, o protótipo experimental foi validado em simulação computacional, com os mesmos parâmetros e características do sistema em bancada, modelado para refletir as características operacionais do sistema. A eficiência encontrada foi próxima à observada experimentalmente, descritas Seção 4.3 Análises Experimentais, o que valida a modelagem aplicada ao sistema computacional.

4.2.3 Simulações Computacionais de um Módulo Completo

Simulando a situação operacional de um módulo de uma estação de carregamento ultrarrápida, foram realizadas simulações computacionais do conversor projetado em conjunto com um conversor Boost realizando a correção ativa do fator de potência. O circuito simulado no software PLECS é ilustrado na Figura 43, com parâmetros do conversor Boost descritos na Tabela 12.

Tabela 12 - Parâmetros do conversor de interface, Boost realizando correção ativa do fator de potência.

Componente/Parâmetro	Valor
Indutor de entrada	500 μ H
Capacitor de saída	2000 μ F
Tensão de alimentação	220 V / 60 Hz
Tensão de saída	400 V_{CC}

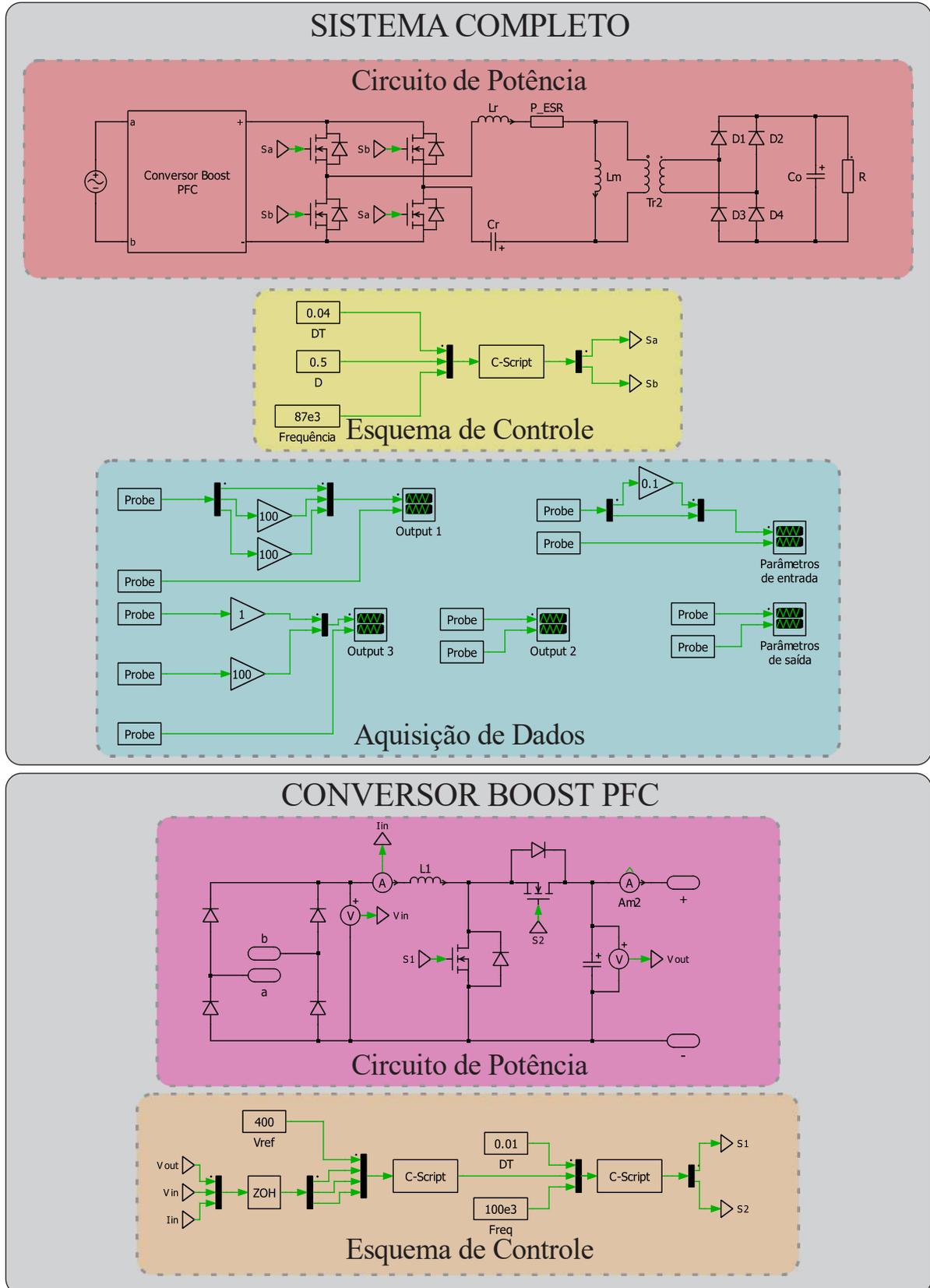
Fonte: Autoria própria.

Os sistemas de controle aplicados para o conversor Boost foram adequadamente ajustados e discretizados, garantindo boa resposta transitória e imposição de corrente senoidal com alta qualidade. Eles seguem a mesma filosofia e ajustes do trabalho Eleodoro et al., 2022, discretizados em uma frequência de amostragem de 500 kHz e implementados em linguagem C, por meio do bloco “C-Script”. O diagrama de controle aplicado é ilustrado na Figura 44, apresentando todos os parâmetros e controladores utilizados. Os códigos implementados nos blocos C-Script são detalhados no Apêndice B: Códigos e parâmetros aplicados aos blocos C-Script.

Para uma primeira análise, o sistema foi configurado para operar com tensão de saída de 200 V e carga de 15 A, corrente máxima para o CRS-LLC proposto. Conforme ilustrado na Figura 45 (a), o acionamento das chaves é realizado durante o período de tensão nula sobre os semicondutores, alcançando chaveamento suave com tensão zero em uma das transições. A corrente ressonante também é ilustrada, aproximadamente senoidal, devido à proximidade com a frequência de ressonância. Nestas condições, o sistema apresentou *ripple* de tensão de 2,02% para a tensão de saída do conversor Boost e 2,04% para a tensão de saída, com ganho de 0,5

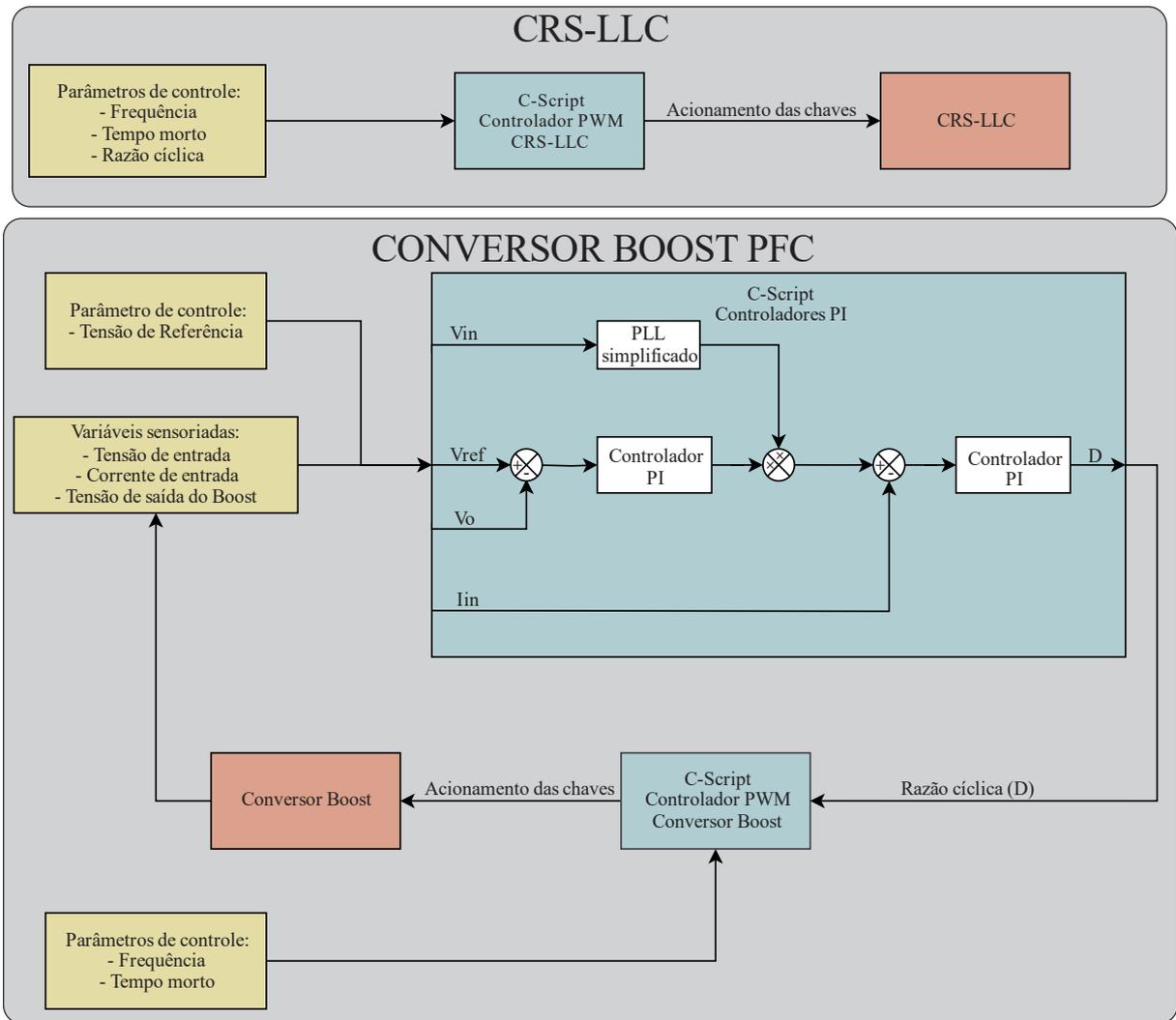
(ganho unitário, quando refletido ao primário do transformador). As formas de onda da tensão podem ser verificadas na Figura 45 (b).

Figura 43 – Circuito equivalente do módulo da estação de carregamento projetada.



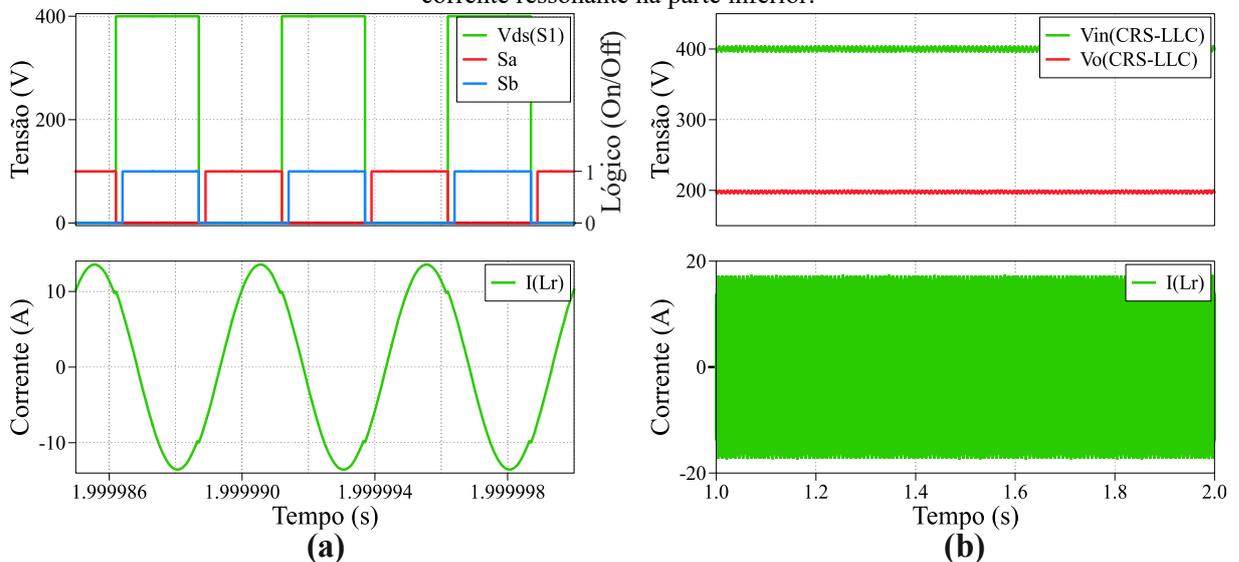
Fonte: Autoria própria.

Figura 44 - Diagrama de controle aplicado ao sistema, utilizando blocos C-Script



Fonte: Autoria própria.

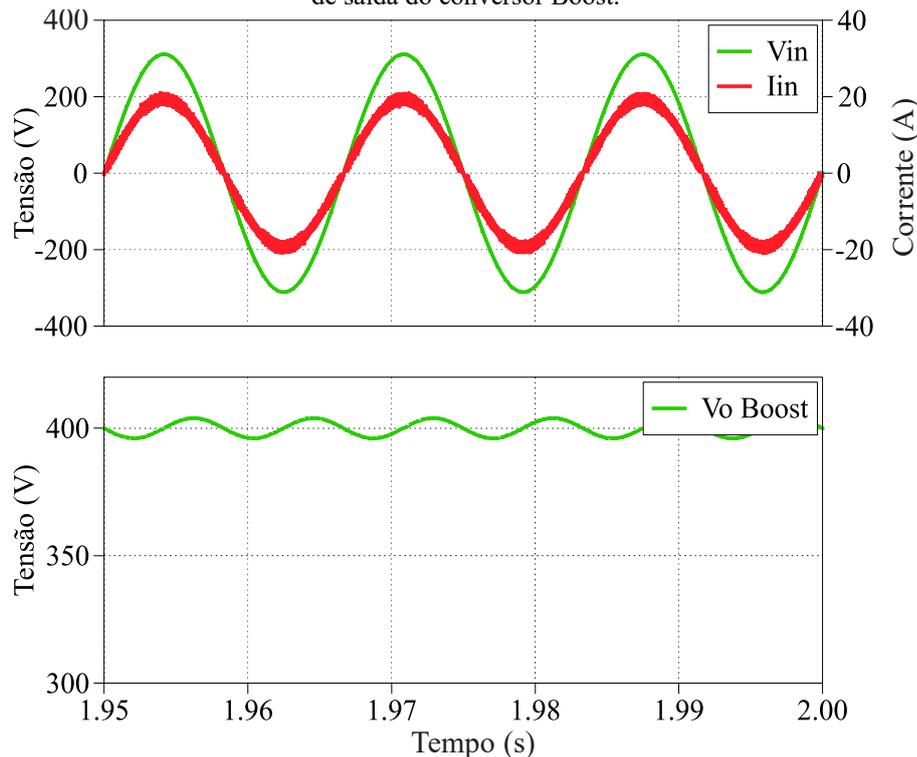
Figura 45 - Formas de onda na condição de ressonância: (a) sinal lógico de acionamento e tensão entre dreno e source da chave S1, com corrente ressonante na parte inferior; (b) tensões de entrada e saída do CRS-LLC, com corrente ressonante na parte inferior.



Fonte: Autoria própria.

Nesta mesma condição, é analisada a imposição de corrente senoidal na entrada, a qual apresentou uma distorção harmônica total de 5,31%, calculada a partir da forma de onda ilustrada na Figura 46. A tensão de saída do conversor Boost também é avaliada nesta figura, na qual verifica-se um *ripple* de frequência igual ao dobro da frequência da tensão de entrada, com amplitude reduzida devido ao controle digital aplicado, em consonância com o capacitor de saída do conversor.

Figura 46 - Formas de onda na condição de ressonância: (a) tensão e corrente de entrada do módulo; (b) tensão de saída do conversor Boost.



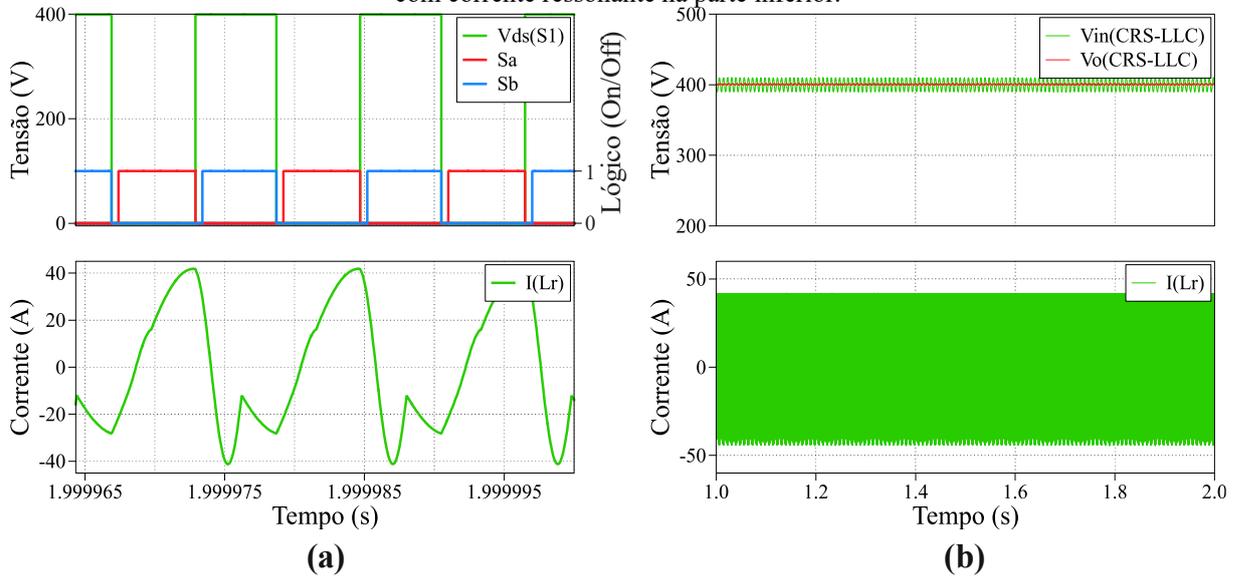
Fonte: Autoria própria.

Em uma segunda condição, o sistema foi avaliado operando com tensão de saída de 400 V e carga de 15 A, fornecendo potência nominal para a carga. Assim como no caso anterior, é verificado o chaveamento suave por tensão zero em uma das transições dos semicondutores, e neste caso, corrente ressonante com recortes característicos do chaveamento com frequência abaixo da frequência de ressonância, ilustrados na Figura 47 (a). Nestas condições, o sistema apresentou *ripple* de tensão de 5,02% para a tensão de saída do conversor Boost e 0,64% para a tensão de saída, com ganho de 1 (ganho de 2 quando refletido ao primário do transformador). As formas de onda da tensão podem ser verificadas na Figura 47 (b).

Avaliando a corrente de entrada, a distorção harmônica total foi de 2,66%, calculada a partir da forma de onda ilustrada na Figura 48. Verifica-se que, como a carga é maior que na condição anterior, o sistema apresentou uma melhor resposta na correção ativa do fator de potência, devido a maior amplitude da corrente modelada na entrada. Contudo, o *ripple* de

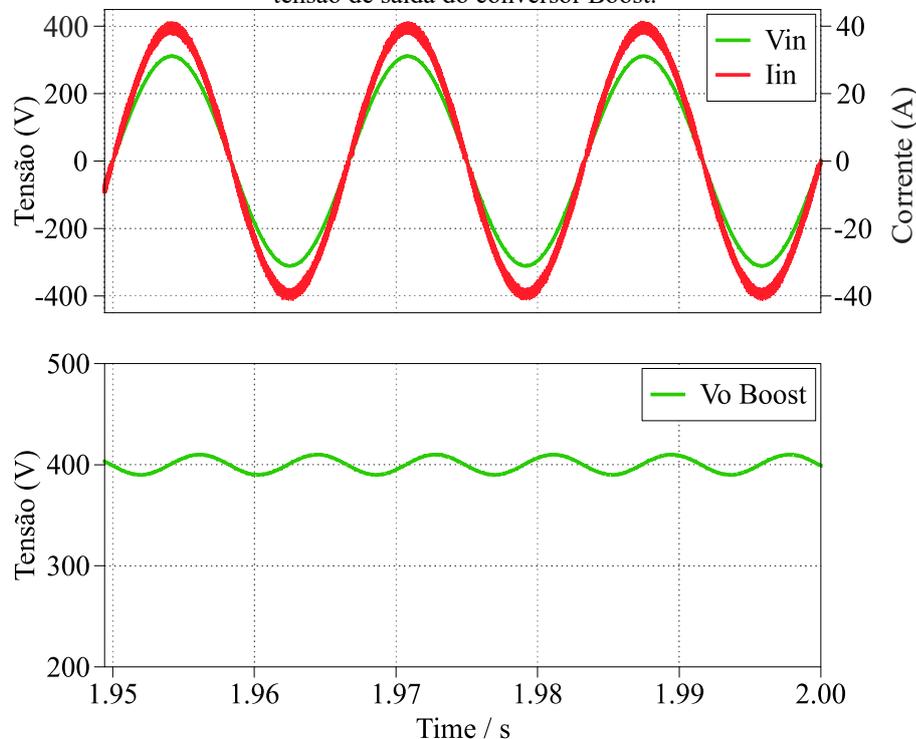
tensão na saída do conversor Boost é levemente maior, proporcional à variação de carga, enquanto o ripple da tensão de saída foi reduzido, apresentando todas as características necessárias para o carregamento de baterias.

Figura 47 - Formas de onda na condição de ajuste de ganho: (a) sinal lógico de acionamento e tensão entre dreno e source da chave S1, com corrente ressonante na parte inferior; (b) tensões de entrada e saída do CRS-LLC, com corrente ressonante na parte inferior.



Fonte: Autoria própria.

Figura 48 - Formas de onda na condição de ajuste de ganho: (a) tensão e corrente de entrada do módulo; (b) tensão de saída do conversor Boost.



Fonte: Autoria própria.

Ressalta-se que, tanto o *ripple* de tensão quanto a distorção harmônica de corrente podem ser melhorados, com a utilização de maiores elementos passivos como filtro (indutores

e capacitores) e maior frequência de amostragem do controlador digital, aumentando o custo e o peso do sistema completo.

4.3 Análises Experimentais

O conversor experimental foi analisado em duas condições de operação: tensão de entrada variável e tensão de saída fixa, e tensão de entrada fixa e tensão de saída variável, com potência nominal e potência variável, respectivamente. Para ambos os casos, a eficiência aferida foi levantada a partir do analisador de energia YOKOGAWA, disponível em laboratório, considerando apenas o circuito de eletrônica de potência, sendo desconsideradas as perdas nos sistemas de controle e acionamentos. Adicionalmente, foi aferido o ganho do circuito experimental em ambos os casos, com parâmetros elétricos descritos na Seção 3.9.2.

Análises adicionais foram realizadas, como a avaliação da eficiência do conversor com variação de ganho e carga de potência fixa e aferição com carga de $200\ \Omega$, mas em ambos os casos, as análises não contribuem para a avaliação criteriosa do CRS-LLC. Na primeira, a eficiência apresenta uma variação sem padrão definido, por ser utilizada uma resistência variável como carga, fator sensível para a performance do conversor; e na segunda, apresentou resultados semelhantes aos apresentados, com ganho e eficiência muito próximos do abordado adiante.

A seguir, são detalhados os resultados obtidos, considerando o sistema operando em regime permanente, após os regimes transitórios de energização e variação de parâmetros de controle.

4.3.1 Avaliação de Eficiência do Conversor Experimental

Em uma primeira análise, foi avaliada a variação de frequência para o LLC-SRC com potência nominal, tensão de saída fixa em 300 V e resistência de $150\ \Omega$, com os dados obtidos descritos na Tabela 13. A eficiência aferida apresentou um pico de 97.09% na frequência de ressonância, mantendo-se acima de 96.5% para a maior faixa de operação, com exceção do maior ganho analisado, que apresenta eficiência de 95.53%, conforme ilustrado na Figura 49, em preto.

Tabela 13 - Dados experimentais, condição de operação com potência nominal

Freq (kHz)	Vin (V)	Vout (V)	Vin refletido (V)	Ganho	Pin (W)	Pout (W)	Eff (%)
200	451,50	300,19	295,81	1,01	624,80	606,60	97,09
180	446,90	300,32	292,80	1,03	624,80	606,40	97,06
160	440,74	300,12	288,76	1,04	624,70	605,60	96,94
140	433,53	300,37	284,04	1,06	626,30	606,20	96,79
120	422,53	300,11	276,83	1,08	625,50	604,80	96,69
100	405,20	300,62	265,48	1,13	628,50	607,20	96,61
80	364,89	300,36	239,07	1,26	626,30	605,90	96,74
70	328,75	300,43	215,39	1,39	626,10	605,90	96,77
65	304,56	300,15	199,54	1,50	624,60	604,50	96,78
60	277,65	300,76	181,91	1,65	627,10	607,00	96,79
58	265,41	300,28	173,89	1,73	624,60	604,70	96,81
56	253,50	300,54	166,09	1,81	625,70	605,90	96,84
54	240,07	300,17	157,29	1,91	623,90	604,30	96,86
52	226,13	300,47	148,15	2,03	625,00	605,50	96,88
50	210,80	300,43	138,11	2,18	624,60	605,20	96,89
48	194,54	300,45	127,46	2,36	624,60	605,30	96,91
46	175,78	300,35	115,17	2,61	624,20	604,80	96,89
45	164,70	300,14	107,91	2,78	623,50	603,90	96,86
44	153,24	300,64	100,40	2,99	626,00	605,90	96,79
43	138,73	300,21	90,89	3,30	625,60	604,10	96,56
42	123,22	300,31	80,73	3,72	632,80	604,50	95,53

Fonte: Autoria própria.

Em uma segunda análise, foi aplicada uma resistência fixa de 100 Ω como carga, e tensão fixa de entrada equivalente a cerca de 100 V refletido ao secundário do transformador, com potência variável de acordo com o ganho alcançado. Na maior faixa de operação, entre ganho unitário e duplo, a eficiência se manteve acima de 96%. Contudo, para ganhos maiores que 2, a eficiência é reduzida, com valor de 95,24% e potência de saída de aproximadamente 645 W, na pior condição de operação. Os dados obtidos são descritos na Tabela 14, e a curva de eficiência é ilustrada na Figura 49, em vermelho.

Tendo em vista os resultados obtidos, verifica-se que o CRS-LLC experimental apresentou boa eficiência em carga nominal, com maior eficiência na condição de ganho unitário (frequência de ressonância), e ganho estável em determinada faixa de operação com variação de ganho. Contudo, a potência reduzida do protótipo aumenta a incerteza da avaliação para estações de carregamento, as quais necessitam de alta potência em sua operação, sendo detalhadamente abordadas nas simulações computacionais.

Tabela 14 - Dados experimentais, condição de operação com tensão de entrada fixa e carga de 100 Ω

Freq (kHz)	Vin (V)	Vout (V)	Vin refletido (V)	Ganho	Pin (W)	Pout (W)	Eff (%)
200	158,53	103,94	103,86	1,00	114,40	110,20	96,33
180	158,91	105,07	104,11	1,01	116,90	112,70	96,41
160	158,38	106,05	103,77	1,02	119,10	114,70	96,31
140	158,82	108,24	104,05	1,04	124,30	119,60	96,22
120	158,64	110,94	103,94	1,07	130,60	125,60	96,17
100	158,92	115,71	104,12	1,11	142,20	136,80	96,20
80	158,50	124,82	103,84	1,20	165,60	159,30	96,20
70	158,77	135,03	104,02	1,30	193,00	186,10	96,42
65	158,55	142,01	103,88	1,37	214,00	206,30	96,40
60	158,49	152,01	103,84	1,46	244,90	236,20	96,45
58	158,70	157,37	103,98	1,51	262,80	253,20	96,35
56	158,55	163,04	103,88	1,57	282,00	271,70	96,35
54	158,49	170,22	103,84	1,64	307,00	296,20	96,48
52	158,71	179,61	103,98	1,73	342,40	330,10	96,41
50	158,65	191,79	103,94	1,85	389,90	376,30	96,51
48	158,47	207,82	103,83	2,00	457,90	441,70	96,46
46	158,60	231,32	103,91	2,23	568,90	547,80	96,29
45	158,52	246,89	103,86	2,38	651,20	624,50	95,90
44	158,43	264,15	103,80	2,54	751,20	715,50	95,25

Fonte: Autoria própria.

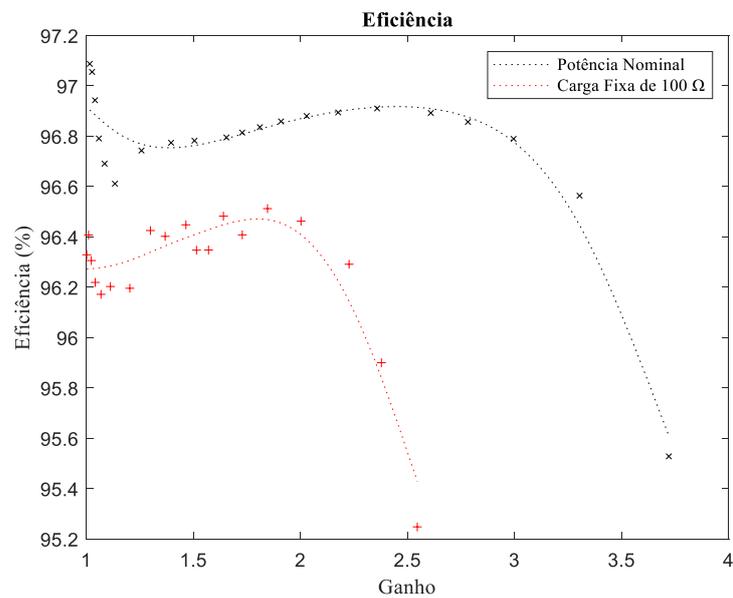
4.3.2 Avaliação de Ganho do Conversor Experimental

A primeira análise refere-se à condição com potência nominal, tensão de saída fixa e resistência de carga fixa, conforme abordado na aferição anterior. Iniciando na frequência de ressonância estipulada, com ganho próximo ao unitário, e reduzindo a frequência de chaveamento, em direção ao ponto de máximo ganho teórico, conforme visto na Figura 50, em preto. O ganho máximo alcançado foi de 3.72, com frequência de chaveamento de 42 kHz, conforme os dados da Tabela 13. Por conta do elevado estresse nos semicondutores, o teste foi interrompido neste ponto, antes de alcançar o ponto de máximo ganho.

Para a segunda análise abordada, considerando uma carga resistência constante e tensão de entrada fixa, o ganho máximo analisado foi de 2,54 para a frequência de chaveamento de 44 kHz, de acordo com os dados da Tabela 14. Devido a limitação de potência do protótipo, o levantamento da curva se interrompeu neste ponto, ultrapassando sua potência nominal para o levantamento dos resultados. As curvas de ganho são ilustradas na Figura 50.

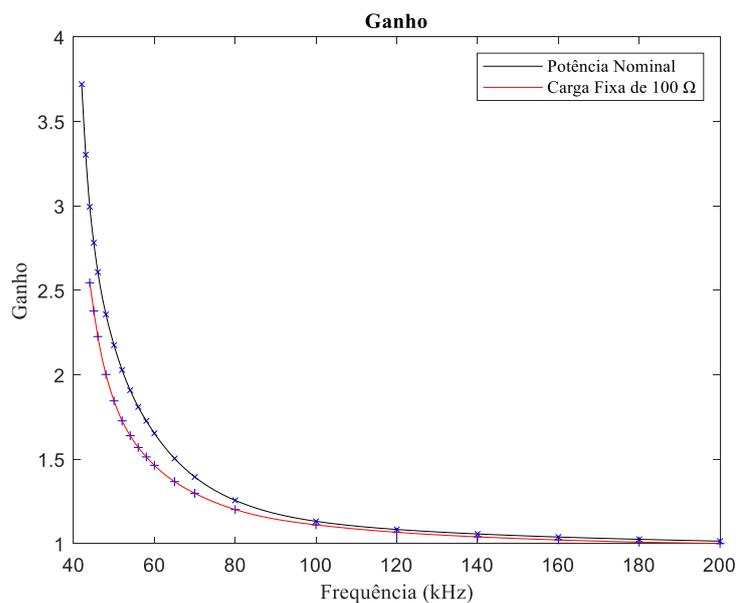
Os ganhos experimentais encontrados foram elevados, de acordo com as curvas de ganho teóricas levantadas na Figura 36, mas necessitaram de grande variação de frequência de chaveamento para ser alcançada, o que implica em maior variabilidade na operação e maior complexidade em projetos de elevada potência. Deve-se considerar, durante a análise da curva, a procedência do protótipo utilizado, o qual foi adaptado para os estudos realizados e não reflete necessariamente um sistema de carregamento de baterias de alta potência. Contudo, ele reflete um possível arranjo e desempenho do conversor analisado, com todas as características operacionais relacionadas.

Figura 49 - Curvas interpoladas de eficiência x ganho refletido ao primário, conversor experimental.



Fonte: Autoria própria.

Figura 50 – Curvas interpoladas de ganho x frequência, conversor experimental.



Fonte: Autoria própria.

CAPÍTULO V

Conclusão

A partir das análises realizadas, constatou-se que o CRS-LLC é uma boa opção para aplicação em estações de carregamento de baterias, tanto de baixa potência quanto de alta potência, desde que corretamente modularizado. Estimativas e limites de potência encontrados na literatura mostram que a potência de cada conversor é reduzida, mas a aplicação modular torna-o um concorrente direto de conversores de maior potência unitária para grandes estações de carregamento. A utilização do mesmo como conversor isolador de único estágio para carregadores *on-board* também é possível, visto sua versatilidade no controle de tensão. Pode ser aplicado de duas formas: operando como conversor isolador na frequência de ressonância ou operando como conversor isolador com variação de ganho.

Para o funcionamento operando na frequência de ressonância, verificou-se maior estabilidade em relação ao desempenho, com maior eficiência encontrada e menor estresse nos componentes, visto a menor circulação de potência reativa pelo sistema. Nesta condição de operação, o sistema também apresenta menor complexidade de projeto, por conta da estabilidade do ganho unitário na condição de ressonância, independente da carga ou dos elementos passivos (com exceção da própria frequência de ressonância), o que possibilita a utilização de elementos otimizados em desempenho e preço para a montagem dos módulos. Contudo, para a aplicação em carregadores de baterias, torna-se necessária a variação de tensão a partir de outro conversor, integrado ou não ao conversor de interface de entrada ou saída.

Por outro lado, para o funcionamento como conversor responsável pelo controle de ganho, o sistema opera com grande flexibilidade, garantindo a variação de tensão necessária para a alimentação do sistema a jusante ou absorvendo variações de tensão do sistema a montante. Porém, a flexibilidade afeta seu desempenho, com variação de eficiência de acordo com o distanciamento da frequência de ressonância do conversor, por conta do aumento da circulação de potência reativa no circuito ressonante. A complexidade de projeto do conversor também aumenta consideravelmente, de acordo com a variação de ganho necessária em projeto e a potência requisitada por módulo.

O desempenho encontrado tanto em literatura quanto em resultados próprios foi considerável, com eficiência experimental de pico acima de 97% com potência nominal, e

acima de 98% para o conversor projetado especificamente para a aplicação proposta a partir de simulações térmicas computacionais, o que valida o conversor para aplicações na etapa de isolamento de estações de carregamento de baterias de alta potência, assim como qualquer outra aplicação que necessite das características levantadas neste estudo.

Portanto, considerando os resultados obtidos, ambas as aplicações são recomendadas, de acordo com a necessidade de projeto e a avaliação do projetista, sendo a aplicação com o conversor operando em frequência de ressonância o mais adequado para estações de carregamento de alta potência, devido à menor complexidade de projeto e maior rendimento final. Cabe ressaltar que uma avaliação técnico-econômica é necessária por parte do projetista, visto a utilização de semicondutores e complexidade adicional comparada a outras topologias encontradas comercialmente.

Referências Bibliográficas

ADRAGNA, C. **LLC Resonant Converters: An Overview of Modeling, Control and Design Methods and Challenges**. [S.l.]: Now Publishers, 2022. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9945889>>. Acesso em: 30 jun. 2024. <https://doi.org/10.1561/9781638280675>

AHMAD, A. *et al.* **An Overview on Medium Voltage Grid Integration of Ultra-Fast Charging Stations: Current Status and Future Trends**. *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, v. 3, p. 420–447, 2022. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9786788/>>. Acesso em: 3 out. 2024. <https://doi.org/10.1109/OJIES.2022.3179743>

ASA, E. *et al.* **Three phase LLC resonant converter with D-DLL control technique for EV battery chargers**. In: 2014 IEEE INTERNATIONAL ELECTRIC VEHICLE CONFERENCE (IEVC), dez. 2014, Florence. *Anais...* Florence: IEEE, dez. 2014. p. 1–7. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7056211/>>. Acesso em: 15 fev. 2024. <https://doi.org/10.1109/IEVC.2014.7056211>

BARBI, I.; PÖTTKER, F. **LLC Resonant Converter**. In: BARBI, I.; PÖTTKER, F. *Soft Commutation Isolated DC-DC Converters*. Power Systems. Cham: Springer International Publishing, 2019. p. 141–186. Disponível em: <http://link.springer.com/10.1007/978-3-319-96178-1_6>. Acesso em: 15 jun. 2023. https://doi.org/10.1007/978-3-319-96178-1_6

BARBOSA, V. F. *et al.* **Three-Phase Hybrid Rectifier for HVDC Distribution System in More Electric Aircrafts**. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 39, n. 1, p. 1422–1432, jan. 2024. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/10184034/>>. Acesso em: 3 out. 2024. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2023.3295613>

BARRESI, M.; FERRI, E.; PIEGARI, L. **An MMC-based Fully Modular Ultra-Fast Charging Station Integrating a Battery Energy Storage System**. In: 2022 IEEE 16TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMPATIBILITY, POWER ELECTRONICS, AND POWER ENGINEERING (CPE-POWERENG), 29 jun. 2022, Birmingham, United Kingdom. *Anais...* Birmingham, United Kingdom: IEEE, 29 jun. 2022. p. 1–8. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9880885/>>. Acesso em: 10 abr. 2023. <https://doi.org/10.1109/CPE-POWERENG54966.2022.9880885>

CAMURCA, L. *et al.* **Analysis, Limitations, and Opportunities of Modular Multilevel Converter-Based Architectures in Fast Charging Stations Infrastructures**. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 37, n. 9, p. 10747–10760, set. 2022. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9757880/>>. Acesso em: 3 out. 2024. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2022.3167625>

CETIN, S.; YENIL, V. **Optimal Operation Region of LLC Resonant Converter for on-Board EV Battery Charger Applications**. In: 2018 IEEE 18TH INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS AND MOTION CONTROL CONFERENCE (PEMC), ago. 2018, Budapest. *Anais...* Budapest: IEEE, ago. 2018. p. 78–85. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8521857/>>. Acesso em: 15 fev. 2024. <https://doi.org/10.1109/EPEPEMC.2018.8521857>

Charging on The Road Wherever You Are. Online: [s.n.]. Disponível em: <<https://www.mercedesbedford.com/charging-stations/#chargemap>>. Acesso em: 8 abr. 2024.

CHAURASIYA, S.; SINGH, B. **A 7.2kW Off-Board EV Charger Based on Vienna Rectifier and FB-LLC Resonating Converter.** In: 2021 IEEE 8TH UTTAR PRADESH SECTION INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL, ELECTRONICS AND COMPUTER ENGINEERING (UPCON), 11 nov. 2021, Dehradun, India. *Anais...* Dehradun, India: IEEE, 11 nov. 2021. p. 1–6. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9667597/>>. Acesso em: 15 fev. 2024. <https://doi.org/10.1109/UPCON52273.2021.9667597>

CHAURASIYA, S.; SINGH, B. **A Single-Phase Low Cost, Compact/High Power Density Portable EV Charger for High Voltage EV Battery Packs with Weak/Strong Grid Operation Capability.** In: 2022 IEEE GLOBAL CONFERENCE ON COMPUTING, POWER AND COMMUNICATION TECHNOLOGIES (GLOBCONPT), 23 set. 2022, New Delhi, India. *Anais...* New Delhi, India: IEEE, 23 set. 2022. p. 1–6. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9938181/>>. Acesso em: 15 fev. 2024. <https://doi.org/10.1109/GlobConPT57482.2022.9938181>

CHEN, C.-T. *et al.* **Wide Range Output Voltage LLC Resonant Converter for Electric Vehicle Charging System.** In: 2022 IET INTERNATIONAL CONFERENCE ON ENGINEERING TECHNOLOGIES AND APPLICATIONS (IET-ICETA), 14 out. 2022, Changhua, Taiwan. *Anais...* Changhua, Taiwan: IEEE, 14 out. 2022. p. 1–2. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9971521/>>. Acesso em: 15 jun. 2023. <https://doi.org/10.1109/IET-ICETA56553.2022.9971521>

CHRISTEN, D.; TSCHANNEN, S.; BIELA, J. **Highly efficient and compact DC-DC converter for ultra-fast charging of electric vehicles.** In: 2012 EPE-ECCE EUROPE CONGRESS, set. 2012, Novi Sad, Serbia. *Anais...* Novi Sad, Serbia: IEEE, set. 2012. p. LS5d.3-1-LS5d.3-8. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6397481/>>. Acesso em: 13 set. 2022. <https://doi.org/10.1109/EPEPEMC.2012.6397481>

CHRISTEN, DANIEL; JAUCH, F.; BIELA, J. **Ultra-fast charging station for electric vehicles with integrated split grid storage.** In: 2015 17TH EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS (EPE'15 ECCE-EUROPE), set. 2015, Geneva. *Anais...* Geneva: IEEE, set. 2015. p. 1–11. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7309322/>>. Acesso em: 13 set. 2022. <https://doi.org/10.1109/EPE.2015.7309322>

CITTANTI, D. *et al.* **Iterative Design of a 60 kW All-Si Modular LLC Converter for Electric Vehicle Ultra-Fast Charging.** In: 2020 AEIT INTERNATIONAL CONFERENCE OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC TECHNOLOGIES FOR AUTOMOTIVE (AEIT AUTOMOTIVE), 18 nov. 2020, Turin, Italy. *Anais...* Turin, Italy: IEEE, 18 nov. 2020. p. 1–6. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9307381/>>. Acesso em: 15 fev. 2024. <https://doi.org/10.23919/AEITAUTOMOTIVE50086.2020.9307381>

DAS, Y. *et al.* **A Robust Voltage Control Method for Universal EV Battery Charger LLC Resonant Converters.** In: 2019 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON SUSTAINABLE ENERGY TECHNOLOGIES AND SYSTEMS (ICSETS), fev. 2019, Bhubaneswar, India. *Anais...* Bhubaneswar, India: IEEE, fev. 2019. p. 120–125. Disponível em:

<<https://ieeexplore.ieee.org/document/8744865/>>. Acesso em: 15 fev. 2024. <https://doi.org/10.1109/ICSETS.2019.8744865>

DHAKAL, P. K.; MENDES, A. M. S.; PEREIRINHA, P. G. **Analysis of Active Front End Rectifier with LLC Resonant Converter for EV Charging Application.** In: 2022 IEEE VEHICLE POWER AND PROPULSION CONFERENCE (VPPC), nov. 2022, Merced, CA, USA. *Anais...* Merced, CA, USA: IEEE, nov. 2022. p. 1–6. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/10003354/>>. Acesso em: 15 fev. 2024. <https://doi.org/10.1109/VPPC55846.2022.10003354>

ELAKYA, A.; MEENAKSHI, D.; AISHWARYA, M. M. R. **AN ELECTRIC VEHICLE CHARGING USING HYBRID LLC RESONANT CONVERTER SYSTEM.** In: 2021 5TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON TRENDS IN ELECTRONICS AND INFORMATICS (ICOEI), 3 jun. 2021, Tirunelveli, India. *Anais...* Tirunelveli, India: IEEE, 3 jun. 2021. p. 285–288. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9452904/>>. Acesso em: 15 jun. 2023. <https://doi.org/10.1109/ICOEI51242.2021.9452904>

ELEODORO, O. F. A. *et al.* **Analysis of SiC and SiC-Cascode MOSFET in the design of power electronics converters for more electric aircrafts.** *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, v. 13, n. 4, p. 1951, 1 dez. 2022. Disponível em: <<https://ijpeds.iaescore.com/index.php/IJPEDS/article/view/22181>>. Acesso em: 3 out. 2024. <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v13.i4.pp1951-1965>

ELEZAB, A. *et al.* **High Efficiency LLC Resonant Converter With Wide Output Range of 200–1000 V for DC-Connected EVs Ultra-Fast Charging Stations.** *IEEE Access*, v. 11, p. 33037–33048, 2023. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/10089446/>>. Acesso em: 3 out. 2024. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3263486>

ENEVATE CORPORATION. **XFC-Energy™ Technology.** Online: [s.n.]. Disponível em: <<https://www.enevate.com/technology/hd-energy-technology-overview/>>. Acesso em: 3 abr. 2023.

Ferrites and accessories: SIFERRIT material N97. [S.l.]: EPCOS AG. Disponível em: <<https://www.tdk-electronics.tdk.com/download/528886/cf0d9784d3d2438b52ade72fbb86ecf6/pdf-n97.pdf>>. Acesso em: 27 abr. 2022.

FRANZESE, P. *et al.* **Electric Ultra Fast Charging Stations: a Real Case Study.** In: 2021 AEIT INTERNATIONAL ANNUAL CONFERENCE (AEIT), 4 out. 2021, Milan, Italy. *Anais...* Milan, Italy: IEEE, 4 out. 2021. p. 1–6. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9626929/>>. Acesso em: 13 set. 2022. <https://doi.org/10.23919/AEIT53387.2021.9626929>

Go Anywhere. Online: [s.n.]. Disponível em: <<https://www.tesla.com/trips>>. Acesso em: 7 abr. 2023.

HAI, H. *et al.* **Aging performances and cycle-life predictions of Li-ion battery.** In: 2016 35TH CHINESE CONTROL CONFERENCE (CCC), jul. 2016, Chengdu. *Anais...* Chengdu: IEEE, jul. 2016. p. 8710–8715. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7554748/>>. Acesso em: 11 abr. 2023. <https://doi.org/10.1109/ChiCC.2016.7554748>

HU, Y.; SHAO, J.; ONG, T. S. **6.6 kW High-Frequency Full-Bridge LLC DC/DC Converter with SiC MOSFETs**. In: 2019 IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE), set. 2019, Baltimore, MD, USA. *Anais...* Baltimore, MD, USA: IEEE, set. 2019. p. 6848–6853. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8912805/>>. Acesso em: 15 fev. 2024. <https://doi.org/10.1109/ECCE.2019.8912805>

IEEE. **IEEE Standard for Technical Specifications of a DC Quick and Bidirectional Charger for Use with Electric Vehicles**. [S.l.]: IEEE, 18 fev. 2022. Disponível em: <<https://standards.ieee.org/ieee/2030.1.1/7171/>>. Acesso em: 3 out. 2024.

ILAHI, T. *et al.* **Design and Performance Analysis of Ultra-Wide Bandgap Power Devices-Based EV Fast Charger Using Bi-Directional Power Converters**. *IEEE Access*, v. 11, p. 25285–25297, 2023. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/10065480/>>. Acesso em: 3 out. 2024. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3255780>

IL-SONG KIM. **A Technique for Estimating the State of Health of Lithium Batteries Through a Dual-Sliding-Mode Observer**. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 4, p. 1013–1022, abr. 2010. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5299119/>>. Acesso em: 3 out. 2024. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2009.2034966>

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **Electric vehicle conductive charging system - Part 1: General requirements**. [S.l.]: International Electrotechnical Commission, 7 fev. 2017. Disponível em: <<https://webstore.iec.ch/en/publication/33644>>. Acesso em: 3 out. 2024.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **Electric vehicle conductive charging system - Part 23: DC electric vehicle charging station**. [S.l.]: International Electrotechnical Commission, 11 mar. 2014. Disponível em: <<https://webstore.iec.ch/en/publication/32582>>. Acesso em: 3 out. 2024.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **Plugs, socket-outlets, vehicle connectors and vehicle inlets - Conductive charging of electric vehicles - Part 1: General requirements**. [S.l.]: International Electrotechnical Commission, 3 maio 2022a. Disponível em: <<https://webstore.iec.ch/en/publication/59922>>. Acesso em: 3 out. 2024.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **Plugs, socket-outlets, vehicle connectors and vehicle inlets - Conductive charging of electric vehicles - Part 2: Dimensional compatibility requirements for AC pin and contact-tube accessories**. [S.l.]: International Electrotechnical Commission, 19 out. 2022b. Disponível em: <<https://webstore.iec.ch/en/publication/64364>>. Acesso em: 3 out. 2024.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **Plugs, socket-outlets, vehicle connectors and vehicle inlets - Conductive charging of electric vehicles - Part 3: Dimensional compatibility requirements for DC and AC/DC pin and contact-tube vehicle couplers**. [S.l.]: International Electrotechnical Commission, 19 out. 2022c. Disponível em: <<https://webstore.iec.ch/en/publication/59923>>. Acesso em: 3 out. 2024.

JAGADAN, G. *et al.* **Design of LLC Resonant Converter for High Efficiency EV Charging**. In: 2022 IEEE GLOBAL CONFERENCE ON COMPUTING, POWER AND COMMUNICATION TECHNOLOGIES (GLOBCONPT), 23 set. 2022, New Delhi, India. *Anais...* New Delhi, India: IEEE, 23 set. 2022. p. 1–7. Disponível em:

<<https://ieeexplore.ieee.org/document/9938278/>>. Acesso em: 15 jun. 2023.
<https://doi.org/10.1109/GlobConPT57482.2022.9938278>

JOHNSON, P. M.; BAI, K. H. **A dual-DSP controlled SiC MOSFET based 96%-efficiency 20kW EV on-board battery charger using LLC resonance technology.** In: 2017 IEEE SYMPOSIUM SERIES ON COMPUTATIONAL INTELLIGENCE (SSCI), nov. 2017, Honolulu, HI. *Anais...* Honolulu, HI: IEEE, nov. 2017. p. 1–5. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/8285262/>>. Acesso em: 15 jun. 2023.
<https://doi.org/10.1109/SSCI.2017.8285262>

JONES, E. A.; WANG, F. F.; COSTINETT, D. **Review of Commercial GaN Power Devices and GaN-Based Converter Design Challenges.** *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 4, n. 3, p. 707–719, set. 2016. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7496807/>>. Acesso em: 3 out. 2024.
<https://doi.org/10.1109/JESTPE.2016.2582685>

JUSTINO, J. C. G.; PARREIRAS, T. M.; DE J. CARDOSO FILHO, B. **Hundreds kW charging stations for e-buses operating under regular ultra-fast charging.** In: 2014 IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE), set. 2014, Pittsburgh, PA. *Anais...* Pittsburgh, PA: IEEE, set. 2014. p. 892–899. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6953492/>>. Acesso em: 13 set. 2022.
<https://doi.org/10.1109/ECCE.2014.6953492>

K, S.; P, G. K. **Performance Analysis for LLC Resonant Converter in Electric Vehicle Applications.** In: 2023 INTERNATIONAL CONFERENCE ON RECENT TRENDS IN ELECTRONICS AND COMMUNICATION (ICRTEC), 10 fev. 2023, Mysore, India. *Anais...* Mysore, India: IEEE, 10 fev. 2023. p. 1–6. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/10111915/>>. Acesso em: 15 jun. 2023.

KODOTH, R. *et al.* **Design and Development of a Resonant Converter Adapted to Wide Output Range in EV Battery Chargers.** In: 2018 3RD IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON RECENT TRENDS IN ELECTRONICS, INFORMATION & COMMUNICATION TECHNOLOGY (RTEICT), maio 2018, Bangalore, India. *Anais...* Bangalore, India: IEEE, maio 2018. p. 1018–1023. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9012426/>>. Acesso em: 15 fev. 2024.
<https://doi.org/10.1109/RTEICT42901.2018.9012426>

LI, Z. *et al.* **Design and Implementation of a High-efficiency DC/DC Converter for EVs Charging Basing on LLC Resonant Topology and Silicon-Carbide Devices.** In: 2018 IEEE INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS AND APPLICATION CONFERENCE AND EXPOSITION (PEAC), nov. 2018, Shenzhen. *Anais...* Shenzhen: IEEE, nov. 2018. p. 1–6. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8590636/>>. Acesso em: 15 fev. 2024.
<https://doi.org/10.1109/PEAC.2018.8590636>

MANDRILE, F. *et al.* **Electric Vehicle Ultra-Fast Battery Chargers: A Boost for Power System Stability?** *World Electric Vehicle Journal*, v. 12, n. 1, p. 16, 23 jan. 2021. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/2032-6653/12/1/16>>. Acesso em: 3 out. 2024.
<https://doi.org/10.3390/wevj12010016>

MCLYMAN, C. W. T. ***Transformer and inductor design handbook***. 3rd ed., rev.expanded ed. New York: Marcel Dekker, 2004. (Electrical and computer engineering, 121). <https://doi.org/10.1201/9780203913598>

PANDEY, R.; SINGH, B. **An Electric Vehicle Charger Based on Vienna Rectifier and Resonant LLC Converter**. In: 2020 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS, DRIVES AND ENERGY SYSTEMS (PEDES), 16 dez. 2020, Jaipur, India. *Anais...* Jaipur, India: IEEE, 16 dez. 2020. p. 1–6. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9379886/>>. Acesso em: 14 jun. 2023. <https://doi.org/10.1109/PEDES49360.2020.9379886>

Range of full electric vehicles. Online: [s.n.], 8 abr. 2024. Disponível em: <<https://ev-database.org/cheatsheet/range-electric-car>>. Acesso em: 3 abr. 2023.

RASK, E.; HARPER, J.; DAN, D. **DC Charging Safety Evaluation Procedure Development, Validation, and Assessment, and Preliminary Draft AC Charging Evaluation Procedure**. [S.l.: s.n.], 1 jul. 2019. Disponível em: <<https://rosap.ntl.bts.gov/view/dot/41838>>. Acesso em: 3 out. 2024.

RIVERA, S. *et al.* **Electric Vehicle Charging Station Using a Neutral Point Clamped Converter With Bipolar DC Bus**. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 4, p. 1999–2009, abr. 2015. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6879467>>. Acesso em: 3 out. 2024. <https://doi.org/10.1109/TIE.2014.2348937>

RONANKI, D.; KELKAR, A.; WILLIAMSON, S. S. **Extreme Fast Charging Technology—Prospects to Enhance Sustainable Electric Transportation**. *Energies*, v. 12, n. 19, p. 3721, 29 set. 2019. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/1996-1073/12/19/3721>>. Acesso em: 3 out. 2024. <https://doi.org/10.3390/en12193721>

SAADAOUI, A.; OUASSAID, M.; MAAROUFI, M. **Overview of Integration of Power Electronic Topologies and Advanced Control Techniques of Ultra-Fast EV Charging Stations in Standalone Microgrids**. *Energies*, v. 16, n. 3, p. 1031, 17 jan. 2023. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/1996-1073/16/3/1031>>. Acesso em: 3 out. 2024. <https://doi.org/10.3390/en16031031>

SAE INTERNATIONAL. **Electric Vehicle Power Transfer System Using a Three-Phase Capable Coupler**. [S.l.]: SAE International, 26 jul. 2022. Disponível em: <https://www.sae.org/standards/content/j3068_202207/>. Acesso em: 3 out. 2024.

SAE INTERNATIONAL. **SAE Electric Vehicle and Plug in Hybrid Electric Vehicle Conductive Charge Coupler**. [S.l.: s.n.], 13 out. 2017. Disponível em: <https://www.sae.org/standards/content/j1772_201710/>. Acesso em: 3 out. 2024.

SAFAYATULLAH, M. *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, 2022a. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9755960/>>. Acesso em: 3 out. 2024. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3166935>

STATE GRID CORPORATION OF CHINA. **White Paper of ChaoJi EV Charging Technology (Technical Part)**. [S.l.]: China Electricity Council, jun. 2020. Disponível em: <<https://www.cec.org.cn/upload/1/editor/1594869131179.pdf>>. Acesso em: 17 jan. 2023.

Supercharger. Online: [s.n.]. Disponível em: <<https://www.tesla.com/supercharger>>. Acesso em: 8 abr. 2024.

TAMAI, G. **What Are the Hurdles to Full Vehicle Electrification? [Technology Leaders].** *IEEE Electrification Magazine*, v. 7, n. 1, p. 5–11, mar. 2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8658027/>>. Acesso em: 3 out. 2024. <https://doi.org/10.1109/MELE.2018.2889544>

TESLA. **Tesla Model S Plaid.** Online: [s.n.]. Disponível em: <<https://www.tesla.com/models>>. Acesso em: 23 maio 2024.

TEXAS INSTRUMENTS©. **LAUNCHXL-F28379D.** Online: [s.n.]. Disponível em: <<https://www.ti.com/tool/LAUNCHXL-F28379D#tech-docs>>. Acesso em: 23 maio 2022.

UNITED NATIONS. **Report of the Conference of the Parties serving as the meeting of the Parties to the Paris Agreement on its third session, held in Glasgow from 31 October to 13 November 2021.** [S.l.]: United Nations, 8 mar. 2022. Disponível em: <https://unfccc.int/sites/default/files/resource/cma2021_10_add1_adv.pdf>. Acesso em: 20 nov. 2022.

VALEDSARAVI, S.; EL AROUDI, A.; MARTÍNEZ-SALAMERO, L. **Review of Solid-State Transformer Applications on Electric Vehicle DC Ultra-Fast Charging Station.** *Energies*, v. 15, n. 15, p. 5602, 2 ago. 2022. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/1996-1073/15/15/5602>>. Acesso em: 3 out. 2024. <https://doi.org/10.3390/en15155602>

VASILADIOTIS, M. *et al.* **Modular converter architecture for medium voltage ultra fast EV charging stations: Dual half-bridge-based isolation stage.** In: 2014 INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS CONFERENCE (IPEC-HIROSHIMA 2014 ECCE-ASIA), maio 2014, Hiroshima, Japan. *Anais...* Hiroshima, Japan: IEEE, maio 2014. p. 1386–1393. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6869766/>>. Acesso em: 13 set. 2022. <https://doi.org/10.1109/IPEC.2014.6869766>

WANG, L. *et al.* **Grid Impact of Electric Vehicle Fast Charging Stations: Trends, Standards, Issues and Mitigation Measures - An Overview.** *IEEE Open Journal of Power Electronics*, v. 2, p. 56–74, 2021. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9336258/>>. Acesso em: 3 out. 2024. <https://doi.org/10.1109/OJPEL.2021.3054601>

WETTERHAHN, J. **Total cost of ownership: How electric vehicles and ICE vehicles compare.** [S.l.]: LeasePlan, fev. 2022. Disponível em: <<https://www.leaseplan.com/en-ix/electric-driving/ev-driving-costs/ev-vs-ice-costs/>>. Acesso em: 11 abr. 2023.

WT210/WT230 Digital Power Meters. Online: [s.n.], 2024. Disponível em: <<https://tmi.yokogawa.com/eu/solutions/discontinued/wt210wt230-digital-power-meters/>>. Acesso em: 14 abr. 2024.

YANG, X.-G. *et al.* **All-Climate Battery Technology for Electric Vehicles: Inching Closer to the Mainstream Adoption of Automated Driving.** *IEEE Electrification Magazine*, v. 7, n. 1, p. 12–21, mar. 2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8658045/>>. Acesso em: 3 out. 2024. <https://doi.org/10.1109/MELE.2018.2889545>

YILDIRIM, D. *et al.* **All SiC PWM rectifier-based off-board ultrafast charger for heavy electric vehicles.** *IET Power Electronics*, v. 13, n. 3, p. 483–494, fev. 2020. Disponível em: <<https://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1049/iet-pel.2019.0583>>. Acesso em: 3 out. 2024. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2019.0583>

YU, G.; CHOI, S. **Auxiliary Power Module - Integrated EV Charger with Extended ZVS range.** In: 2020 IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE), 11 out. 2020, Detroit, MI, USA. *Anais...* Detroit, MI, USA: IEEE, 11 out. 2020. p. 628–632. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9235347/>>. Acesso em: 15 fev. 2024. <https://doi.org/10.1109/ECCE44975.2020.9235347>

ZENG, J. *et al.* **LLC resonant converter topologies and industrial applications — A review.** *Chinese Journal of Electrical Engineering*, v. 6, n. 3, p. 73–84, set. 2020. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9215145/>>. Acesso em: 3 out. 2024. <https://doi.org/10.23919/CJEE.2020.000021>

ZHAO, Z. *et al.* **Efficiency optimization design of LLC resonant converter for battery charging.** In: 2018 13TH IEEE CONFERENCE ON INDUSTRIAL ELECTRONICS AND APPLICATIONS (ICIEA), maio 2018, Wuhan. *Anais...* Wuhan: IEEE, maio 2018. p. 928–933. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8397845/>>. Acesso em: 15 jun. 2023. <https://doi.org/10.1109/ICIEA.2018.8397845>

Apêndice A: Script Matlab para Equações e Figuras

```

clear, clc, close all;

%% Parâmetros do LLC
Lr = 5e-6;
Cr = 120e-9;
Rt = 2/1;
Lm = 50e-6;
fs = 0.3999*205.47e3;
Vl = 400;
R = 13.33*2;

Vrect = 0;
n = 1;
Rac = (Rt^2)*8/(pi^2)*R;
Q = sqrt(Lr/Cr)/Rac;
L = Lr/Lm;
wo = 1/sqrt(Lr*Cr);
fr = wo/(2*pi);
fn = fs/fr;
M = (fn^2)/(sqrt((fn^2*(L+1)-L)^2 + (fn*Q*(fn^2-1))^2));
Vol = Vl*M;
Vo = Vol/Rt-Vrect;
z = sqrt(Lr/Cr);
Ts = 1/fs;
k = 1/L;
x = fn;

Pout = Vo^2/R;
teta = atan(pi/(2*k)*M);
Io = Vo/R;
Il = Pout/Vl;
IRo = pi/2*Rt/k*(Vo+Vrect)/z;
phi = atan(2*IRo*n*Vl/(pi*Pout));

Isef = IRo/(2*sin(phi)); % Corrente eficaz na chave
Ispk = IRo/sin(phi); % Corrente de pico na chave
Ipef = IRo/(sqrt(2)*sin(phi)); % Corrente eficaz no
primário do transformador
Icef = Ipef; % Corrente eficaz no
capacitor ressonante
Vcr = 1/(Cr*fs)*(Io/4+IRo/(pi*(1+cos(teta)))); % Tensão de pico no
capacitor ressonante
Vd = Vo + Vrect; % Tensão de pico no diodo
retificador

Isecpk = pi/2*Io; % Corrente de pico no
secundário
Isecef = pi*Io/(2*sqrt(2)); % Corrente eficaz no
secundário
Idef = pi/4*Io; % Corrente eficaz no diodo
retificador
Icac = sqrt(pi^2/8-1)*Io; % Corrente CA no capacitor
de filtro

```

```

fprintf("Tensão de entrada: %.2f V\n", V1);
fprintf("Tensão de saída: %.2f V\n", Vo);
fprintf("Resistência de carga: %.2f ?\n", R);
fprintf("Frequência de chaveamento: %.2f kHz\n", fs/1000);
fprintf("Potência de saída: %.2f W\n\n", Pout);

fprintf("Corrente eficaz na chave: %.2f A\n", Isef);
fprintf("Corrente de pico na chave: %.2f A\n", Ispk);
fprintf("Corrente eficaz no primário do transformador: %.2f A\n", Ipef);
fprintf("Corrente eficaz no capacitor ressonante: %.2f A\n", Icef);
fprintf("Corrente de pico no secundário: %.2f A\n", Isecpk);
fprintf("Corrente eficaz no secundário: %.2f A\n", Isecef);
fprintf("Corrente eficaz no diodo retificador: %.2f A\n", Idef);
fprintf("Corrente CA no capacitor de filtro: %.2f A\n\n", Icac);

fprintf("Tensão de pico no capacitor ressonante: %.2f V\n", VCr);
fprintf("Tensão de pico no diodo retificador: %.2f V\n", Vd);
fprintf("Tensão de pico nas chaves: %.2f V\n", V1);

%% Plot do gráfico de ganho
R = [13.33 26.66];
Rac = (Rt^2)*8/(pi^2)*R(1);
Q = sqrt(Lr/Cr)/Rac;
Fn = 0:0.001:2;
x(2001) = 0;
M(2001) = 0;
for n=1:2001
    M(n) = (x.^2)/( sqrt( (x.^2.*(L+1)-L).^2 + (x.*Q.*(x.^2-1)).^2 ) );
    x = x+0.001;
end
x = 0;
p1 = plot(Fn,M);
hold on
%%%%%

Rac = (Rt^2)*8/(pi^2)*R(2);
Q = sqrt(Lr/Cr)/Rac;
for n=1:2001
    M(n) = (x.^2)/( sqrt( (x.^2.*(L+1)-L).^2 + (x.*Q.*(x.^2-1)).^2 ) );
    x = x+0.001;
end
x = 0;
p2 = plot(Fn,M);
hold on
%%%%%

%%%%%
xlabel('Fn')
ylabel('M')
title('Ganho do CRS-LLC')
grid on;

legstr(1,1:2) = " ";
for n=1:2
    legstr(1,n) = sprintf('R = %.2f ?', R(n));
end
legend(legstr(1),legstr(2));
set(gca, 'FontName', 'Times New Roman');

```

Apêndice B: Códigos e parâmetros aplicados aos blocos C-Script

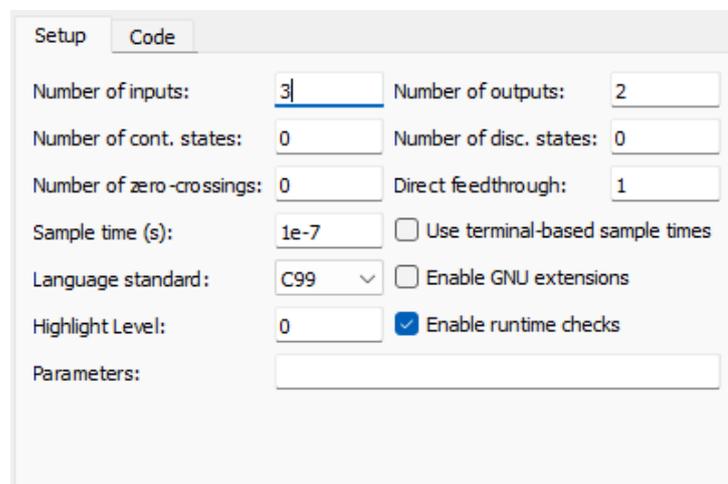
Neste apêndice, serão descritos os parâmetros aplicados em cada um dos blocos de script utilizados, bem como os scripts em linguagem C utilizados para a execução da simulação analisada. Ao todo, foram utilizados três blocos C-Script, dos quais dois foram utilizados para a parametrização do PWM com tempo morto e um para o controle em malha fechada do conversor Boost.

Mantendo a configuração aplicada no software computacional, os códigos serão divididos em partes, cada uma relativa a sua aba de implementação no próprio bloco:

- **“Code declarations”**: aba exclusiva para declaração de variáveis e bibliotecas a serem adicionadas ao código, sendo a primeira parte a ser executada;
- **“Start function code”**: aba que representa a função de inicialização do script, que será executada apenas uma vez, durante a inicialização da operação;
- **“Update function code”**: aba responsável pela execução da rotina implementada, sendo executada a cada período, definido pela frequência de amostragem;
- **“Output function code”**: aba responsável pela atualização dos valores de saída do bloco, que são atualizadas logo após a aba “Update function code”.

B.1 Controlador responsável pelo PWM

Figura B.1 – Configuração do bloco C-Script: modulador PWM.



Number of inputs:	3	Number of outputs:	2
Number of cont. states:	0	Number of disc. states:	0
Number of zero-crossings:	0	Direct feedthrough:	1
Sample time (s):	1e-7	<input type="checkbox"/> Use terminal-based sample times	
Language standard:	C99	<input type="checkbox"/> Enable GNU extensions	
Highlight Level:	0	<input checked="" type="checkbox"/> Enable runtime checks	
Parameters:			

Fonte: Autoria própria.

Code declarations:

```
#include<stdbool.h>

float triangular = 0;
bool sobe=1, S1, S2;
int fs;
float Ts = 1e7;
static float D, DT;
```

Update function code:

```
D = InputSignal(0,1);
DT = InputSignal(0,0);
fs = 2*InputSignal(0,2);

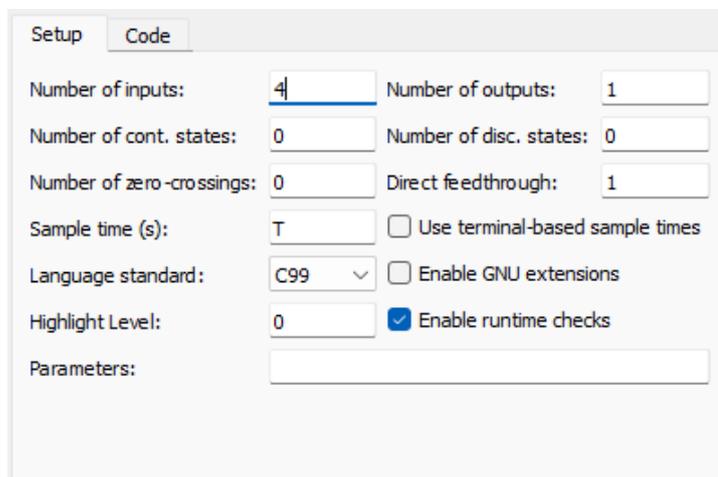
if (triangular >= 1)
sobe = 0;
if (triangular <=0)
sobe = 1;
if (sobe==1)
triangular += fs/Ts;
if (sobe==0)
triangular -= fs/Ts;
if (triangular < (D-DT))
S1 = 1;
else
S1 = 0;
if (triangular > (D+DT))
S2 = 1;
else
S2 = 0;
```

Output function code:

```
OutputSignal(0,0) = S1;
OutputSignal(0,1) = S2;
```

B.2 Malha Externa do Conversor Boost PFC

Figura B.2 – Configuração do bloco C-Script: malha externa do conversor Boost PFC.



Fonte: Autoria própria.

Code declarations:

```
float Vout1=0, Vout, ref, Y, Y1;  
float U, U1, U2, U21, Y2, Y21;
```

```
float Vin, Iin;
```

Start function code:

```
Y=0;  
Y1=0;  
U=0;  
U1=0;  
Y2=0;  
Y21=0;  
U2=0;  
U21=0;
```

Update function code:

```
U1 = U;  
Y1 = Y;  
U21 = U2;  
Y21 = Y2;
```

```
ref = InputSignal(0,0);  
Vout = InputSignal(0,1);  
Vin = InputSignal(0,2);  
Iin = InputSignal(0,3);
```

```
U = ref-Vout;  
Y = 6.265000000000000E-06*U + 6.265000000000000E-06*U1 + Y1;
```

```
U2 = Y*(Vin/211)-Iin;  
Y2 = 8.371015000000000E-01*U2 - 8.190985000000000E-01*U21 + Y21;
```

Output function code:

```
OutputSignal(0,0) = Y2;
```

Apêndice C: Lista de Publicações e Atividades Associadas à Pesquisa

Artigo aceito para publicação em conferência internacional:

Eleodoro, O. F. A., et al. “**Performance Evaluation of LLC Series-Resonant Converter for Electric Vehicle Charging Application**”, 2024 IEEE Industrial Electronics Society (IECON) Conference – Artigo submetido e aceito em 08/07/2024.

Artigo publicado em periódico internacional:

Eleodoro, O. F. A. ; Barbosa, V. F. ; Lima, G. B. ; Freitas, L. C. G. . “**Analysis of SiC and SiC-Cascode MOSFET in the design of power electronics converters for more electric aircrafts**”, International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS), v. 13, p. 1951-1965, 2022. doi: 10.11591/ijpeds.v13.i4.pp1951-1965

V. F. Barbosa, O. F. A. Eleodoro, D. B. Rodrigues, G. B. Lima and L. C. G. Freitas, “**Three-Phase Hybrid Rectifier for HVDC Distribution System in More Electric Aircrafts,**” in IEEE Transactions on Power Electronics, doi: 10.1109/TPEL.2023.3295613.

Registro de Software:

Barbosa, V. F.; De Lima, Gustavo B. ; Freitas, Luiz C. G. ; Soares, A. L. ; Costa Neto, A. O. ; Eleodoro, O. F. A. . **ATRUMEA**. 2022. Patente: Programa de Computador. Número do registro: BR512022002232-0, data de registro: 17/08/2022, título: "ATRUMEA" , Instituição de registro: INPI - Instituto Nacional da Propriedade Industrial.

Participação em eventos relevantes:

Eleodoro, O. F. A., et al. **Análise do Efeito de Chaveamento em Alta Frequência em Diferentes Tecnologias de Semicondutores Utilizando um DSP Multi-Núcleos**, II Seminário

de Pesquisa da Universidade Federal de Uberlândia e 19º Semana Nacional de Ciência e Tecnologia, 10 e 11 de novembro de 2022, Uberlândia, Brasil. Apresentação de pôster.

Cursos ministrados:

Projeto e análise de conversores de eletrônica de potência utilizando PLECS®. 2024. Minicurso ofertado pelo PPGEELT no âmbito do projeto de pesquisa intitulado “Desenvolvimento de Conversores Estáticos Inteligentes para Conexão de Microrredes e Recursos Energéticos Distribuídos (REDs) ao Sistema Elétrico de Potência”, aprovado na CHAMADA PÚBLICA CAPES Nº 38/2022, PROGRAMA DE DESENVOLVIMENTO DA PÓS-GRADUAÇÃO (PDPG) – PARCERIAS ESTRATÉGICAS NOS ESTADOS III. Setor de Registro e Informação de Extensão - SIEX-UFU (Processo Nº 31825). Programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica e Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, Brasil. Ministrado à distância, carga horária total de 6 horas.

Participação em bancas de trabalhos de conclusão de curso de graduação:

Participação em banca de Larissa Caroline Cardoso Campos. **Influência do sombreamento em um sistema fotovoltaico.** 2023. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Uberlândia.

Participação em banca de Rafael de Souza Resende. **As mudanças na regulamentação de energia solar e seus impactos em um projeto fotovoltaico residencial conectado à rede.** 2023. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Uberlândia.

Participação em banca de Rafael Lopes Silva. **Digitalização de processos de reporte de defeitos e gestão de mudança em equipamentos industriais aplicado a um contexto de manutenção autônoma de industriais aplicado a um contexto de manutenção autônoma de indústria 4.0.** 2023. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Uberlândia.

Participação em banca de Victor Fernandes Camargo. **Incêndios Fotovoltaicos: quais as principais causas?**. 2023. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Uberlândia.

Participação em banca de Cibelly Cristina Rodrigues Couto. **Desenvolvimento de um modelo de previsão de consumo de energia elétrica por meio de medidores inteligentes utilizando algoritmos de Machine Learning**. 2023. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Uberlândia.

Participação em banca de Lorraine Magalhães Moreira Silva. **INCENTIVOS E DESAFIOS DA ENERGIA FOTOVOLTAICA NO BRASIL**. 2023. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Uberlândia.

Participação em banca de Amanda Mariana da Costa. **Estudo da viabilidade de um sistema de energia solar antes e após a Lei nº14.300 - O Marco Legal da Microgeração e Minigeração Distribuída**. 2023. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Uberlândia.