

**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE SANTA
CATARINA – CÂMPUS FLORIANÓPOLIS
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETROTÉCNICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

ÉRIC LOURENÇO AMÉRICO

**PROJETO DE UM CONVERSOR CC-CC COM TANQUE
RESSONANTE LLC PARA CARREGADOR DE BATERIAS DE
VEÍCULOS ELÉTRICOS**

FLORIANÓPOLIS, 2023.

**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE SANTA
CATARINA – CÂMPUS FLORIANÓPOLIS
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETROTÉCNICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

ÉRIC LOURENÇO AMÉRICO

**PROJETO DE UM CONVERSOR CC-CC COM TANQUE
RESSONANTE LLC PARA CARREGADOR DE BATERIAS DE
VEÍCULOS ELÉTRICOS**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido
ao Instituto Federal de Educação, Ciência e
Tecnologia de Santa Catarina como parte
dos requisitos para obtenção do título de
Engenheiro Eletricista.

Orientador:
Prof. Márcio Silveira Ortmann, Dr. Eng.

FLORIANÓPOLIS, 2023.

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor.

Américo, Éric Lourenço

PROJETO DE UM CONVERSOR CC-CC COM TANQUE RESSONANTE LLC PARA
CARREGADOR DE BATERIAS DE VEÍCULOS ELÉTRICOS
/ Éric Lourenço Américo; orientação de Márcio
Silveira Ortmann. - Florianópolis, SC, 2023.
64 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) - Instituto Federal
de Santa Catarina, Câmpus Florianópolis. Bacharelado
em Engenharia Elétrica. Departamento Acadêmico
de Eletrotécnica.
Inclui Referências.

1. Carregador de baterias. 2. Conversor CC-CC. 3.
Conversor Ressonante LLC. 4. Carros elétricos. 5. Comutação
com Tensão Zero (ZVS). I. Ortmann, Márcio Silveira
. II. Instituto Federal de Santa Catarina. III.
PROJETO DE UM CONVERSOR CC-CC COM TANQUE RESSONANTE LLC PARA
CARREGADOR DE BATERIAS DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

PROJETO DE UM CONVERSOR CC-CC COM TANQUE RESSONANTE LLC PARA CARREGADOR DE BATERIAS DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

ÉRIC LOURENÇO AMÉRICO

Este trabalho foi julgado adequado para obtenção do título de Engenheiro(a) Eletricista e aprovado na sua forma final pela banca examinadora do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina.

Florianópolis, 19 de dezembro, 2023.

Banca Examinadora:

Márcio Silveira Ortmann, Dr. Eng.

André Luiz Fuerback, Dr. Eng.

Lisandra Kittel Ries, Dra. Eng.

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, agradeço a Deus por me conceder saúde, sabedoria e determinação durante os anos de estudos fazendo com que meus objetivos fossem alcançados.

Agradeço a minha família, por seu apoio incondicional ao longo dessa jornada. Seus incentivos nos momentos difíceis e a compreensão da minha ausência enquanto eu me dedicava à realização deste trabalho.

Agradeço ao meu orientador, Márcio Silveira Ortmann, por sua disponibilidade e orientação ao longo do desenvolvimento deste trabalho. Sua expertise e orientações foram fundamentais.

Gostaria de manifestar minha gratidão também aos colegas de classe, cujas trocas de experiências, debates e apoio mútuo foram extremamente enriquecedores ao longo do curso. Juntos, enfrentamos desafios e celebramos conquistas, construindo laços de amizade duradouros.

A todos que contribuíram de alguma forma, meu mais profundo agradecimento por tornar esta jornada acadêmica uma experiência enriquecedora e transformadora.

RESUMO

No cenário atual dos veículos elétricos, a autonomia se destaca como um dos parâmetros vitais de projeto. Isso impulsiona a produção de baterias com capacidades cada vez maiores, o que, por sua vez, demanda que os carregadores operem em elevadas potências para garantir um carregamento rápido. Essa exigência cria desafios consideráveis para os projetos dos carregadores, os quais devem manter critérios de funcionamento, eficiência e segurança, ao mesmo tempo em que cumprem requisitos de tamanho e peso. Nesse contexto, o presente trabalho apresenta o estudo e desenvolvimento de um conversor CC-CC de 6,6 kW destinado aos carregadores de baterias de lítio embarcados em veículos elétricos. Aspectos gerais do sistema de carregamento de veículos elétricos são apresentados e a arquitetura de um carregador embarcado unidirecional de duplo estágio é analisada. Com foco no conversor CC-CC, diferentes topologias são avaliadas e discutidas. O conversor CC-CC com tanque ressonante LLC é escolhido, suas partes constituintes são estudadas e projetadas. Além disso, são realizadas simulações para verificar o funcionamento do conversor em todas as etapas de operação. Os resultados obtidos demonstram a obtenção de uma comutação suave em toda a faixa de operação, alcançando uma eficiência média de 97,3% no conversor projetado.

Palavras-chave: Carregador de baterias. Conversor CC-CC. Conversor Ressonante LLC. Carros elétricos. Comutação com Tensão Zero (ZVS).

ABSTRACT

In the current scenario of electric vehicles, autonomy stands out as one of the vital design parameters. This drives the production of batteries with increasingly larger capacities, demanding that chargers operate at higher powers to ensure fast charging. This requirement creates considerable challenges for charger designs, where they must maintain operational, efficiency, and safety criteria while meeting size and weight requirements. In this context, the present work presents the study and development of a 6.6 kW CC-CC converter aimed at on-board lithium battery chargers in electric vehicles. General aspects of the electric vehicle charging system are introduced, and the architecture of an unidirectional two-stage on-board charger is analyzed. Focusing on the CC-CC converter, different topologies are evaluated and discussed. The CC-CC converter with LLC resonant tank is selected, its constituent parts are studied, and their design is detailed. Additionally, simulations are conducted to verify the operation of the converter across all stages. The results obtained demonstrate soft switching throughout the operational range, achieving an average efficiency of 97.3% in the designed converter.

Keywords: Battery charger. DC-DC converter. LLC resonant converter. Electric Vehicle. Zero Voltage Switching (ZVS).

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Carregadores unidirecionais	16
Figura 2 – Carregadores bidirecionais	17
Figura 3 – Carregadores on-board e off-board	17
Figura 4 – Topologia duplo estágio	18
Figura 5 – Topologia estágio único	19
Figura 6 – Comparação entre comutação forçada e comutação suave	20
Figura 7 – Estrutura geral de um OBC	21
Figura 8 – Perfil de carga típico de uma célula de lítio	22
Figura 9 – Topologias de conversores CC-CC	24
Figura 10 – Topologia conversor CC-CC escolhida	25
Figura 11 – Ponte inversora meia ponte e ponte completa	26
Figura 12 – Circuito equivalente conversor ressonante LLC	28
Figura 13 – Ganho de tensão em relação a carga LLC	30
Figura 14 – Retificador ponte completa	35
Figura 15 – Retificador com tap central	36
Figura 16 – Circuito idealizado para simulação	47
Figura 17 – Corrente do capacitor de saída	50
Figura 18 – Circuito com as não idealidades para simulação	51
Figura 19 – Tensão de saída primeiro ponto operativo	53
Figura 20 – Demonstração ZVS MOSFET no primeiro ponto operativo	54
Figura 21 – Tensão de saída segundo ponto operativo	55
Figura 22 – Demonstração ZVS MOSFET no segundo ponto operativo	56
Figura 23 – Tensão de saída terceiro ponto operativo	56
Figura 24 – Demonstração ZVS MOSFET no terceiro ponto operativo	57
Figura 25 – Curvas de eficiência conversor	58
Figura 26 – Curva de eficiência média do conversor	58
Figura 27 – Distribuição das perdas no conversor	59

LISTA DE QUADROS

Quadro 1 – Classificação carregadores SAE J1772	15
Quadro 2 – Classificação carregadores IEC 61851-1	16

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Especificações do projeto	39
Tabela 2 – Especificações das frequências do conversor	40
Tabela 3 – Resultados procedimento de cálculo do tanque ressonante	40
Tabela 4 – Parâmetros críticos elementos ressonantes	41
Tabela 5 – Parâmetros capacitor CGA6P1C0G3A103J250AC	41
Tabela 6 – Parâmetros críticos MOSFETs	42
Tabela 7 – Parâmetros MOSFET STWA30N65DM6AG	42
Tabela 8 – Especificações do transformador	43
Tabela 9 – Parâmetros do transformador	43
Tabela 10 – Parâmetros críticos dos diodos	43
Tabela 11 – Parâmetros do diodo IDW30E65D1	44
Tabela 12 – Parâmetros críticos do capacitor de saída	44
Tabela 13 – Parâmetros do capacitor MKP385e53363JPP4T0	45
Tabela 14 – Valores dos elementos do projeto para simulação	46
Tabela 15 – Parâmetros da comutação do conversor para simulação	47
Tabela 16 – Comparação entre cálculo e simulação do primeiro ponto operativo	48
Tabela 17 – Comparação entre cálculo e simulação do segundo ponto operativo	49
Tabela 18 – Parâmetros simulados no segundo e terceiro pontos operativos	55

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

BMS	<i>Battery management system</i> (Sistema de gerenciamento de bateria)
CLLC	<i>Capacitor-Inductor-Inductor-Capacitor</i>
DAB	<i>Dual Active Bridge</i> (Ponte ativa dupla)
DCMB2	<i>Discontinuous Conduction Mode Below Resonance 2</i>
FHA	<i>First Harmonic Approximation</i>
G2V	<i>Grid-To-Vehicle</i>
LLC	<i>Inductor-Inductor-Capacitor</i>
MLCC	<i>Multilayer Ceramic Capacitors</i>
PFC	<i>Power Factor Correction</i>
PFM	<i>Pulse-Frequency Modulation</i>
PSFB	<i>Phase-Shifted Full-Bridge</i>
RSE	Resistência Série Equivalente
V2H	<i>Vehicle-To-Home</i>
V2L	<i>Vehicle-To-Load</i>
V2V	<i>Vehicle-To-Vehicle</i>
ZCS	<i>Zero-Current Switching</i> (Comutação com Corrente Zero)
ZVS	<i>Zero-Voltage Switching</i> (Comutação com Tensão Zero)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	11
1.1	Justificativa	12
1.2	Definição do Problema	12
1.3	Objetivo Geral	13
1.4	Objetivos Específicos	14
1.5	Estrutura do Trabalho	14
2	CARREGADORES DE BATERIAS PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS.....	15
2.1	Níveis de Potência dos Carregadores	15
2.2	Carregadores Unidirecionais ou Bidirecionais	16
2.3	Carregadores <i>On-Board</i> e Carregadores <i>Off-Board</i>	17
2.4	Topologias de Processamento de Energia para OBCs	18
2.4.1	Análise das perdas nos conversores.....	19
2.5	Operação Geral de um OBC Unidirecional Duplo Estágio	21
2.5.1	Baterias de lítio	21
2.5.2	Sistema de gerenciamento de baterias (BMS).....	23
2.6	Considerações Finais do Capítulo.....	23
3	ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC.....	24
3.1	Ponte Inversora.....	26
3.2	Tanque Ressonante.....	27
3.3	Transformador e Retificador	34
3.4	Filtro de Saída	37
3.5	Considerações Finais do Capítulo.....	38
4	PROJETO DO CONVERSOR CC-CC	39
4.1	Tanque Ressonante.....	39
4.2	Ponte Inversora.....	42
4.3	Transformador e Retificador	42
4.4	Filtro de Saída	44
4.5	Considerações Finais do Capítulo.....	45
5	VALIDAÇÃO TOPOLOGIA PROJETADA	46
5.1	Simulação com Elementos Idealizados.....	47
5.2	Simulação com Não Idealidades	51
5.2.1	Análise de perdas do conversor	57
5.3	Considerações Finais do Capítulo.....	60
6	CONCLUSÃO.....	61
	REFERÊNCIAS.....	62

1 INTRODUÇÃO

Ao longo dos anos a sociedade vem buscando maneiras de desenvolver-se preservando o meio ambiente, através da redução da emissão de gases poluentes, redução da poluição sonora, entre outras maneiras de preservação. Os meios de transporte por sua vez são grandes fontes de poluição, e para minimizar tal impacto os carros elétricos se apresentam como uma ótima solução.

Nesse objetivo, e com a iminente crise do petróleo prevista para as próximas décadas, há um crescimento expressivo no desenvolvimento e comercialização de veículos elétricos no mundo nos últimos anos (IEA, 2020, p. 155). O Brasil também está em crescimento da comercialização dos carros elétricos, sendo previsto, em um cenário, que 62% da frota veicular do Brasil seja de veículos eletrificados (ANFAVEA, 2021, p. 41).

Uma das partes mais importantes que compõe um veículo elétrico é a bateria, assim como seu sistema de carregamento. As baterias de íon de lítio são as mais utilizadas para os carros elétricos, devido às suas vantagens, como alta densidade de energia, durabilidade e elevados níveis de confiabilidade (IEA, 2020, p. 187).

No entanto, a necessidade de autonomies cada vez maiores requer baterias com alta capacidade energética. Para garantir recargas rápidas dessas baterias, são essenciais carregadores de elevada potência. Ao mesmo tempo, esses carregadores precisam obedecer aos procedimentos de carga das baterias e possuem sua construção limitada a requisitos de confiabilidade, tamanho e peso (KHALIGH; D'ANTONIO, 2019, p. 3309-3310).

Dessa maneira, a evolução contínua dos carregadores de bateria se revela como um elemento crucial no desenvolvimento de veículos elétricos eficientes e acessíveis. O aprimoramento destes dispositivos, visando tanto a rápida recarga quanto à conformidade com os procedimentos de carga das baterias, representa um passo fundamental para impulsionar a adoção massiva e a viabilidade dos veículos elétricos no cenário atual e futuro da mobilidade sustentável.

1.1 Justificativa

A crescente comercialização dos carros elétricos cria novos desafios para a efetivação dos mesmos na frota veicular mundial. Buscando que os veículos elétricos tenham maior autonomia, baterias com maiores capacidades são necessárias. Além disso, o carregamento rápido é uma funcionalidade essencial para os veículos elétricos, necessitando que carregadores mais potentes sejam desenvolvidos.

Os carregadores usualmente ficam no interior dos veículos elétricos, assim aspectos de tamanho e peso são primordiais na construção de tais equipamentos. Além disso, para segurança do sistema, a temperatura não pode ser elevada pelos carregadores, sendo assim a eficiência e dissipação são outros parâmetros importantes no projeto dos carregadores (YUAN *et al.*, 2021, p. 51501).

Adicionalmente, os carregadores dos veículos elétricos podem oferecer funcionalidades como o fluxo bidirecional de energia elétrica. Essa capacidade permite que os veículos elétricos contribuam para os serviços ancilares da rede elétrica, impactando positivamente a qualidade da energia do sistema e oferecendo vantagens econômicas aos consumidores. Portanto, é crucial avaliar as diversas funcionalidades dos carregadores de bateria, considerando suas possíveis integrações com outros sistemas (KHALIGH; D'ANTONIO, 2019, p. 3318).

Todos esses parâmetros devem ser considerados nos projetos dos carregadores, visando além da funcionalidade, a segurança e a eficiência do mesmo. Para isso são necessários constantes estudos dos carregadores veiculares, para cumprir com as exigências de mercado.

1.2 Definição do Problema

A necessidade de carregadores mais potentes, seguros e eficientes justifica os estudos destes equipamentos de total importância nos veículos elétricos. Assim, faz-se necessário compreender as partes fundamentais dos principais tipos de carregadores da atualidade.

De maneira geral, os principais tipos de carregadores são compostos por duas partes fundamentais. A primeira é um conversor CA-CC com correção ativa do fator de potência, o PFC (*Power Factor Correction*), responsável por receber a tensão alternada da rede elétrica e convertê-la para contínua, mantendo elevado fator de potência na entrada. Já a segunda parte é um conversor CC-CC que recebe a tensão contínua do PFC e varia esta conforme a necessidade da saída, controlando a tensão e corrente de saída para a bateria. Além disso, o conversor CC-CC também fornece isolamento galvânico entre alimentação e a bateria, garantindo a segurança e a confiabilidade do sistema (YUAN *et al.*, 2021, p. 51503).

Analisando especificamente o segundo estágio, para garantir a isolação galvânica o conversor CC-CC utiliza um transformador. Deste modo, é necessário para o funcionamento do conversor um estágio inversor no lado primário e um estágio retificador no lado secundário (RASHID, 2014, p. 555).

Em busca de carregadores de bateria com alta densidade de potência (razão entre potência processada e volume), o aumento das frequências de comutação nos conversores é uma estratégia adotada. Esse aumento resulta na redução do tamanho dos componentes, mas também leva a um significativo aumento das perdas de comutação. No entanto, os conversores ressonantes utilizam técnicas de comutação suave que minimizam essas perdas, permitindo alcançar elevados índices de rendimento. Para implementação disso, uma das abordagens é a inserção de um tanque ressoante, como é o caso do tanque ressonante LLC, entre o inversor e o transformador (YILDIRAN, 2020, p. 1).

Deste modo, com enfoque no conversor CC-CC, se faz necessário uma análise detalhada das partes do mesmo, para que os componentes sejam escolhidos e projetados de forma adequada, garantindo a operação com alto rendimento em ampla faixa de operação.

1.3 Objetivo Geral

Projetar um conversor isolado CC-CC com tanque ressonante LLC para um carregador de baterias de lítio para carros elétricos.

1.4 Objetivos Específicos

Para contextualizar e projetar o equipamento os seguintes passos foram necessários:

- a) revisar os tipos de carregadores e as topologias mais comuns;
- b) projetar o conversor para respectiva topologia escolhida;
- c) simular o circuito ideal, avaliando os parâmetros críticos dos componentes escolhidos;
- d) simular as não idealidades, avaliando o funcionamento e eficiência do conversor.

1.5 Estrutura do Trabalho

O trabalho segue uma estrutura organizada em seis seções distintas. Na seção inicial, a "Introdução", são apresentados os objetivos e justificativas do estudo. A segunda seção, "Carregadores de Baterias para Veículos Elétricos", explora os conceitos fundamentais e classificação de carregadores.

A análise detalhada da topologia escolhida é apresentada na terceira seção, "Análise do Conversor CC-CC", que discute seu funcionamento, equacionamento e cálculos para seleção dos componentes. Já na quarta seção, "Projeto do Conversor CC-CC", são apresentados os resultados dos cálculos e a seleção dos componentes práticos do projeto.

A quinta seção, "Validação da Topologia Projetada", descreve a simulação dos casos operativos críticos para o conversor, validando seu comportamento ideal e analisando seu funcionamento sob não idealidades. Por fim, a sexta e última seção, apresenta as conclusões finais do trabalho.

2 CARREGADORES DE BATERIAS PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS

O crescente avanço dos carros elétricos tem revolucionado a indústria automobilística e o panorama da mobilidade sustentável. No entanto, à medida que esse crescimento ocorre, é necessário o contínuo estudo e aperfeiçoamento no projeto destes veículos. Especificamente no que diz respeito aos carregadores, é fundamental os estudos para projetos de carregadores cada vez mais potentes e eficientes, paralelamente às restrições de tamanho e peso. Com o constante desenvolvimento dos carregadores, diversos conceitos foram estabelecidos para classificar os tipos de carregadores disponíveis. Portanto, compreender essas classificações é essencial no processo de projeto de um carregador.

2.1 Níveis de Potência dos Carregadores

Os carregadores de veículos elétricos possuem duas normas gerais principais, o padrão SAE J1772 e o padrão IEC 61851-1, que classificam os carregadores em relação as suas especificações elétricas. Conforme Khaligh (2019), o padrão SAE J1772 classifica os carregadores em quatro níveis, conforme pode ser visualizado no Quadro 1.

Quadro 1 – Classificação carregadores SAE J1772

Classificação	Descrição
Nível 1	Limitação de potência de 3,7 kW, alimentado em CA.
Nível 2	Limitação de potência de 22 kW, alimentado em CA, sendo um dos tipos de carregadores mais utilizados principalmente na faixa de 6,6 a 7,4 kW.
Nível 3	Limitação de potência de 43,5 kW, alimentado em CA, em rede trifásica.
Nível 4	Pode alcançar potências acima de 350 kW, alimentado em CC.

Fonte: Elaboração própria (2023).

Conforme Rata (2019), o padrão IEC 61851-1 classifica os carregadores em quatro modos, muito similar ao padrão SAE, porém mais focado em aplicação dos carregadores, conforme pode ser visualizado no Quadro 2.

Quadro 2 – Classificação carregadores IEC 61851-1

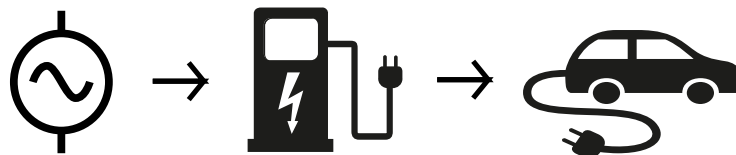
Classificação	Descrição
Modo 1	Carregador é conectado na própria tomada doméstica, corrente máxima de 16 A, alimentado em CA.
Modo 2	Carregador necessita de cabos e um conector específico, corrente máxima de 32 A, alimentado em CA.
Modo 3	Carregadores para estações de carregamento dedicadas, necessita de cabos e um conector específico, corrente máxima de 3 x 63 A, alimentado em CA.
Modo 4	Carregador ultrarrápido CC.

Fonte: Elaboração própria (2023).

2.2 Carregadores Unidirecionais ou Bidirecionais

Um carregador unidirecional permite apenas o fluxo de potência da rede elétrica para a bateria, sendo esse processo conhecido como G2V (*grid-to-vehicle*), conforme pode ser visualizado na Figura 1. Possui uma construção mais simples e com menor custo, porém limitado ao fluxo unidirecional de energia (KHALIGH; D'ANTONIO, 2019, p. 3309).

Figura 1 – Carregadores unidirecionais

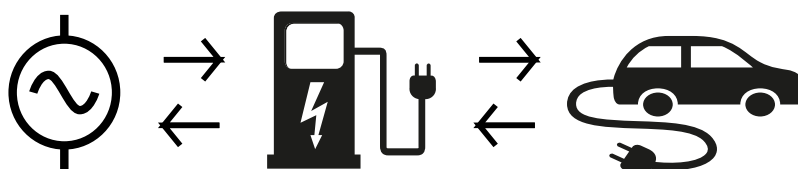


Fonte: Elaboração própria (2023).

Já o carregador bidirecional, além do modo G2V, permite o fluxo inverso, usando da energia da bateria para alimentar outras cargas, como para um outro veículo V2V (*vehicle-to-vehicle*), a carga de uma residência V2H (*vehicle-to-home*) ou uma carga independente V2L (*vehicle-to-load*), conforme poder ser visualizado na

Figura 2. Esse tipo de carregador apresenta uma complexidade e custos maiores, porém permite uma maior versatilidade no uso da energia elétrica (YUAN *et al.*, 2021, p. 51501).

Figura 2 – Carregadores bidirecionais

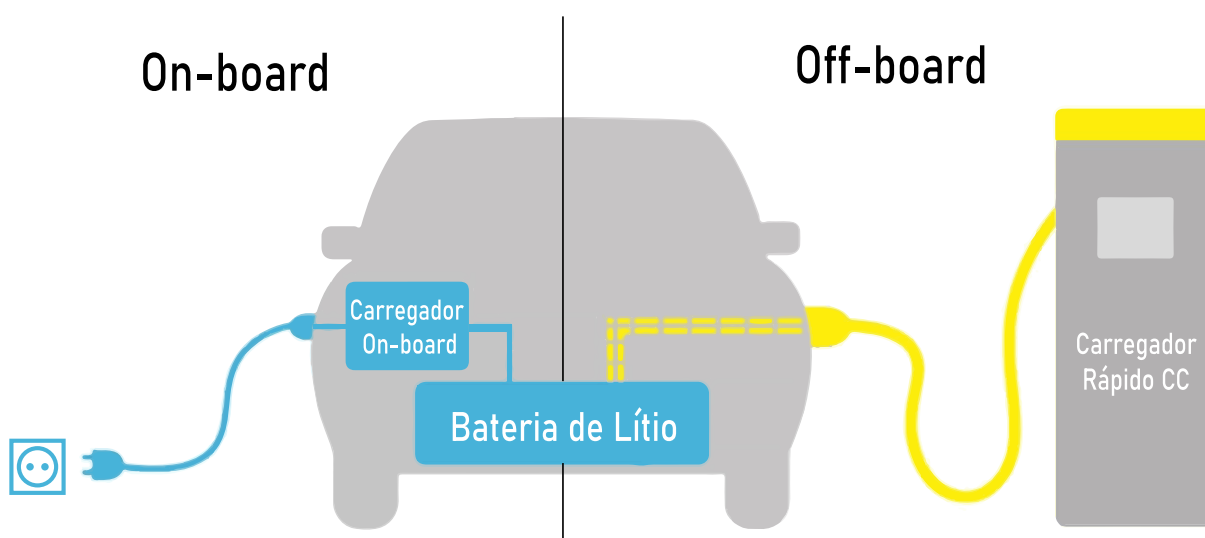


Fonte: Elaboração própria (2023).

2.3 Carregadores *On-Board* e Carregadores *Off-Board*

Os carregadores *on-board*, também chamados de OBCs (*On-board Chargers*), são inseridos no interior do veículo e recebem uma alimentação CA da rede elétrica, conforme pode ser visualizado na Figura 3. Essa arquitetura possui uma maior limitação de potência em comparação com os carregadores *off-board*. Por outro lado, os carregadores *off-board*, também chamados de carregadores CC ou ultrarrápidos, são instalados externamente ao veículo e alimentam o mesmo com tensão CC, conforme pode ser visualizado na Figura 3. Sendo externo ao veículo tais carregadores são mais potentes, pois possuem menores restrições de tamanho e peso (SRIVASTAVA; TOMAR; VERMA, 2020, p. 1).

Figura 3 – Carregadores on-board e off-board



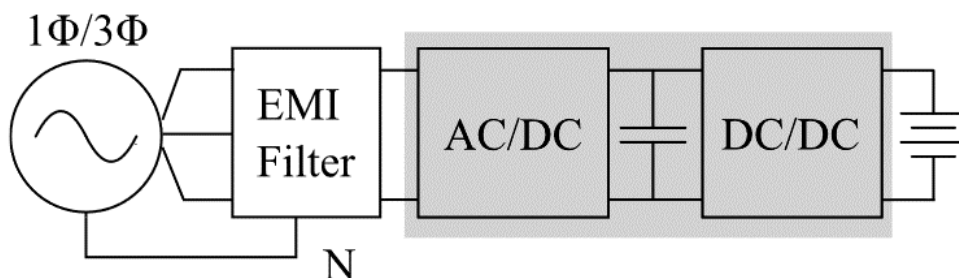
Fonte: Adaptado de SUMIT (2019).

2.4 Topologias de Processamento de Energia para OBCs

Os carregadores on-board podem ser classificados em topologias duplo estágio e estágio único. Essa classificação refere-se à quantidade de estágios necessários para converter a energia da rede elétrica alternada para os níveis de tensão contínua da bateria, garantindo a isolamento galvânica e a adequação ao processo de carga das baterias de lítio.

A topologia de duplo estágio, que pode ser visualizada na Figura 4, possui um primeiro estágio de conversão CA-CC, conhecida como PFC (*Power Factor Correction*), pelo qual o objetivo é fornecer uma tensão constante durante todo o processo de carga, ao mesmo tempo que cumpre os requisitos harmônicos da rede elétrica. Já o segundo estágio é um conversor CC-CC, cujo objetivo é controlar a tensão e corrente de saída para a bateria durante o processo de carga, além de garantir o isolamento galvânico. Essa topologia é a mais utilizada nos veículos elétricos atuais (YUAN *et al.*, 2021, p. 51503).

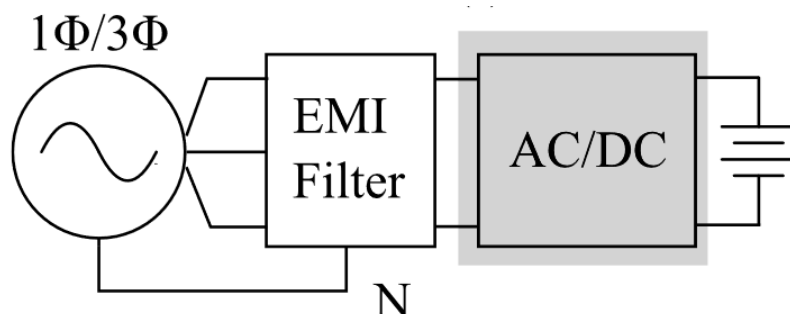
Figura 4 – Topologia duplo estágio



Fonte: YUAN (2021).

A topologia de estágio único, que pode ser visualizada na Figura 5, integra, em um único estágio, todas as funcionalidades da topologia anterior. Desta forma essa topologia possui uma maior densidade de potência, além de um menor custo de hardware, porém tem uma complexidade de projeto elevada em relação a topologia de duplo estágio (YUAN *et al.*, 2021, p. 51503).

Figura 5 – Topologia estágio único



Fonte: YUAN (2021).

Ambas as topologias requerem de uma eletrônica de potência embutida, que compreende componentes como MOSFET, Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (transistor de efeito de campo metal óxido semiconductor), diodos e elementos passivos. Esses componentes, na prática, ocasionam as perdas do conversor, o que precisa ser analisado para o cumprimento dos requisitos de eficiência do projeto. Neste sentido, a seção a seguir apresentará uma análise das perdas dos conversores.

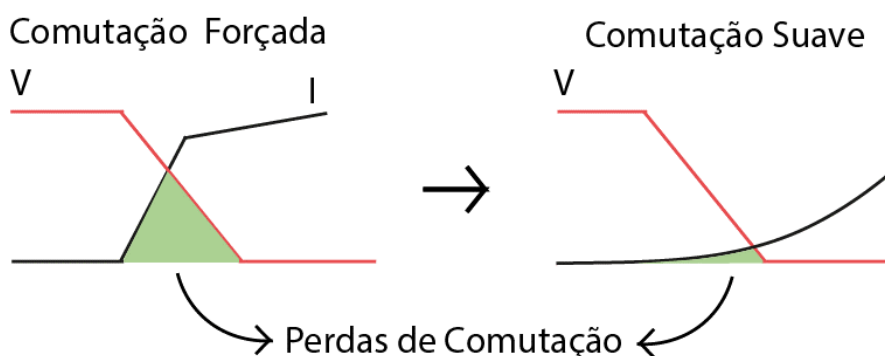
2.4.1 Análise das perdas nos conversores

O rendimento de um conversor é mensurado pela razão entre a potência entregue em sua saída e a potência necessária para o seu funcionamento (entrada). A maximização do rendimento de um conversor é um requisito típico de projeto, e, para isso, é necessário minimizar as perdas de potências inerentes aos componentes utilizados.

Entre os principais causadores de perdas nos conversores estáticos estão os componentes que operam como interruptores. As perdas em tais componentes são matematicamente descritas em duas parcelas, as perdas de condução e as perdas de comutação. As perdas de condução se referem a energia dissipada sobre os dispositivos quando ligados, sendo proporcionais à corrente que atravessa o dispositivo e à queda de tensão sobre este. Já as perdas de comutação se referem a potência perdida na entrada em condução ou no bloqueio dos semicondutores, devido aos tempos de comutação não nulos, dentre outros efeitos. A variação de tensão e corrente sobre os mesmos não ocorra imediatamente, existindo uma variação gradual destas variáveis o que ocasiona nas perdas de comutação (RASHID, 2014, p. 14-16).

No projeto dos conversores, aumentar a frequência de operação possibilita reduzir significativamente o tamanho dos elementos magnéticos e dos filtros (JANKOVSKIS; STEPINS; PIKULINS, 2010, p.116). No entanto, com o aumento da frequência, as perdas de comutação se tornam um parâmetro a ser analisado no projeto dos conversores. Quando não é aplicado nenhum mecanismo de controle da taxa de variação de tensão ou corrente sobre os semicondutores, é definido que o componente é operado em comutação forçada. Entretanto, quando as perdas de comutação se tornam um parâmetro crítico no projeto, é necessário o desenvolvimento de abordagens para redução na taxa de variação de tensão e corrente sobre os semicondutores, neste caso, é definido que o componente é operado em comutação suave. A Figura 6 ilustra a diferença entre as perdas de comutação forçada e suave (AZZOPARDI *et al.*, 2004, p. 231).

Figura 6 – Comparação entre comutação forçada e comutação suave



Fonte: Elaboração própria (2023).

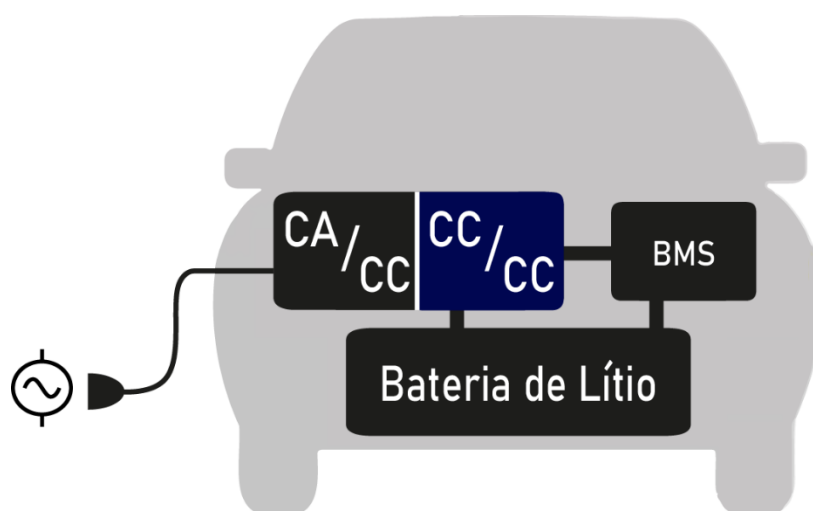
Para operação em comutação suave as duas principais técnicas são: comutação com tensão nula, conhecida como ZVS (*zero-voltage switching*), ou com corrente nula, denominada de ZCS (*zero-current switching*). Para esse controle da tensão ou corrente na comutação dos semicondutores existem diversas abordagens desenvolvidas. Uma das abordagens consiste na utilização de elementos ressonantes para criar atrasos de tensão ou de corrente, visando a comutação em ZVS ou ZCS (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001, p. 708).

No conversor projetado neste presente trabalho será utilizado desta abordagem com elementos ressonantes para operação dos semicondutores em comutação suave. Desta forma, é possível minimizar as perdas de comutação permitindo a elevação da eficiência do conversor.

2.5 Operação Geral de um OBC Unidirecional Duplo Estágio

A Figura 7 ilustra a estrutura geral de um carregador *on-board*, unidirecional de duplo estágio.

Figura 7 – Estrutura geral de um OBC



Fonte: Elaboração própria (2023).

Nessa configuração, o carregador está incorporado ao veículo e é alimentado pela rede elétrica. O carregador executa a retificação e o controle da tensão e corrente fornecidas à bateria, neste caso com dois estágios, para que a bateria por sua vez forneça a energia para o funcionamento adequado do veículo.

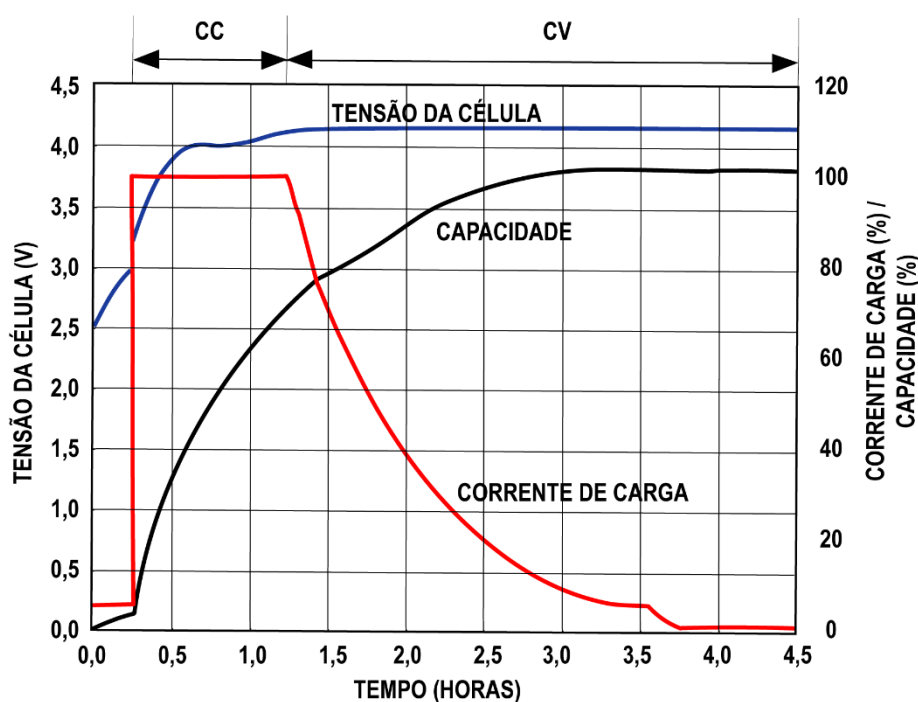
O BMS (*Battery management system*) desempenha um papel crucial, supervisionando o estado da bateria e mantendo uma comunicação constante com o carregador. Esse sistema é vital para assegurar tanto a qualidade quanto a vida útil prolongada da bateria.

2.5.1 Baterias de lítio

A classe das baterias de íon de lítio é a mais utilizada em carros elétricos, destacando-se por sua alta densidade de energia e longa vida útil. Devido à demanda por elevadas potências nos veículos elétricos, necessita-se utilizar um grande número de células de baterias, que são agrupadas em série e/ou paralelo (CHEN *et al.*, 2019, p. 4364).

No entanto, é necessário operar as baterias de lítio dentro de uma região de operação segura, a qual é delimitada por critérios de tensão, corrente e temperatura (CHEN *et al.*, 2019, p. 4364). Além disso, o processo de carga destas baterias possui tipicamente dois estágios principais, sendo o primeiro com corrente constante e o segundo com tensão constante, conforme pode ser visualizado na Figura 8.

Figura 8 – Perfil de carga típico de uma célula de lítio



Fonte: Adaptado de DENG (2014).

Inicialmente, a bateria é carregada com uma corrente constante, cujo valor depende da capacidade máxima da bateria e do carregador. Quando atinge o valor máximo de tensão, o carregador mantém essa tensão fixa, e a corrente diminui até um limiar inferior. Assim, o projeto do conversor aplicado a carregadores de baterias apresenta uma característica de carga não linear (I-V), representando um dos desafios ao lidar com conversores com tanque ressonante, devido à necessidade de operar com variação de frequência (JUNJUN DENG *et al.*, 2014, p. 1582).

Para garantir o controle adequado de tensão e corrente durante o processo de carga, é essencial que o conversor seja equipado com um sistema de controle capaz de implementar as equações de controle projetadas (KHALIGH; D'ANTONIO, 2019, p. 3311). Essas equações de controle requerem parâmetros específicos para

cada bateria, tais como limiares de tensão e corrente de operação, que são função do tipo de bateria e tipicamente fornecidos ao conversor a partir do BMS.

2.5.2 Sistema de gerenciamento de baterias (BMS)

O sistema de gerenciamento de baterias (BMS) desempenha um papel crucial no monitoramento e proteção do banco de baterias em carros elétricos. Coletando os dados de tensão, corrente e temperatura do banco de baterias, o BMS é capaz de estimar grandezas como o estado de carga e o estado de saúde do banco de baterias (LIU; PLACKE; CHAU, 2022, p. 4069-4070).

Uma das principais funções do BMS é a proteção do banco de baterias, agindo caso ocorram ultrapassagens dos limiares críticos para a saúde do sistema. Além disso, alguns BMSs permitem o balanceamento entre as células de lítio do banco de baterias, tentando manter as células com o mesmo potencial, o que permite a maximização da carga do banco de baterias (HABIB *et al*, 2023, p. 6).

Em resumo, o sistema de gerenciamento de baterias é responsável por garantir a eficiência e segurança operacional do banco de baterias. O BMS possui informações essenciais sobre o banco de baterias, as quais são transmitidas para o carregador, permitindo um controle adequado durante o processo de carregamento.

2.6 Considerações Finais do Capítulo

Neste capítulo foram apresentados os conceitos gerais do sistema de carga de veículos elétricos e parâmetros de classificação de carregadores presentes no mercado dos veículos elétricos. Por meio desses conceitos, define-se que o conversor CC-CC objeto do presente trabalho será destinado a um carregador *on-board*, duplo estágio, unidirecional, com potência máxima 6,6 kW, sendo classificado como nível/modo 2.

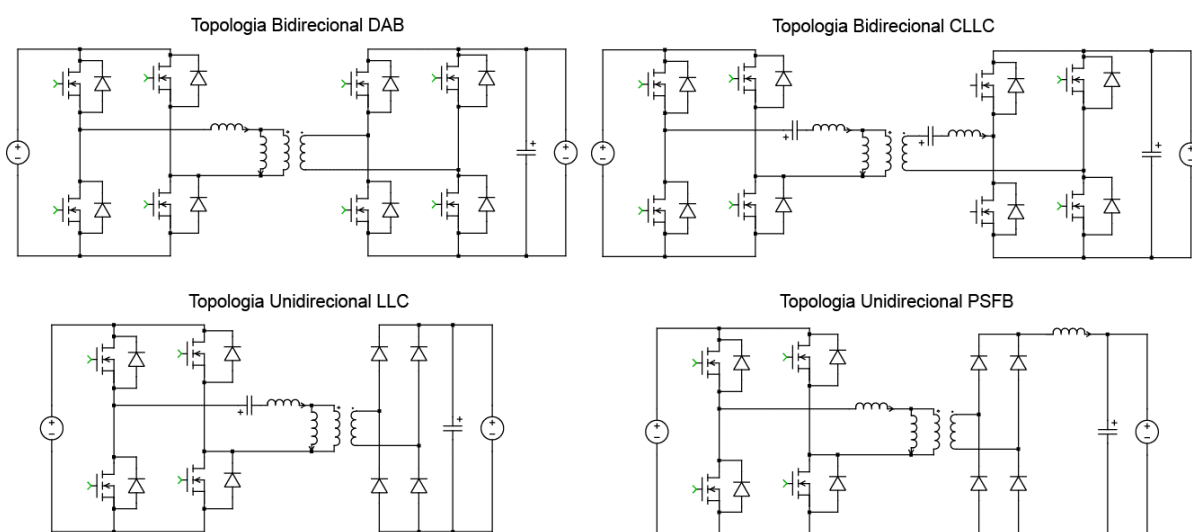
Dentro deste escopo e com base nos demais conceitos introduzidos nesta seção, será possível posteriormente apresentar a topologia do conversor CC-CC, analisá-la e, por fim, projetar os componentes necessários para o seu funcionamento.

3 ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC

Nos carregadores com dois estágios, o conversor CC-CC compõe o segundo estágio de processamento de energia. Neste estágio, uma tensão CC praticamente fixa, proveniente do primeiro estágio, é controlada para fornecer a tensão e a corrente necessárias à bateria de acordo com suas demandas de carga.

Existem diversas topologias de conversores CC-CC no contexto dos carregadores elétricos. Para os carregadores bidirecionais, as topologias *phase-shifted DAB* (*Dual Active Bridge*) e CLLC (*Capacitor-Inductor-Inductor-Capacitor*) são as mais comuns (YUAN *et al.*, 2021, p. 51509). Já para os carregadores unidirecionais as topologias PSFB (*Phase Shifted Full Bridge*) e LLC (*Inductor-Inductor-Capacitor*) são as mais utilizadas (SHEN *et al.*, 2018, p. 13490). Na Figura 9 são apresentadas todas essas topologias.

Figura 9 – Topologias de conversores CC-CC



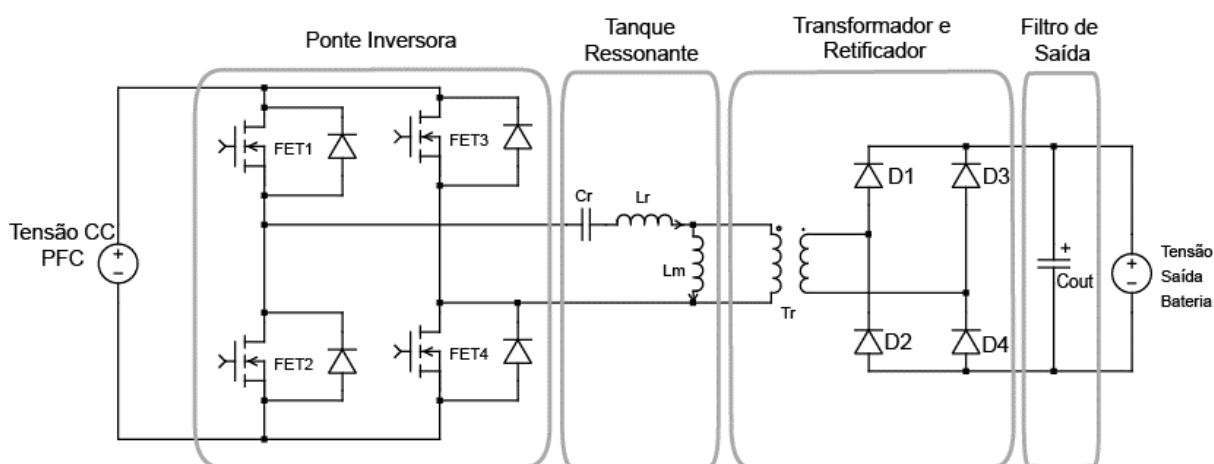
Fonte: Elaboração própria (2023).

No contexto dos carregadores unidirecionais, as topologias PSFB e LLC conseguem operar em elevadas potências, com alta eficiência e densidade energética. A topologia *Phase Shifted Full Bridge* enfrenta desafios para alcançar ZVS durante a comutação do MOSFET em cargas leves, o que pode resultar em perdas adicionais. Além disso, essa topologia requer um indutor no filtro de saída, o que não é necessário para a topologia LLC. Em contrapartida, a LLC demanda maior atenção durante o projeto, devido à sua frequência variável de operação e à necessidade de

um capacitor de filtro proporcionalmente maior em comparação com a topologia PSFB (CAMPANINI *et al.*, 2022, p. 1105-1106).

Neste projeto, a topologia escolhida para o conversor CC-CC é a com o tanque ressonante LLC, conforme pode ser visualizada na Figura 10 (DENG *et al.*, 2014, p. 1583). A explicação para o projeto de cada componente dessa topologia será detalhada posteriormente.

Figura 10 – Topologia conversor CC-CC escolhida



Fonte: Elaboração própria (2023).

De forma geral, a topologia pode ser visualizada em quatro estágios. O primeiro recebe uma tensão contínua, fornecida pelo PFC, que entra na ponte inversora, resultando em um sinal alternado quadrado, com a mesma amplitude da tensão CC do PFC e a mesma frequência de comutação dos MOSFETs. Esta tensão quadrada resultante é fornecida ao tanque ressonante, que por sua vez, é projetado para criar uma defasagem na corrente do MOSFET, de modo que esse opere em ZVS ao ligar (SHEN *et al.*, 2020). A tensão de saída do tanque ressonante também é alternada, alimentando o transformador, no qual realiza um ajuste na amplitude de tensão que é fornecida ao retificador. O retificador, por sua vez, transforma a tensão alternada em uma tensão com a parte negativa espelhada, passando por um filtro, resultando em uma tensão contínua de saída.

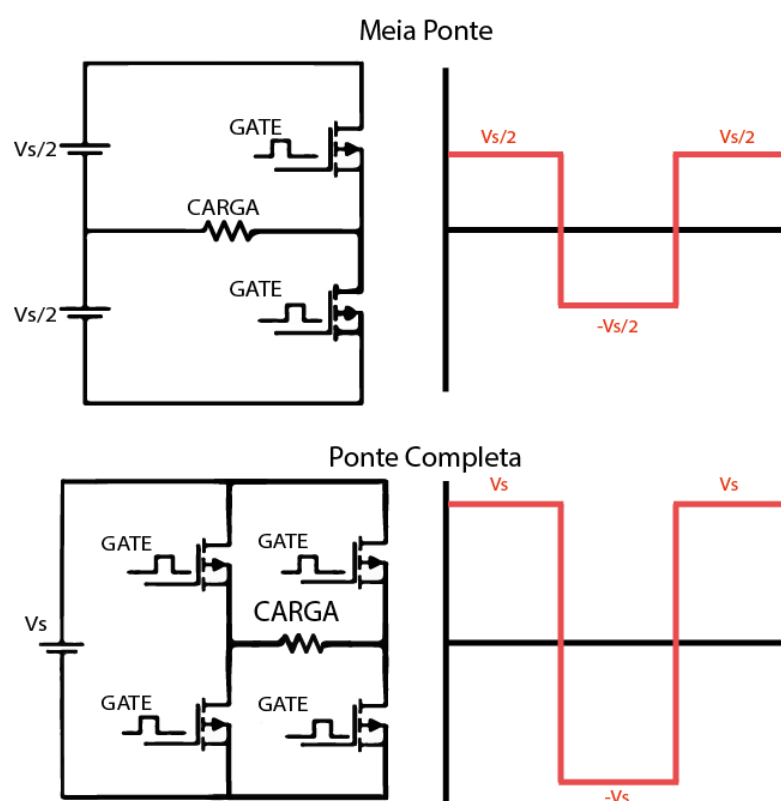
A tensão e corrente de saída são ajustadas pelo controle do chaveamento do inversor, com a razão cíclica (*duty cycle*) constante em 50% e o ajuste feito pela variação da frequência de chaveamento, sendo esse ajuste chamado de PFM (*pulse-frequency modulation*) (SRIVASTAVA; TOMAR; VERMA, 2020, p. 2).

3.1 Ponte Inversora

A ponte inversora recebe na entrada a tensão contínua do estágio PFC e a transforma em uma tensão alternada quadrada com razão cíclica fixa em meio ciclo. A frequência de comutação varia o ganho do conversor por meio da relação entre o ganho do tanque ressonante e o ganho do transformador, manipulando, assim, a tensão e corrente de saída.

O estágio inversor pode ser construído com uma ponte completa ou meia de ponte de transistores de potência, neste projeto utilizado o MOSFET. A ponte completa permite criar um sinal quadrado alternado com a tensão de pico máxima com mesmo valor de tensão de entrada. Já para a topologia de meia ponte, a tensão de pico máxima fica limitada a metade da tensão de entrada. Ambos os casos podem ser visualizados na Figura 11 (RASHID, 2014, p. 557).

Figura 11 – Ponte inversora meia ponte e ponte completa



Fonte: Elaboração própria (2023).

Com a potência elevada, torna-se necessário uma maior tensão na operação do inversor para permitir a circulação de menores correntes pelos

componentes (DENG *et al.*, 2014, p. 1582). Por essa razão a ponte completa foi escolhida.

A tensão de bloqueio máxima e corrente eficaz máxima de cada MOSFET são os parâmetros mais importantes para especificação deste componente e são calculados através das equações (1) e (2) (HUANG, 2010, p. 23-25).

$$V_{mosfet_max} = V_{in_max} \quad (1)$$

$$I_{mosfet_max} = \frac{\sqrt{2} * \sqrt{\frac{Po_max^2 * \pi^2}{8 * Vo_max^2 * n^2} + \frac{2 * Vo_max^2 * n^2}{Lm^2 * fs_min^2 * \pi^4}}}{2} \quad (2)$$

Onde:

V_{mosfet_max} = tensão máxima sobre o MOSFET (V)

V_{in_max} = tensão máxima de entrada do conversor (V)

I_{mosfet_max} = corrente eficaz máxima sobre o MOSFET (A)

Po_max = potência máxima de saída (W)

Vo_max = tensão máxima de saída (V)

n = relação de transformação do transformador

Lm = indutância magnetizante (H)

fs_min = frequência mínima de chaveamento do conversor (Hz)

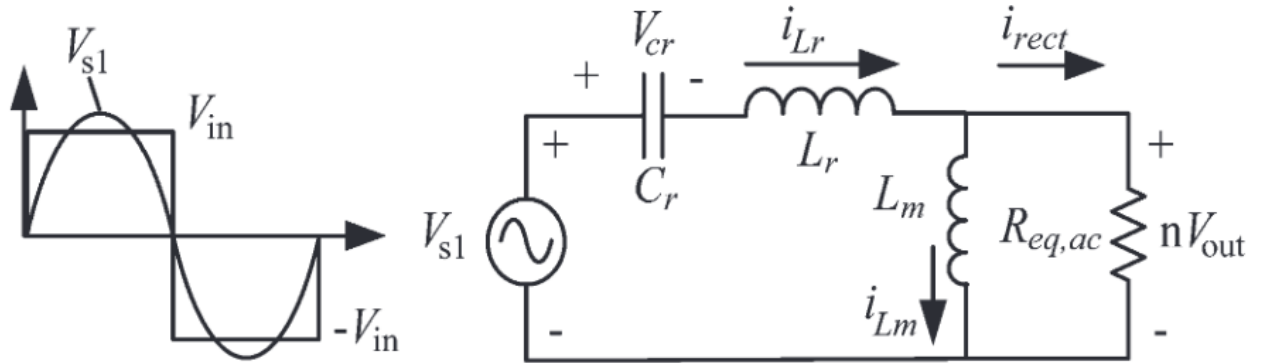
3.2 Tanque Ressonante

A função principal do tanque ressonante é criar a condição para que o MOSFET opere em ZVS. Além disso, o tanque ressonante tem o ganho de tensão variado pela frequência, o qual é utilizado para controlar a tensão de saída do conversor.

Na entrada do tanque ressonante há um sinal quadrado, gerado pela ponte inversora, que possui múltiplas frequências a partir da frequência fundamental. Para analisar a resposta do tanque ressonante será utilizado o método de FHA (*First*

Harmonic Approximation), o qual considera apenas a componente da frequência fundamental. Embora essa aproximação tenha suas limitações para a análise do tanque, ela consegue representá-lo bem dentro de uma faixa de frequência operacional (SHEN *et al.*, 2020, p. 183091). A Figura 12 ilustra o circuito equivalente do tanque ressonante.

Figura 12 – Circuito equivalente conversor ressonante LLC



Fonte: DENG (2014).

Para este circuito, é realizado o equacionamento com o objetivo de encontrar a equação do ganho de tensão do mesmo. Para isto, são definidos alguns parâmetros, conforme pode ser visualizado nas equações (3), (4), (5), (6), (7) e (8).

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

$$fr1 = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L_r * C_r}} \quad (4)$$

$$fn = \frac{fs}{fr1} \quad (5)$$

$$Zo = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (6)$$

$$Req_ac = \frac{8 * (n * Vo)^2}{\pi^2 * Po} \quad (7)$$

$$Q = \frac{Zo}{Req} \quad (8)$$

Onde:

l = razão de indutância

L_r = indutância série do tanque ressonante (H)

f_{r1} = frequência de ressonância (Hz)

C_r = capacitância série do tanque ressonante (F)

f_n = frequência normalizada

f_s = frequência de chaveamento do conversor (Hz)

Z_o = impedância característica (Ω)

R_{eq_ac} = resistência equivalente a carga e o estágio retificador (Ω)

P_o = potência de saída (W)

Q = fator de qualidade

Com base nestas normalizações, a equação do ganho de tensão do tanque ressonante pode ser visualizada na equação (9) (DENG *et al.*, 2014, p. 1583).

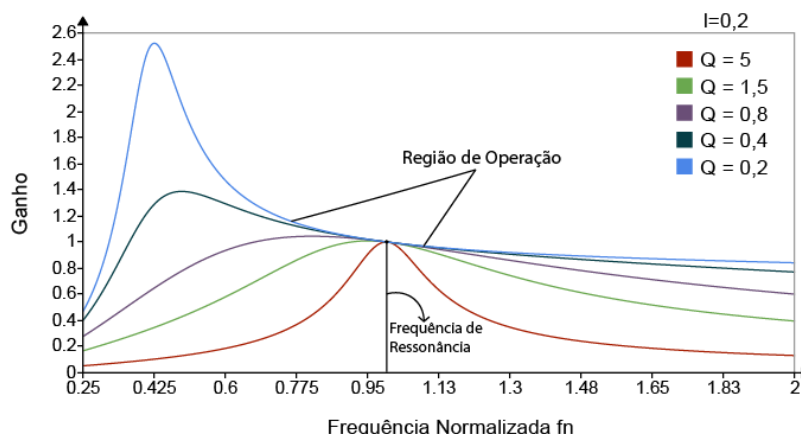
$$M = \frac{1}{\sqrt{(1 + l - \frac{l}{f_n^2})^2 + Q^2 * (f_n - \frac{1}{f_n})^2}} \quad (9)$$

Onde:

M = ganho de tensão do tanque ressonante

Fixando um valor arbitrário para a razão de indutância, é possível demonstrar a relação entre o ganho de tensão e a variação da carga, o que pode ser visualizado na Figura 13.

Figura 13 – Ganho de tensão em relação a carga LLC



Fonte: Elaboração própria (2023).

Conforme pode ser visualizado na Figura 13, o ganho de tensão do conversor LLC não é linear para nenhuma condição de carga. Além disso, o ganho é unitário na frequência de ressonância para qualquer condição de carga. Se a tensão de saída do conversor fosse constante, o tanque ressonante seria projetado para operar na região de ressonância. No entanto, devido à variação de tensão da bateria, que é dependente do estado de carga, é necessário projetar o tanque ressonante para operar em uma faixa de frequência que corresponda à variação na tensão de saída.

Na região de operação com frequência acima da ressonância, o conversor opera com ganho menor que um. Já na região de operação com frequência abaixo da ressonância, o conversor opera com ganho maior que um, sendo esta região mais eficiente para operação, uma vez que garante tanto ZVS para o MOSFET quanto ZCS para a ponte retificadora. No entanto, para operar abaixo da ressonância, deve-se ter atenção ao limite mínimo de frequência, no qual não é mais possível garantir ZVS para o MOSFET (ISRAR; SAMUEL, 2023, p. 2).

Deste modo, é necessário realizar o projeto para escolha dos valores dos elementos ressonantes que garantam uma faixa de ganho de tensão para o conversor, ao mesmo tempo que mantém a eficiência do mesmo. Neste sentido, o procedimento de cálculo proposto por Deng (2014), atende os requisitos deste projeto.

Neste procedimento, o tanque ressonante é projetado para operar em ressonância quando as tensões de entrada e saída são mínimas, ou seja, na condição com maior corrente de entrada e saída. Além disso, o procedimento também considera que o carregamento da bateria opere na maior parte do tempo no modo DCMB2

(*Discontinuous Conduction Mode Below Resonance 2*), no qual garante tanto ZVS para a ponte de MOSFET quanto ZCS para a ponte retificadora.

Como especificações necessárias para calcular os elementos do tanque ressonante têm-se:

- a) tensão mínima e máxima de entrada
- b) tensão mínima e máxima de saída
- c) potência máxima de saída
- d) frequência máxima do conversor
- e) frequência de ressonância

Agora que foram apresentadas as especificações necessárias para calcular os elementos do tanque ressonante, o próximo passo é detalhar o procedimento de cálculo proposto por Deng (2014), que pode ser visualizado a seguir:

1) Calcular a relação de transformação do transformador para que o conversor opere em ressonância para o ponto com as maiores correntes de entrada e saída, conforme a equação (10).

$$n = \frac{V_{in_min}}{V_{out_min}} \quad (10)$$

Onde:

n = relação de transformação do transformador

V_{in_min} = tensão mínima de entrada (V)

V_{out_min} = tensão mínima de saída (V)

2) Calcular o ganho mínimo de tensão para o tanque ressonante, conforme a equação (11).

$$M_{min} = \frac{n * V_{out_min}}{V_{in_max}} \quad (11)$$

Onde:

M_{min} = ganho mínimo de tensão

V_{out_min} = tensão mínima de saída (V)

V_{in_max} = tensão máxima de entrada (V)

3) Calcular a razão de indutância que garante o ganho mínimo de tensão com a maior frequência desejada para o conversor, conforme a equação (12).

$$l = \left(\frac{1}{M_{min}} - 1 \right) * \frac{8 * \left(\frac{f_{smax}}{fr1} \right)^2}{8 * \left(\frac{f_{smax}}{fr1} \right)^2 - \pi^2} \quad (12)$$

Onde:

f_{smax} = frequência máxima especificada para o conversor (Hz)

4) Calcular o ganho, impedância característica e a corrente de entrada e saída para o ponto mais crítico de se manter ZVS, conforme as equações (13), (14), (15) e (16).

$$M_{crit} = \sqrt{1 + \sqrt{\frac{l}{1+l}}} \quad (13)$$

$$Z_{o_max} = \frac{8}{\pi^2} * \frac{V_{in_min}^2}{P_{out_max}} * \left(\sqrt{l * (1+l)} + l \right) \quad (14)$$

$$I_{out_crit} = \frac{P_{out_max}}{M_{crit} * \frac{V_{in_min}}{n}} \quad (15)$$

$$I_{in_crit} = \frac{P_{out_max}}{n * V_{in_min}} \quad (16)$$

Onde:

M_{crit} = ganho crítico

Z_{o_max} = impedância característica máxima (Ω)

P_{out_max} = potência de saída máxima (W)

I_{out_crit} = corrente de saída crítica (A)

I_{in_crit} = corrente de entrada crítica (A)

5) Calcular a indutância magnetizante que garante operação no modo DCMB2 no ponto mais crítico de operação para se manter ZVS, conforme equação (17).

$$Lm = \frac{n^2}{fr1} * \frac{Mcrit * \frac{Vin_min}{n}}{4 * n * Iin_crit + ((\pi^2 * l * Mcrit - 4) * Iout_crit)} \quad (17)$$

6) Verificar se o valor de Lm cumpre às condições para manter ZVS na condição sem carga, por meio da inequação (18). Se a condição não for atendida, é necessário ajustar as especificações de entrada até alcançar as condições necessárias.

$$Lm < \frac{td}{8 * \pi * fr1 * Coss} * \sqrt{\left(1 + \frac{1}{l}\right) * Mmin^2 - \frac{1}{l * (1 + l)}} \quad (18)$$

Onde:

td = tempo morto do MOSFET (s)

$Coss$ = capacitância de junção do MOSFET (F)

7) Calcular a indutância e capacitância série, conforme as equações (19) e (20).

$$Lr = l * Lm \quad (19)$$

$$Cr = \frac{1}{Lr * (2 * \pi * fr1)^2} \quad (20)$$

8) Verificar se a impedância característica encontrada é menor do que a impedância característica máxima para o caso crítico, por meio da inequação (21). Se a condição não for atendida, é necessário ajustar as especificações de entrada até alcançar as condições necessárias.

$$Zo_max > \sqrt{\frac{Lr}{Cr}} \quad (21)$$

9) Por fim, calcular a frequência mínima do conversor resolvendo a equação (23), utilizando as grandezas calculadas por meio das equações (6), (7), (12) e (22).

$$Mmax = \frac{n * Vout_max}{Vin_min} \quad (22)$$

$$M_{max} = \frac{1}{\sqrt{(1 + l - \frac{l}{f_{s_min}^2})^2 + \left(\frac{Z_o}{Reqac}\right)^2 * (f_{s_min} - \frac{1}{f_{s_min}})^2}} \quad (23)$$

Após a especificação dos elementos ressonantes, é necessário calcular os parâmetros críticos de tensão e corrente máxima nesses elementos, por meio das equações (24), (25) e (26) (HUANG, 2010, p. 23-24).

$$I_{Lm_max} = \frac{2 * \sqrt{2} * V_{o_max} * n}{2 * \pi^2 * f_{s_min} * Lm} \quad (24)$$

$$I_{Lr_max} = \sqrt{\left(\frac{P_{o_max} * \pi}{2 * \sqrt{2} * V_{o_max} * n}\right)^2 + (I_{Lm_max})^2} \quad (25)$$

$$V_{Cr_max} = \sqrt{\left(\frac{V_{in_min}}{2}\right)^2 + \left(\frac{I_{Lr_max}}{2 * \pi * f_{s_min} * Cr}\right)^2} \quad (26)$$

Onde:

I_{Lm_max} = corrente eficaz máxima da indutância magnetizante (A)

I_{Lr_max} = corrente eficaz máxima da indutância série (A)

V_{Cr_max} = tensão eficaz máxima de capacitância série (V)

3.3 Transformador e Retificador

Na saída do tanque ressonante, encontra-se o estágio do transformador, que possui um ganho fixo definido pela equação (10). Esse ganho multiplicado pelo ganho do tanque ressonante resulta no ganho CC do conversor. Como visto anteriormente, a relação de transformação do transformador é um critério muito importante para o projeto do tanque ressonante, pois determina o ganho CC do conversor para frequência de ressonância, na qual o tanque ressonante terá ganho unitário. Além dessa função, o transformador garante o isolamento galvânico, critério crucial para a segurança do carregador (DESHMUKH (GORE) *et al.*, 2022, p. 1097). Para o transformador, a corrente máxima do primário e do secundário são os

parâmetros críticos de projeto, que podem ser calculados através das equações (27) e (28) (HUANG, 2010, p. 23-24).

$$I_{prim_max} = I_{Lr_max} \quad (27)$$

$$I_{sec_max} = \frac{\pi * P_{o_max}}{2 * \sqrt{2} * V_{o_min}} \quad (28)$$

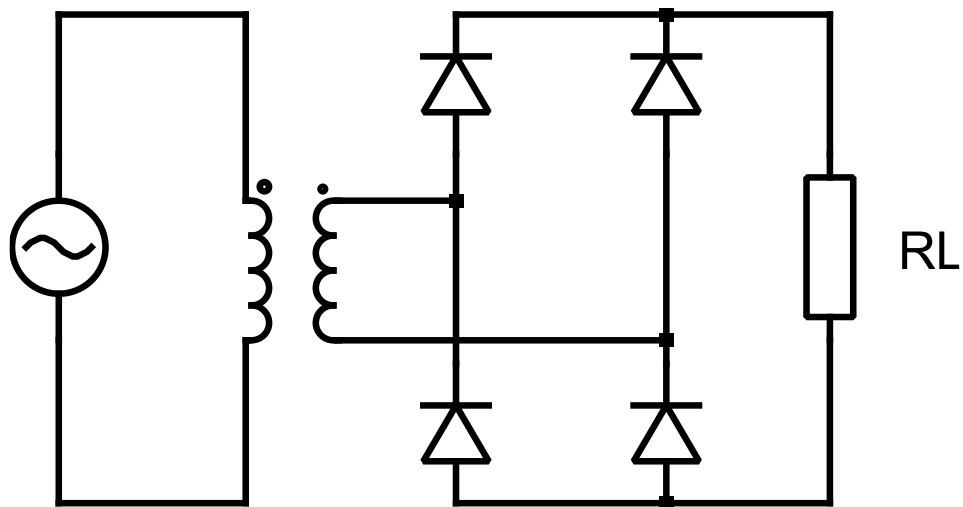
Onde:

I_{prim_max} = corrente eficaz máxima do primário (A)

I_{sec_max} = corrente eficaz máxima do secundário (A)

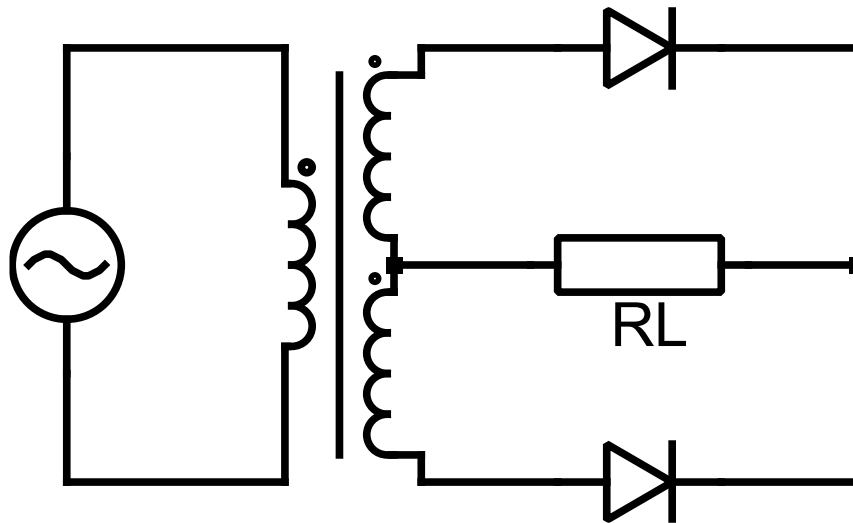
Após o transformador, há o estágio retificador. Este estágio converte o sinal alternado em contínuo. Para este projeto, foram analisadas duas topologias: a ponte completa e a com tap central, que podem ser visualizadas na Figura 14 e Figura 15.

Figura 14 – Retificador ponte completa



Fonte: Elaboração própria (2023).

Figura 15 – Retificador com tap central



Fonte: Elaboração própria (2023).

A topologia de ponte completa possui quatro diodos, enquanto a tap central produz a mesma função com dois diodos. Contudo, a topologia tap central possui o dobro tensão reversa máxima em relação a ponte completa (ABDEL-RAHMAN, 2012, p. 11). Para o nível de tensão operado no conversor CC-CC o requisito de tensão se torna mais relevante para essa escolha, sendo assim escolhido o retificador de ponte completa.

Para a ponte retificadora, a tensão e corrente máxima sobre cada diodo são os parâmetros críticos de projeto, que podem ser calculados através das equações (29) e (30) (MAURYA; SAHA, 2022, p. 5).

$$Vd_{max} = Vout_{max} \quad (29)$$

$$Id_{max} = \frac{\sqrt{2} * Isec_{max}}{\pi} \quad (30)$$

Onde:

Vd_{max} = tensão máxima de bloqueio sobre cada diodo (V)

Id_{max} = corrente média máxima sobre cada diodo (A)

3.4 Filtro de Saída

No último estágio, a tensão de saída pulsante do retificador precisar passar por um de filtro de saída. Este filtro tem a função de eliminar as componentes de frequência que estão combinadas com a componente CC, resultando em uma tensão contínua de saída.

A escolha deste filtro é baseada em dois critérios principais. O primeiro critério diz respeito à qualidade da filtragem, ou seja, sua capacidade de manter o ripple da tensão e corrente de saída suficientemente baixo. O segundo critério está relacionado à resposta do conversor ao controle de tensão e corrente em malha fechada. Para este projeto com um tanque ressonante LLC, um filtro capacitivo consegue cumprir a esses requisitos (WANG; DUSMEZ; KHALIGH, 2014).

É necessário especificar o capacitor adequado para o ripple desejado, isso pode ser realizado especificando os valores de RSE (Resistência Série Equivalente), tensão e corrente máxima sobre o capacitor, através das equações (31), (32) e (33) (MAURYA; SAHA, 2022, p. 5).

$$RSE_{max} = \frac{Vo_{ripple}}{\left(\frac{\pi}{2} * \frac{Po_{max}}{Vo_{min}}\right)} \quad (31)$$

$$Vc_{max} = Vo_{max} \quad (32)$$

$$Ic_{max} = \frac{Po_{max}}{Vo_{min}} * \sqrt{\left(\frac{\pi^2}{8} - 1\right)} \quad (33)$$

Onde:

RSE_{max} = resistência série equivalente máxima para o capacitor de filtro (Ω)

Vo_{ripple} = tensão de *ripple* máxima na saída (V)

Vc_{max} = tensão máxima no capacitor de filtro (V)

Ic_{max} = corrente eficaz máxima no capacitor de filtro (A)

3.5 Considerações Finais do Capítulo

Este capítulo apresentou o estudo geral da topologia escolhida para o conversor CC-CC deste trabalho. Para essa topologia, discutiu-se o princípio de funcionamento, bem como o equacionamento para o projeto de cada parte dessa topologia. Além disso, foram apresentados os cálculos dos parâmetros críticos de cada componente, com o objetivo de selecionar os componentes práticos deste projeto. A partir disso será possível projetar o conversor para os parâmetros de entrada e realizar a escolha dos componentes práticos que serão utilizados no conversor.

4 PROJETO DO CONVERSOR CC-CC

Com a análise e o equacionamento da topologia escolhida, o próximo passo é projetar o conversor CC-CC de acordo com as especificações do carregador desejado. As especificações deste projeto podem ser visualizadas na Tabela 1, tendo como base parâmetros típicos de operação de retificadores PFC monofásicos e da química da bateria escolhida.

Tabela 1 – Especificações do projeto

Tensão mínima de entrada (V)	Tensão máxima de entrada (V)	Tensão mínima de saída (V)	Tensão máxima de saída (V)	Potência máxima de saída (W)
340	420	260	450	6600

Fonte: Elaboração própria (2023).

Além destes parâmetros especificados, também é necessário considerar a frequência de operação. Entretanto, é importante ressaltar que a frequência de operação tem um impacto direto na eficiência do conversor, uma vez que é um parâmetro de entrada no projeto do tanque ressonante, como será detalhado posteriormente.

Deste modo, o projeto será iniciado pelos cálculos dos elementos ressonantes, onde será abordada a escolha da frequência de operação. Posteriormente, os parâmetros dos demais componentes do projeto serão calculados nas seções subsequentes.

4.1 Tanque Ressonante

Para projetar os elementos ressonantes do tanque ressonante, conforme apresentado no procedimento de cálculo na seção 3.2, é necessário levar em consideração as seguintes especificações:

- tensão mínima e máxima de entrada;
- tensão mínima e máxima de saída;
- potência máxima de saída;
- frequência máxima do conversor;
- frequência de ressonância.

Os três primeiros itens são apresentados na Tabela 1. No entanto, a frequência é uma variável que não possui uma especificação exata para este projeto, sendo sua escolha determinada conforme as necessidades do projeto. Além disso, como pode ser observado no equacionamento das correntes dos elementos ressonantes, principalmente devido à indutância magnetizante, a frequência representa um parâmetro de influência direta sobre os valores das correntes, e, conseqüentemente, influencia na eficiência do projeto.

Neste projeto, para determinar a frequência máxima e de ressonância, foram realizadas experimentações com diferentes combinações de frequência, analisando o comportamento da corrente magnetizante em relação a essas frequências, com o objetivo de minimizar o valor máximo da corrente magnetizante. Como resultado, foram obtidos os valores da frequência de máxima e de ressonância, que podem ser visualizados na Tabela 2.

Tabela 2 – Especificações das frequências do conversor

Frequência máxima (kHz)	Frequência de ressonância (kHz)
220	110

Fonte: Elaboração própria (2023).

Deste modo, com as especificações apresentadas na Tabela 1 e na Tabela 2, é possível calcular os parâmetros do procedimento de cálculo utilizando as equações de (10) até (23). Como resultado, foi determinada a relação de transformação do transformador, os valores dos elementos ressonantes e a frequência mínima de operação. Os resultados podem ser visualizados na Tabela 3.

Tabela 3 – Resultados procedimento de cálculo do tanque ressonante

Relação de transformação do transformador	Indutância magnetizante (μH)	Indutância série (μH)	Capacitância série (nF)	Frequência mínima (kHz)
1,308	61	20,754	100,868	69

Fonte: Elaboração própria (2023).

Com base nesses resultados, é possível calcular os parâmetros críticos de tensão e corrente para os elementos ressonantes, utilizando as equações (24), (25) e (26). Os resultados estão disponíveis na Tabela 4.

Tabela 4 – Parâmetros críticos elementos ressonantes

Corrente máx. Indutância magnetizante (A)	Corrente máx. Indutância série (A)	Tensão máx. Capacitância série (V)
20,033	23,591	565,614

Fonte: Elaboração própria (2023).

Para implementação do tanque ressonante será considerado a indutância série e a indutância magnetizante como parte do transformador, sendo esses componentes modelados na seção respectiva para o transformador. Sendo assim, para o tanque ressonante ser implementado deve ser escolhido o capacitor série.

Para os parâmetros especificados na Tabela 4 foi escolhido o capacitor TDK CGA6P1C0G3A103J250AC. Para atender os requisitos de tensão e corrente máxima, serão associadas 2 destes capacitores em série, e estes serão associados em 20 ramos paralelos, totalizando 40 capacitores. As principais informações sobre este capacitor estão apresentadas na Tabela 5 (TDK, 2022).

Tabela 5 – Parâmetros capacitor CGA6P1C0G3A103J250AC

Capacitância (nF)	Máxima tensão CC (V)	RSE máxima (mΩ)	Corrente eficaz máx. (A)
10	2000	4	2,13

Fonte: Elaboração própria (2023).

Este capacitor utilizado é do tipo MLCC (*Multilayer Ceramic Capacitors*), onde ele possui um pequeno tamanho e uma baixíssima RSE, além uma ótima estabilidade em relação a frequência. Deste modo, embora seja necessária uma quantidade razoavelmente grande de capacitores associados, o tamanho total do conjunto ainda é pequeno quando comparado aos capacitores de filme, por exemplo (TDK, 2023).

4.2 Ponte Inversora

A topologia de ponte completa foi escolhida para a ponte inversora. Essa topologia utiliza quatro MOSFETs, o que permite que a saída da ponte inversora gere uma tensão alternada quadrada com a mesma amplitude da tensão de entrada.

Para a seleção dos MOSFETs práticos, é fundamental calcular os parâmetros críticos relacionados a esse componente, utilizando as equações (1) e (2). Os resultados são apresentados na Tabela 6.

Tabela 6 – Parâmetros críticos MOSFETs

Tensão máx. de bloqueio do MOSFET (V)	Corrente RMS máx. MOSFET (A)
420	16,681

Fonte: Elaboração própria (2023).

Com base nessas especificações, o modelo de MOSFET escolhido para a ponte inversora foi o STMicroelectronics STWA30N65DM6AG, e as principais informações sobre este MOSFET estão apresentadas na Tabela 7 (STMICROELECTRONICS, 2021).

Tabela 7 – Parâmetros MOSFET STWA30N65DM6AG

Tensão máx. de bloqueio(V)	Corrente máx. (A)	Rds_on (mΩ)	Coss (pF)	Tensão direta diodo interno (V)
650	28	91	130	0,95

Fonte: Elaboração própria (2023).

4.3 Transformador e Retificador

O transformador tem sua relação de transformação especificada no projeto do tanque ressonante. Desta forma, os únicos parâmetros a serem calculados são a corrente máxima do primário e do secundário, através das equações (27) e (28). As especificações do transformador podem ser visualizadas na Tabela 8.

Tabela 8 – Especificações do transformador

Relação de transformação	Corrente máx. do primário (A)	Corrente máx. do secundário (A)
1,308	23,591	28,195

Fonte: Elaboração própria (2023).

Para modelagem do transformador, será considerado que o mesmo é projetado de modo que a indutância de dispersão e a indutância magnetizante tenham o mesmo valor projetado para as indutâncias do tanque ressonante. Em relação às perdas do transformador, será calculada uma resistência equivalente para as perdas totais do transformador, levando em consideração uma eficiência de projeto de 98% e arbitrando que 25% das perdas totais do projeto estão no transformador. Os resultados para os parâmetros do transformador são apresentados na Tabela 9.

Tabela 9 – Parâmetros do transformador

Resistência equivalente refletida no primário (mΩ)	Indutância magnetizante (μH)	Indutância de dispersão (μH)
60	61	20,754

Fonte: Elaboração própria (2023).

Na saída do transformador, encontra-se o estágio do retificador. Para este estágio, a topologia de ponte completa foi escolhida para o projeto, na qual é utilizado quatro diodos para realizar a retificação da forma de onda alternada fornecida pelo transformador.

Para a seleção dos diodos práticos, é necessário calcular os parâmetros críticos relacionados a esse componente, utilizando as equações (29) e (30). Os resultados podem ser visualizados na Tabela 10.

Tabela 10 – Parâmetros críticos dos diodos

Tensão máx. de bloqueio do diodo (V)	Corrente média máx. diodo (A)
450	12,692

Fonte: Elaboração própria (2023).

Com base nessas especificações, o modelo de diodo escolhido para a ponte retificadora foi o Infineon IDW30E65D1, e as principais informações sobre este diodo estão apresentadas na Tabela 11 (INFINEON, 2013).

Tabela 11 – Parâmetros do diodo IDW30E65D1

Tensão máx. reversa (V)	Corrente máx. direta (A)	Tensão direta máxima (V)
650	60	1,25

Fonte: Elaboração própria (2023).

4.4 Filtro de Saída

O filtro de saída é o último estágio do conversor projetado, neste estágio a tensão retificada é filtrada resultando em uma tensão constante de saída. Para este projeto um filtro capacitivo é suficiente para as necessidades especificadas.

Para a seleção do capacitor de saída prático, é necessário calcular os parâmetros críticos relacionados a esse componente, utilizando as equações (31), (32) e (33). Os resultados podem ser visualizados na Tabela 12.

Tabela 12 – Parâmetros críticos do capacitor de saída

RSE máxima (Ω)	Tensão máxima (V)	Corrente eficaz máx. (A)
0,977	450	12,272

Fonte: Elaboração própria (2023).

Com base nessas especificações, o modelo do capacitor de saída escolhido para o filtro de saída foi o Vishay MKP385e53363JPP4T0. Para atender os requisitos de corrente máxima, serão utilizados 2 capacitores deste modelo associados em paralelo. As principais informações sobre este capacitor estão apresentadas na Tabela 13 (VISHAY, 2023).

Tabela 13 – Parâmetros do capacitor MKP385e53363JPP4T0

Capacitância (μF)	Máxima tensão CC (V)	RSE máxima ($\text{m}\Omega$)	Corrente eficaz máx. (A)
3,3	630	7	12,1

Fonte: Elaboração própria (2023).

4.5 Considerações Finais do Capítulo

O conversor foi projetado com base nos parâmetros especificados para um carregador de baterias, utilizando os cálculos apresentados anteriormente. Além disso, com base nos valores críticos calculados, foram escolhidos os componentes práticos que podem ser utilizados para montar o conversor projetado. Ressalta-se que para a montagem deste projeto necessita-se ainda a especificação do transformador prático que possua a sua indutância magnetizante e a indutância de dispersão iguais as projetadas para o tanque ressonante. Além disso, é necessário também uma análise térmica para dimensionar os sistemas de dissipação do calor gerado pelos componentes práticos. No próximo capítulo será realizada a validação do projeto através da simulação do conversor.

5 VALIDAÇÃO TOPOLOGIA PROJETADA

O conversor CC-CC projetado no capítulo anterior será validado através de simulações numéricas utilizando o software PLECS da empresa Plexim. Para validação do projeto, serão utilizados dois circuitos para simulação. O primeiro circuito terá apenas os elementos idealizados do conversor, com o objetivo de validar os cálculos dos parâmetros críticos utilizados para a escolha dos componentes práticos do conversor. No segundo circuito, algumas não idealidades dos componentes práticos escolhidos serão adicionadas, e a partir disso, será validado o funcionamento do conversor em todos os pontos de operação. Nesta segunda simulação, também será realizada uma análise das perdas do conversor.

Na prática, na saída do carregador estará a bateria. Contudo, como mencionado anteriormente, a bateria possui um comportamento não linear, o que representa uma complicação para a simulação. Além disso, o objetivo desta simulação é verificar o funcionamento do projeto nos níveis de tensão e potência especificados, não sendo relevante analisar o comportamento não linear da bateria, desde que sejam simuladas todas as condições operativas de carregamento. Deste modo, a saída será simulada como uma carga resistiva, e os parâmetros de tensão e potência serão ajustados para verificar todas as condições operativas de carregamento.

Em ambas as simulações os valores dos elementos passivos serão mantidos. Estes, que foram calculados ao longo das seções anteriores, estão resumidamente apresentados na Tabela 14.

Tabela 14 – Valores dos elementos do projeto para simulação

Relação de transformação	Indutância magnetizante (μH)	Indutância série (μH)	Capacitância série (nF)	Capacitância filtro de saída (μF)
1,308	61	20,754	100,868	6,6

Fonte: Elaboração própria (2023).

Em relação a frequência de operação, na simulação foi realizado o ajuste manual da frequência controlando a tensão de saída dentro da potência especificada, uma vez que o controle em malha fechada foge ao escopo deste trabalho. Ressalta-se que existe uma pequena diferença entre a frequência máxima e mínima calculada e simulada, devido às simplificações da FHA no projeto. A Tabela 15 resume as

frequências operacionais calculadas, bem como o valor do tempo morto na comutação dos MOSFETs.

Tabela 15 – Parâmetros da comutação do conversor para simulação

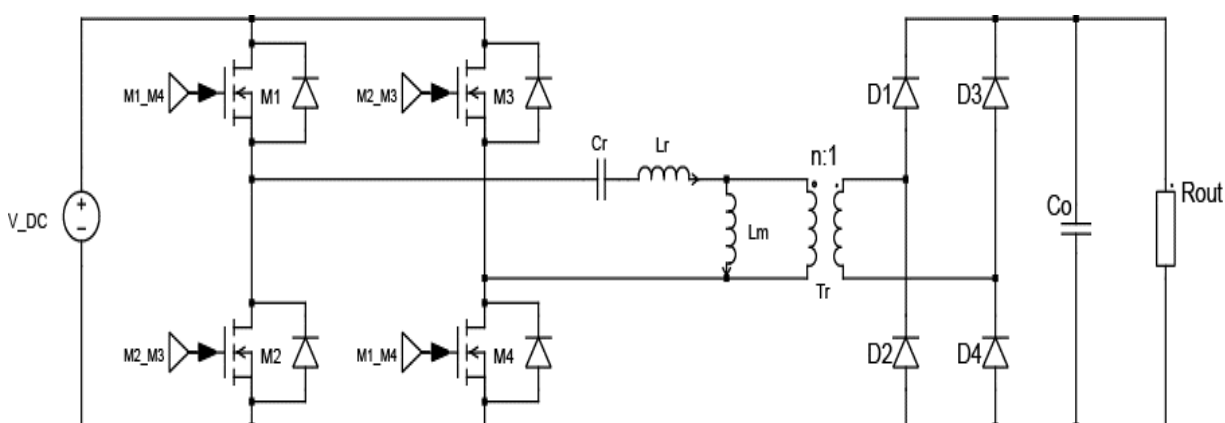
Frequência máxima (kHz)	Frequência de ressonância (kHz)	Frequência mínima (kHz)	Tempo morto Mosfet (ns)
220	110	69	200

Fonte: Elaboração própria (2023).

5.1 Simulação com Elementos Idealizados

A simulação com os elementos idealizados é apresentada no circuito da Figura 16.

Figura 16 – Circuito idealizado para simulação



Fonte: Elaboração própria (2023).

Como mencionado anteriormente, esta primeira simulação tem como objetivo validar os cálculos dos parâmetros críticos dos componentes práticos. Todos os valores críticos podem ser identificados em dois pontos de operação, que são:

- tensão mínima de entrada, tensão máxima de saída e potência máxima;
- tensão mínima de entrada, tensão mínima de saída e potência máxima;

O primeiro ponto de operação refere-se à frequência mínima de operação, que na simulação foi de 74 kHz. Nesse ponto, é possível verificar a tensão eficaz máxima sobre o capacitor do tanque ressonante, a corrente eficaz máxima sobre os MOSFETs e a corrente eficaz máxima sobre o capacitor do tanque ressonante, que também é a corrente máxima no primário do transformador. Os resultados da

comparação entre os valores calculados e simulados para este primeiro ponto operativo podem ser visualizados na Tabela 16.

Tabela 16 – Comparação entre cálculo e simulação do primeiro ponto operativo

Parâmetro	Calculado	Simulado	Diferença (%)
Tensão eficaz máxima sobre o capacitor tanque ressonante (V)	565,61	499,72	-13,19
Corrente eficaz máxima sobre os MOSFETs (A)	16,68	16,99	1,82
Corrente eficaz máxima sobre o capacitor do tanque ressonante e entrada primário do transformador (A)	23,59	24,03	1,83
Corrente eficaz máxima do secundário do transformador (A)	16,29	20,39	20,10
Corrente média máxima sobre os diodos retificadores (A)	7,33	7,34	0,10
Corrente eficaz máxima sobre o capacitor do filtro de saída (A)	7,09	14,14	49,87

Fonte: Elaboração própria (2023).

No segundo ponto operativo simulado, o conversor opera na frequência de ressonância do tanque ressonante. Neste ponto, a frequência projetada e simulada são a mesma, ou seja, o conversor opera em 110 kHz. Os parâmetros verificados neste ponto são a tensão máxima sobre os MOSFETs, a corrente eficaz máxima do secundário do transformador, a corrente média máxima sobre os diodos retificadores e a corrente eficaz máxima sobre o capacitor do filtro de saída. Os resultados desta comparação são apresentados na Tabela 17.

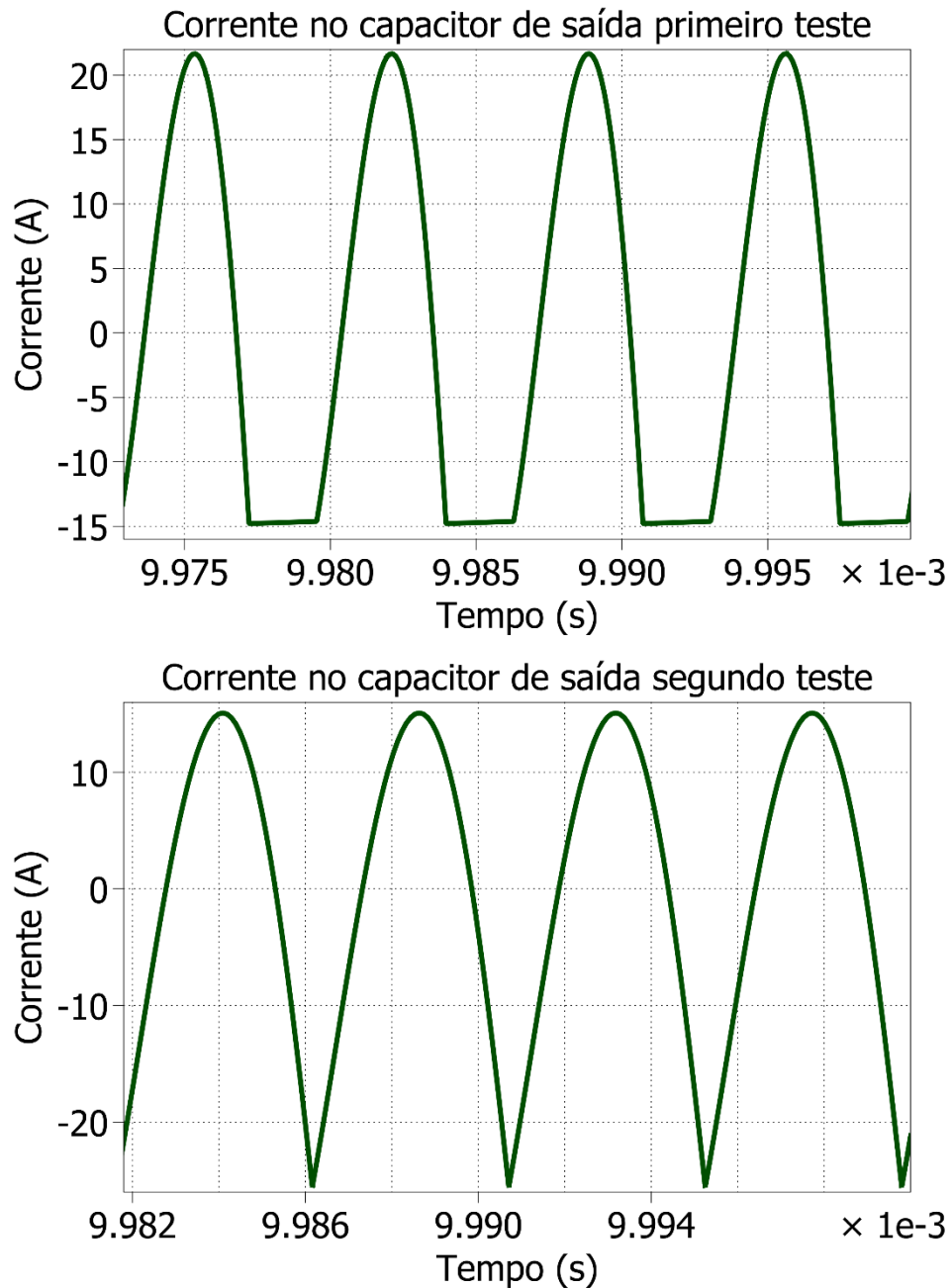
Tabela 17 – Comparação entre cálculo e simulação do segundo ponto operativo

Parâmetro	Calculado	Simulado	Diferença (%)
Tensão eficaz máxima sobre o capacitor tanque ressonante (V)	351,28	334,85	-4,91
Corrente eficaz máxima sobre os MOSFETs (A)	16,09	16,51	2,54
Corrente eficaz máxima sobre o capacitor do tanque ressonante e entrada primário do transformador (A)	22,75	23,34	2,54
Corrente eficaz máxima do secundário do transformador (A)	28,20	28,35	0,55
Corrente média máxima sobre os diodos retificadores (A)	12,69	12,68	-0,09
Corrente eficaz máxima sobre o capacitor do filtro de saída (A)	12,27	12,63	2,85

Fonte: Elaboração própria (2023).

No segundo teste realizado todos os parâmetros tiveram diferenças muito pequenas entre o resultado calculado e o simulado, demonstrando assertividade na modelagem dos componentes. Já no primeiro teste os parâmetros da corrente eficaz do secundário e a corrente eficaz do capacitor de saída tiveram diferenças consideráveis, indicando divergências na modelagem destes componentes. A justificativa para esta diferença pode ser visualizada na Figura 17.

Figura 17 – Corrente do capacitor de saída



Fonte: Elaboração própria (2023).

Conforme pode ser visualizado na figura, o segundo teste apresenta um sinal praticamente senoidal com a parte negativa espelhada, enquanto no primeiro teste isso não ocorre. Na modelagem para o cálculo da corrente eficaz na saída do transformador e da corrente eficaz sobre o capacitor do filtro de saída, o sinal é considerado como senoidal. Deste modo, isso justifica a diferença entre a simulação e o cálculo.

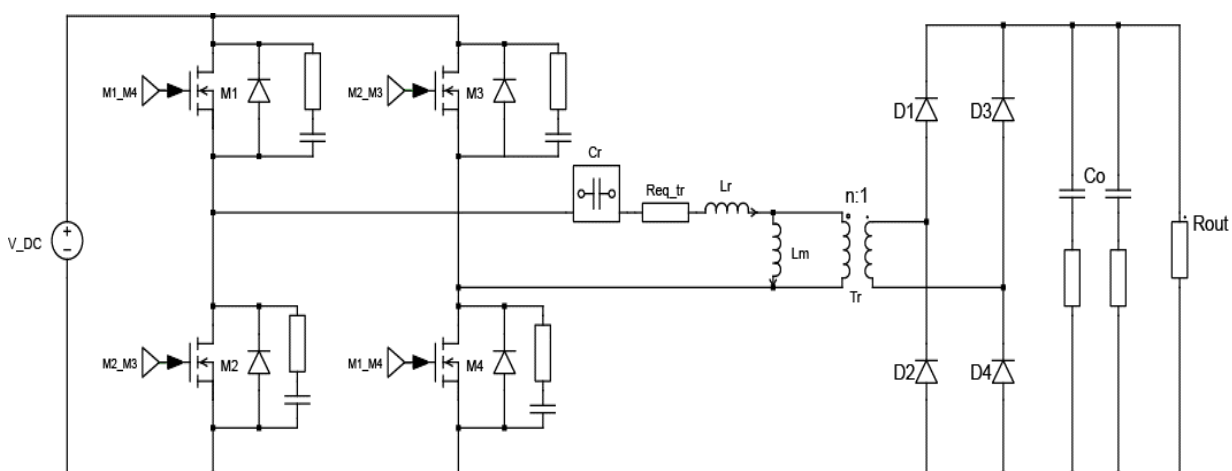
A modelagem adequada para cada caso operativo é de elevada complexidade, desta forma, o valor simulado será considerado como o valor crítico para os componentes. Entretanto, como o capacitor escolhido consegue suportar a corrente máxima apresentada na simulação, não será necessária a substituição deste componente. Além disso, sabe-se que na saída do conversor terá uma bateria, o que fará com que a corrente sobre o capacitor seja ainda menor, tendo em vista que foi modelado a saída do conversor como uma carga resistiva.

Além destes parâmetros apresentados, têm-se ainda o valor máximo da tensão reversa sobre o MOSFET, o valor máximo da tensão de bloqueio do diodo e o valor máximo da tensão sobre o capacitor de saída. Contudo, todos esses parâmetros possuem uma relação exata com a tensão de entrada ou saída, portanto, não há diferenças para serem comparadas. Dessa forma, os valores críticos para todos os componentes práticos podem ser considerados validados, permitindo a continuidade para as próximas simulações.

5.2 Simulação com Não Idealidades

Nesta seção, serão adicionadas as não idealidades nos componentes do projeto, utilizando os dados dos componentes práticos escolhidos anteriormente. O circuito com as não idealidades que será simulado pode ser visualizado na Figura 18.

Figura 18 – Circuito com as não idealidades para simulação



Fonte: Elaboração própria (2023).

Destaca-se neste circuito que algumas não idealidades foram adicionadas como parâmetros dos componentes no software. Por exemplo, foram consideradas a

resistência interna do MOSFET e as tensões diretas dos diodos, mesmo que não sejam visíveis na respectiva figura. Além disso, o capacitor série do tanque ressonante foi representado como um módulo para facilitar a visualização. Este módulo compreende internamente os 40 capacitores associados em série e paralelo, juntamente com suas resistências internas, interligando-se ao circuito do conversor por meio de dois terminais de saída, exatamente como um capacitor equivalente.

O objetivo desta simulação é verificar o funcionamento do conversor projetado em todas as condições operacionais do carregador. Para isso, devem ser analisados os pontos críticos de operação, que são:

- a) tensão mínima de entrada, tensão máxima de saída e potência máxima;
- b) tensão mínima de entrada, tensão mínima de saída e potência máxima;
- c) tensão máxima de entrada, tensão mínima de saída e sem carga.

O primeiro ponto operativo a ser simulado é o ponto mais crítico para obter ZVS. Nesse caso, o conversor opera com a mínima frequência de operação e com o maior ganho de tensão do tanque ressonante. O segundo caso é a operação em ressonância, onde o tanque ressonante opera com ganho unitário. No último ponto de operação a ser simulado, o conversor opera com a máxima frequência de operação e o menor ganho de tensão do tanque ressonante.

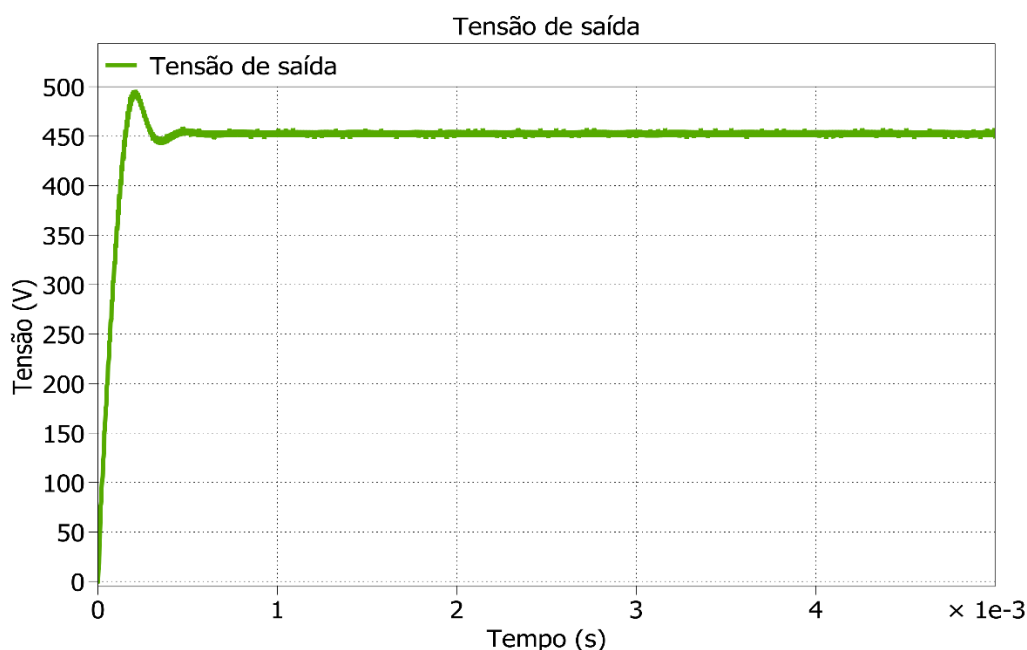
Para considerar o adequado funcionamento do conversor, será analisada a capacidade do mesmo em manter a tensão de saída correta e a comutação em ZVS para o MOSFET em todos os pontos de operação. A avaliação da tensão de saída adequada será feita ajustando a frequência para o valor desejado. A garantia da comutação em ZVS para o MOSFET durante a ativação será verificada por meio das formas de onda de comutação do MOSFET, considerando a tensão e corrente sobre o MOSFET, e a tensão de gate para analisar o momento da comutação.

Serão analisados a seguir os resultados para o primeiro ponto operativo, onde os parâmetros operativos são:

- a) tensão de entrada = 340 V;
- b) tensão de saída = 450 V;
- c) potência de saída = 6600 W;
- d) frequência de operação simulada = 73,3 kHz.

Para essa frequência de operação, o conversor consegue garantir a tensão de saída desejada após entrar em regime permanente, operando na tensão especificada de 450 V, conforme pode ser visualizado na Figura 19.

Figura 19 – Tensão de saída primeiro ponto operativo

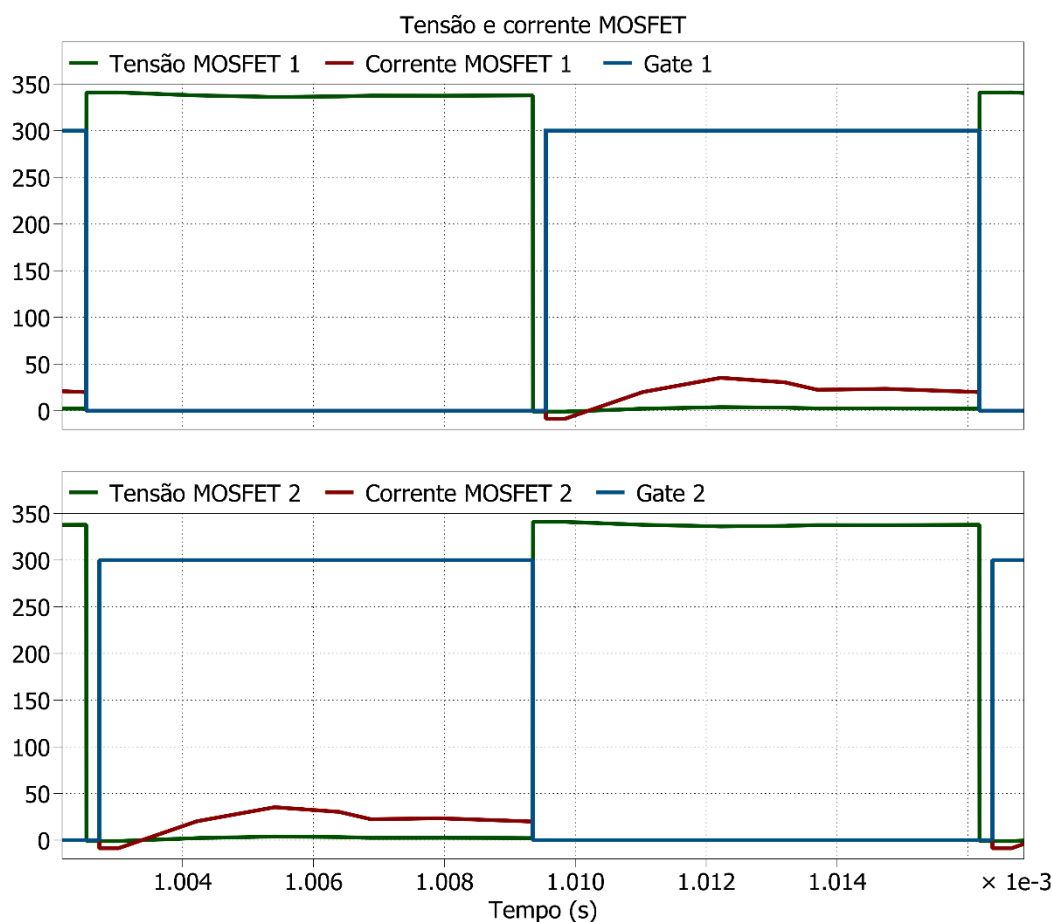


Fonte: Elaboração própria (2023).

Neste ponto operativo, a tensão de *ripple* na saída do conversor ficou em 1,65%. Como este é o caso de menor frequência, essa representa a maior tensão de *ripple* do conversor.

A próxima análise verificará se o conversor é capaz de garantir ZVS na comutação do MOSFET. Para isso, será examinada a comutação nos MOSFETs, observando a tensão, corrente e o pulso de gate do MOSFET, conforme mostrado na Figura 20. É importante ressaltar que o valor da tensão de Gate neste gráfico não é relevante para esta análise, pois foi ampliado para facilitar a visualização do momento em que o MOSFET é comutado.

Figura 20 – Demonstração ZVS MOSFET no primeiro ponto operativo



Fonte: Elaboração própria (2023).

Com base neste gráfico, é evidente que o MOSFET opera em ZVS ao ligar, pois a tensão sobre o MOSFET é levada praticamente a zero antes de receber a comutação do gate, independentemente do ramo analisado. Essa queda da tensão ocorre quando o MOSFET do outro ramo é desligado, durante o tempo morto. Nesse momento, todos os MOSFETs estão desligados, e a corrente, que está atrasada em relação a tensão, ainda é negativa. Dessa forma, ela circula pelo diodo interno do MOSFET que será ligado, de modo que quando este MOSFET é ligado, a tensão sobre ele seja a tensão direta do seu diodo interno.

A corrente do MOSFET ao ligar também é um indicativo que ele opera em ZVS, já que demonstra que a corrente está atrasada em relação a tensão do tanque ressonante. Vale ressaltar que, quando o MOSFET é ligado e até que a corrente atinja um valor positivo, a corrente se divide entre o MOSFET e o diodo interno do mesmo.

Os mesmos testes foram realizados para os demais pontos operativos, e todos apresentaram funcionamento adequado. Os parâmetros operativos atingidos podem ser visualizados na Tabela 18.

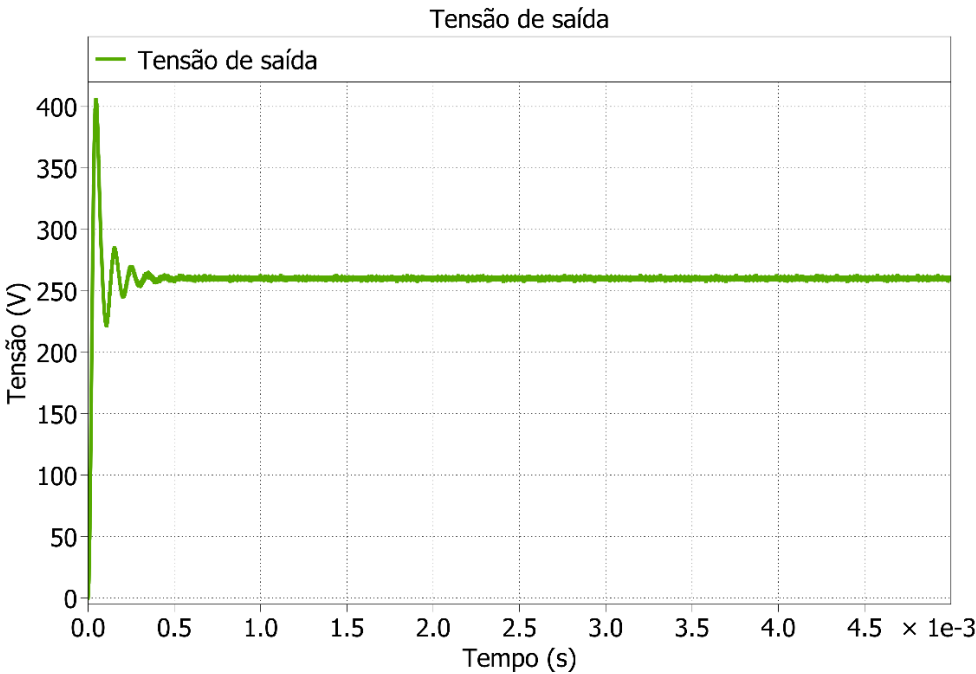
Tabela 18 – Parâmetros simulados no segundo e terceiro pontos operativos

Parâmetro	Segundo ponto operativo	Terceiro ponto operativo
Tensão de entrada (V)	340	420
Tensão de saída (V)	260	260
Potência de saída (W)	6600	0
Frequência de operação simulada (kHz)	107	205
Tensão de <i>ripple</i> (%)	0,89	0,01

Fonte: Elaboração própria (2023).

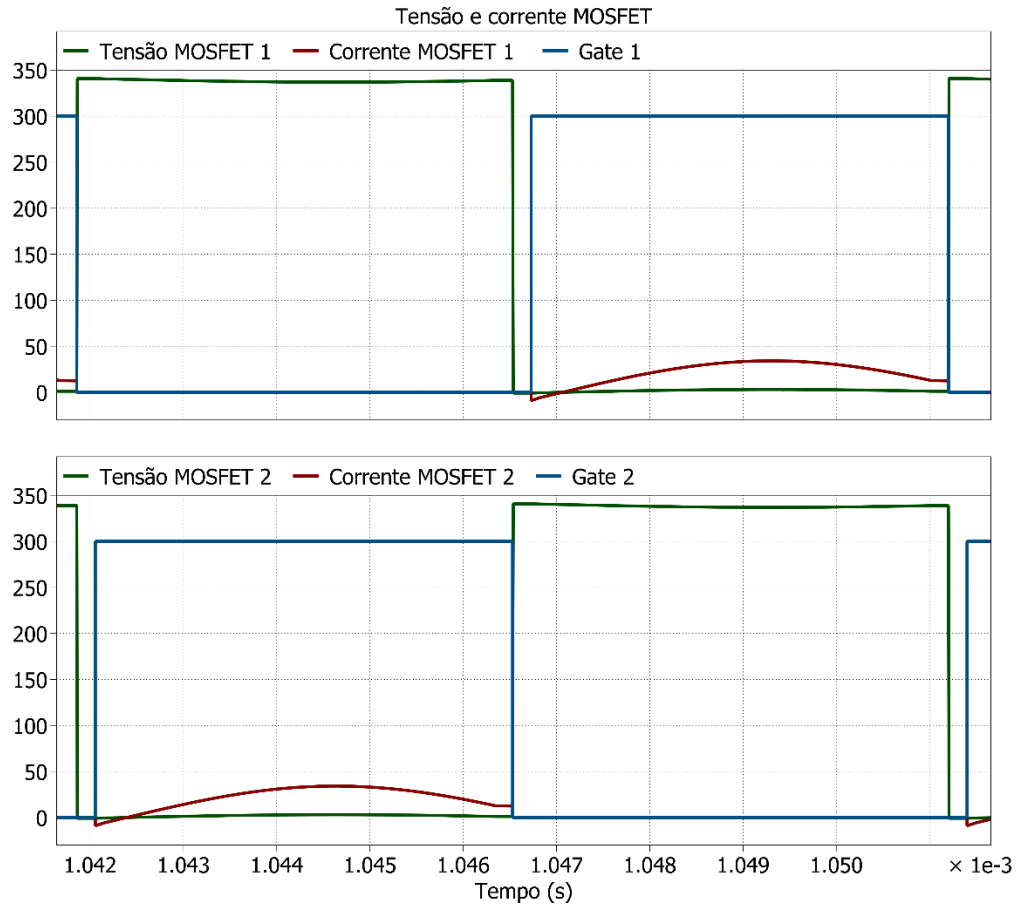
Os gráficos das tensões de saída e da comutação dos MOSFETs para esses pontos operativos, confirmando o adequado funcionamento do conversor podem ser visualizados na Figura 21, Figura 22, Figura 23 e Figura 24.

Figura 21 – Tensão de saída segundo ponto operativo



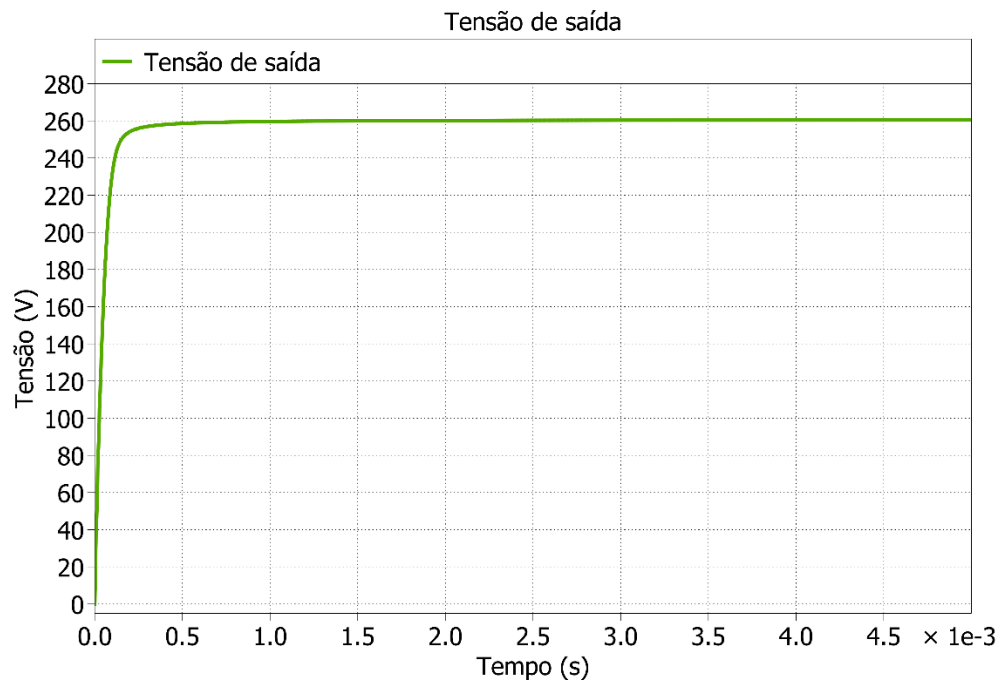
Fonte: Elaboração própria (2023).

Figura 22 – Demonstração ZVS MOSFET no segundo ponto operativo



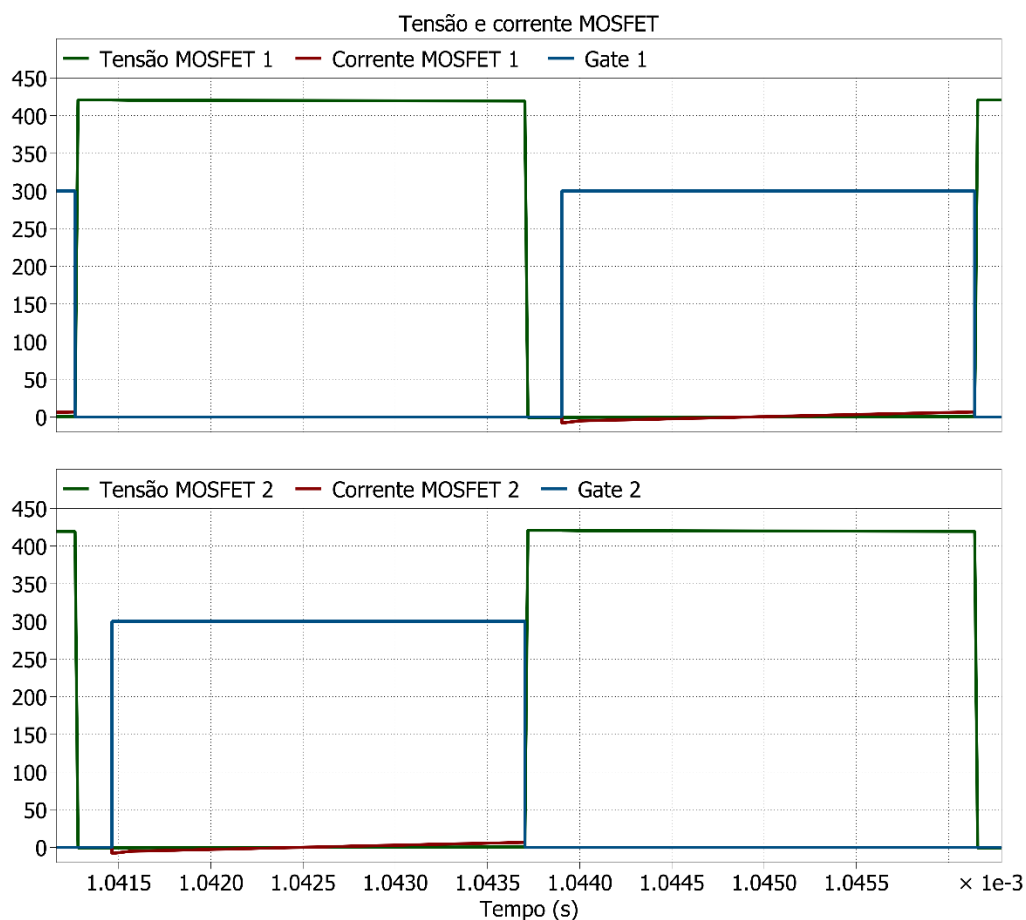
Fonte: Elaboração própria (2023).

Figura 23 – Tensão de saída terceiro ponto operativo



Fonte: Elaboração própria (2023).

Figura 24 – Demonstração ZVS MOSFET no terceiro ponto operativo



Fonte: Elaboração própria (2023).

Dessa forma, todos os pontos operativos foram analisados e considera-se validado o funcionamento nas regiões críticas de operação do conversor. Na próxima subseção, será apresentada uma análise das perdas simuladas do conversor.

5.2.1 Análise de perdas do conversor

A eficiência de um conversor é um dos parâmetros mais importante em seu projeto, sendo vital analisá-lo durante o desenvolvimento. Para isso, serão utilizadas simulações com as não idealidades adicionadas para determinar a curva de eficiência do conversor em várias condições operacionais.

É importante ressaltar que a simulação não reproduz exatamente os parâmetros reais do conversor. Portanto, os resultados proporcionam apenas uma estimativa da eficiência. Para um resultado mais preciso pode ser melhorado a

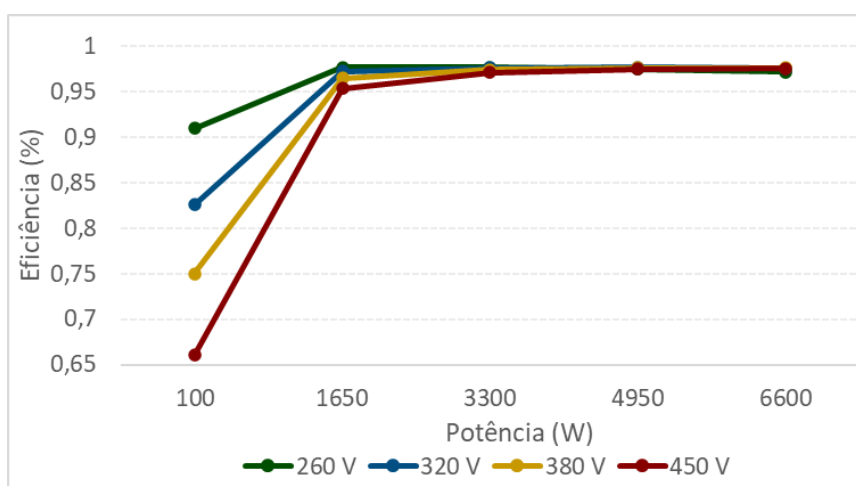
modelagem dos componentes práticos escolhidos, ou no melhor dos casos, a medição prática do conversor montado.

A curva de eficiência do conversor será apresentada para as seguintes condições operativas:

- a) tensão de entrada nominal de 380 V para todos os casos;
- b) tensão de saída: 260, 320, 380 e 450 V;
- c) potência de saída: 0, 1650, 3300, 4950, 6600 W.

As curvas eficiência plotadas podem ser visualizadas na Figura 25.

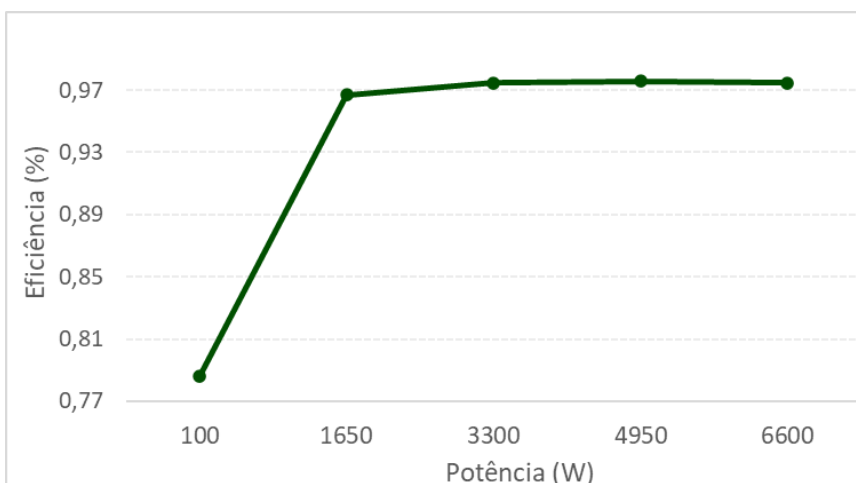
Figura 25 – Curvas de eficiência conversor



Fonte: Elaboração própria (2023).

Na Figura 26 pode ser visualizado uma curva média de todos os casos operativos.

Figura 26 – Curva de eficiência média do conversor

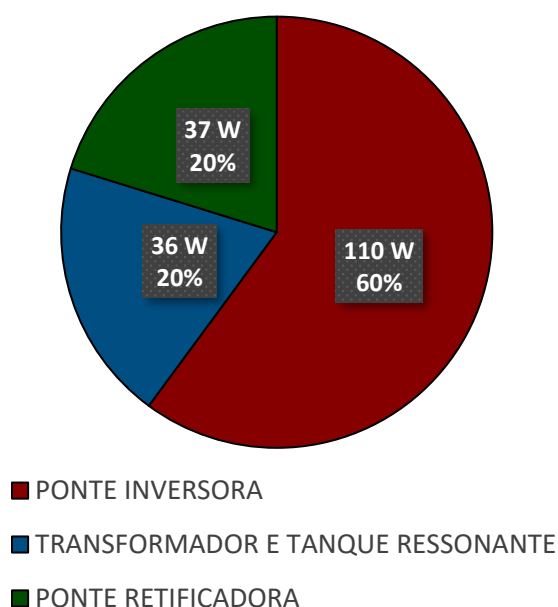


Fonte: Elaboração própria (2023).

Como resultado, o conversor apresentou uma eficiência média de 97,30% para operações acima de 1650 W da potência máxima. Destaca-se também que a eficiência tem pouca variação em todos os casos operacionais acima dessa faixa de potência. É importante ressaltar que, na condição de baixa carga, a eficiência apresenta um valor significativamente menor, o que é comum em projetos com eletrônica de potência.

É relevante analisar a distribuição das perdas no conversor. Para isso, as perdas foram divididas em três partes: perdas na ponte inversora (MOSFETs), perdas no transformador e no tanque ressonante e as perdas na ponte retificadora. Os resultados estão apresentados na Figura 27.

Figura 27 – Distribuição das perdas no conversor



Fonte: Elaboração própria (2023).

Os resultados demonstram que, dentre os componentes selecionados, os MOSFETs foram a principal fonte de perdas. Portanto, uma possível melhoria para este projeto seria a escolha de um MOSFET com menores perdas ou mesmo o paralelismo. É válido ressaltar que as perdas no transformador não foram modeladas, tendo em vista que o mesmo não foi projetado, assim os resultados para este elemento podem variar conforme o transformador projetado.

5.3 Considerações Finais do Capítulo

Nesta seção, foram simulados todos os casos operativos críticos para o conversor. Foi analisado o seu comportamento ideal para validação dos resultados dos parâmetros críticos utilizados na escolha dos componentes, e também simulado o funcionamento do conversor adicionando as não idealidades dos componentes práticos escolhidos. Todos os resultados estiveram em conformidade com as expectativas do projeto, sendo considerado o conversor como validado.

Além disso, foram realizadas as simulações das perdas no conversor, onde chegou-se em uma eficiência média de 97,3 %. Ao analisar a distribuição das perdas no conversor, concluiu-se que o MOSFET foi o componente responsável pelas maiores perdas.

6 CONCLUSÃO

Considerando a evolução contínua na área de veículos elétricos e a crescente necessidade por equipamentos de carregamento eficientes, este estudo concentrou-se no desenvolvimento de um conversor CC-CC com tanque ressonante LLC para aplicação em carregadores de baterias de íon-lítio voltados a veículos elétricos. Foram inicialmente revisadas diferentes arquiteturas de carregadores e topologias de conversores CC-CC. Em seguida, a operação geral e as diversas partes da topologia escolhida foram estudadas e equacionadas, permitindo a análise de esforços e especificação de seus componentes.

Ao fim, o conversor projetado foi validado por meio de simulações em toda faixa de operação de carregamento, inicialmente com dispositivos ideais e após com a inclusão das não idealidades dos dispositivos escolhidos. Os resultados de simulação indicaram concordância com os valores calculados, apresentando baixos erros na maioria dos casos. Com a inclusão das não idealidades dos dispositivos escolhidos, observou-se um desempenho adequado em todas as condições de operação, com uma eficiência média de 97,3%, conforme demonstrado pela análise da curva de eficiência.

A partir dos resultados obtidos, uma possibilidade de continuação futura seria a implementação física do projeto. Para isso, seria necessário ainda a seleção de um transformador com características específicas alinhadas ao tanque ressonante, além de uma análise térmica detalhada para dimensionamento dos dissipadores de calor. Além disso, o projeto do sistema de controle do conversor também se faz necessário, onde deve-se elaborar o equacionamento das malhas de controle em malha fechada do conversor. Vale ressaltar que, para o projeto de controle, a carga não pode ser tratada como uma carga resistiva, como simulado neste trabalho, sendo necessário modelar o comportamento estático e dinâmico da bateria.

Portanto, o presente trabalho apresentou como resultado um conversor CC-CC projetado e validado para aplicação em carregadores de veículos elétricos, bem como os pontos pertinentes a serem analisados para sua implementação prática.

REFERÊNCIAS

ABDEL-RAHMAN, Sam. **Resonant LLC Converter: Operation and Design**. Application Note de Infineon Technologies North America, 2012.

ANFAVEA (ASSOCIAÇÃO NACIONAL DOS FABRICANTES DE VEÍCULOS AUTOMOTORES). **O caminho da descarbonização do setor automotivo no Brasil**. São Paulo - SP, 2021. Disponível em: https://anfavea.com.br/docs/APRESENTA%C3%87%C3%83O_ANFAVEA_E_BCG.pdf. Acesso em: 20 out. 2022.

BLAABJERG, Frede *et al.* Reliability of Power Electronic Systems for EV/HEV Applications. **Proceedings of the IEEE**, v. 109, n. 6, p. 1060–1076, 2021.

CHEN, Weidong *et al.* A Review of Lithium-Ion Battery for Electric Vehicle Applications and Beyond. **Energy Procedia**, v. 158, p. 4363–4368, 2019.

DESHMUKH (GORE), Sheetal *et al.* Review on classification of resonant converters for electric vehicle application. **Energy Reports**, v. 8, p. 1091–1113, 2022.

DENG, Junjun *et al.* Design Methodology of LLC Resonant Converters for Electric Vehicle Battery Chargers. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 63, n. 4, p. 1581–1592, 2014.

ELECTRONICS REFERENCE. Disponível em: https://electronicsreference.com/analog/bridge_rectifier/. Acesso em: 7 set. 2023.

ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIC, Dragan. **Fundamentals of Power Electronics**. 2ª edição. Norwell, Mass: Springer, 2001.

FANG, Zhijian *et al.* Optimal Design Methodology for LLC Resonant Converter in Battery Charging Applications Based on Time-Weighted Average Efficiency. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 10, p. 5469–5483, 2015.

HABIB, A. K. M. Ahasan *et al.* Lithium-Ion Battery Management System for Electric Vehicles: Constraints, Challenges, and Recommendations. **Batteries**, v. 9, n. 3, p. 152, 2023.

HUANG, Hong. Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter. **TEXAS INSTRUMENTS POWER SUPPLY DESIGN SEMINAR**, 2010. Literature Number: SLUP263. Texas Instruments.

IEA. **Electrical Vehicles Outlook 2020**. New York, EUA, 2020. Disponível em: https://iea.blob.core.windows.net/assets/af46e012-18c2-44d6-becd-bad21fa844fd/Global_EV_Outlook_2020.pdf. Acesso em: 20 out. 2022.

INFINEON. **IDW30E65D1**. 2013. Disponível em: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IDW30E65D1-DS-v02_02-en.pdf?fileId=db3a30433d68e984013d6929d1da01cc. Acesso em: 11 nov. 2023.

ISRAR, Majhrul; SAMUEL, Paulson. Study and Design of DC-DC LLC Full Bridge Converter for Electric Vehicle Charging Application. *In: 2023 5th International Conference on Power, Control & Embedded Systems (ICPCES)*. 2023, p. 1–6.

JANKOVSKIS, Janis; STEPINS, Deniss; PIKULINS, Dmitrijs. Effects of increasing switching frequency in frequency modulated power converters. *In: 2010 9th International Symposium on Electronics and Telecommunications*. 2010, p. 115–118.

KARTHIKEYAN, A. K.. **Full wave rectifier - Center tapped** – English Wikibooks. 2007. Disponível em: <https://commons.wikimedia.org/wiki/File:SE_Full_wave_rectifier_-_Center_tapped.svg>. Acesso em: 07 set. 2023.

KHALIGH, Alireza; D'ANTONIO, Michael. Global Trends in High-Power On-Board Chargers for Electric Vehicles. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 68, n. 4, p. 3306–3324, 2019.

LIU, Wei; PLACKE, Tobias; CHAU, K. T. Overview of batteries and battery management for electric vehicles. **Energy Reports**, v. 8, p. 4058–4084, 2022.

MAURYA, Rahul; SAHA, Radheshyam. Design and Simulation of an Half-Bridge LLC Resonant Converter for Battery Charger in EV. *In: 2022 IEEE Delhi Section Conference (DELCON)*. 2022, p. 1–9.

PLECS | Plexim. Disponível em: <<https://www.plexim.com/products/plecs>>. Acesso em: 16 nov. 2023.

RASHID, Muhammad H. **Eletrônica de Potência: Dispositivos, Circuitos e Aplicações**. 4ª edição. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2014.

RATA, Mihai *et al.* The Electrical Vehicle Simulator for Charging Station in Mode 3 of IEC 61851-1 Standard. **Energies**, v. 13, p. 176, 2019.

SHAPIRO, Seth. **Bridge Rectifier** – Electronics Reference. Disponível em: <https://electronicsreference.com/analog/bridge_rectifier/>. Acesso em: 07 set. 2023.

SHEN, Chaochao *et al.* Design Method of 6-Element Boundary Gain for LLC Resonant Converter of Electric Vehicle. **IEEE Access**, v. 8, p. 183090–183100, 2020.

SHEN, Yanxia *et al.* Full-Bridge LLC Resonant Converter With Series-Parallel Connected Transformers for Electric Vehicle On-Board Charger. **IEEE Access**, v. 6, p. 13490–13500, 2018.

SRIVASTAVA, Manaswi; TOMAR, Pavan Singh; VERMA, Arun Kumar. Implementation and Design Steps for Resonant DC-DC Converter in Vehicular Applications. *In: 2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid and Renewable Energy (PESGRE2020)*. 2020, p. 1–5.

STMICROELECTRONICS. **STWA30N65DM6AG**. 2021. Disponível em: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stwa30n65dm6ag.pdf>. Acesso em: 11 nov. 2023.

SUMIT. **What's the Difference Between AC/DC Charging for Electric Cars?** STechGuide. Disponível em: <<https://www.stechguide.com/whats-the-difference-between-ac-dc-charging-for-electric-cars/>>. Acesso em: 27 jul. 2023.

TDK. **CGA6P1C0G3A103J250AC**. 2022. Disponível em: https://product.tdk.com/system/files/dam/doc/product/capacitor/ceramic/mlcc/catalog/mlcc_automotive_highvoltage_en.pdf. Acesso em: 17 nov. 2023.

TDK. **Application to EV Wireless Power Transfer Systems**. Disponível em: <<https://product.tdk.com/en/techlibrary/solutionguide/mlcc06.html>>. Acesso em: 17 nov. 2023.

VISHAY. **MKP385e**. 2023. Disponível em: <https://www.vishay.com/docs/28255/mkp385e.pdf>. Acesso em: 15 nov. 2023.

WANG, Haoyu; DUSMEZ, Serkan; KHALIGH, Alireza. Maximum Efficiency Point Tracking Technique for LLC-Based PEV Chargers Through Variable DC Link Control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 11, p. 6041–6049, 2014.
YILMAZ, Murat; KREIN, Philip T. Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 5, p. 2151–2169, 2013.

YILDIRAN, Nezihe. Design Methodology and Implementation of Half-Bridge LLC Resonant Converter. *In*: **2020 International Conference on Electrical, Communication, and Computer Engineering (ICECCE)**. 2020, p. 1–6.

YUAN, Jiaqi *et al.* A Review of Bidirectional On-Board Chargers for Electric Vehicles. **IEEE Access**, v. 9, p. 51501–51518, 2021.