



**FUNDAÇÃO
UNIVERSIDADE
FEDERAL DE
MATO GROSSO DO SUL**

**FACULDADE DE ENGENHARIAS,
ARQUITETURA E URBANISMO E GEOGRAFIA**

ENGENHARIA ELÉTRICA – BACHARELADO

**ANÁLISE DE CARREGADOR BIDIRECIONAL MONOFÁSICO PARA VEÍCULOS
ELÉTRICOS COM CARREGAMENTO NÍVEL 2**

MATHEUS JOSÉ DE SOUSA COURA

CAMPO GRANDE, MS

2024



FUNDAÇÃO
UNIVERSIDADE
FEDERAL DE
MATO GROSSO DO SUL

FACULDADE DE ENGENHARIAS,
ARQUITETURA E URBANISMO E GEOGRAFIA

ENGENHARIA ELÉTRICA – BACHARELADO

ANÁLISE DE CARREGADOR BIDIRECIONAL MONOFÁSICO PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS COM CARREGAMENTO NÍVEL 2

MATHEUS JOSÉ DE SOUSA COURA

Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) apresentado como exigência parcial para obtenção do diploma do Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul.

Orientador: Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito

CAMPO GRANDE, MS
2024

ANÁLISE DE CARREGADOR BIDIRECIONAL MONOFÁSICO PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS COM CARREGAMENTO NÍVEL 2

Monografia apresentada à Universidade Federal de Mato Grosso do Sul na Faculdade de Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia, para obtenção da Graduação em Engenharia Elétrica.

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito(Orientador)
Universidade Federal de Mato Grosso do Sul (UFMS)

Prof. Dr. Raymundo Cordero Garcia
Universidade Federal de Mato Grosso do Sul (UFMS)

Me. Guilherme Mendonça dos Santos Martines
Universidade Federal de Mato Grosso do Sul (UFMS)

CAMPO GRANDE, MS
2024

DECLARAÇÃO DE AUTORIA E RESPONSABILIDADE

Matheus José de Sousa Coura, residente e domiciliado na cidade de Campo Grande, Estado do Mato Grosso do Sul, portador do RG 1994286 e CPF nº 028.688.051-24, declaro que o "Trabalho de Conclusão de Curso" apresentado, com o título "ANÁLISE DE CARREGADOR BIDIRECIONAL MONOFÁSICO PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS COM CARREGAMENTO NÍVEL 2" é de minha autoria e assumo a total responsabilidade pelo seu conteúdo e pela originalidade do texto. Declaro que identifiquei e referenciei todas as fontes e informações gerais que foram utilizadas para construção do presente texto. Declaro também que este artigo não foi publicado, em parte, na íntegra ou conteúdo similar em outros meios de comunicação, tendo sido enviado com exclusividade para a Universidade Federal de Mato Grosso do Sul (UFMS).

Campo Grande, 08 de novembro de 2024.

Assinatura

Matheus José de Sousa Coura

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao corpo docente do curso de Engenharia Elétrica, em especial a todos os professores dos institutos e faculdades que ministraram as disciplinas da grade curricular. Sua dedicação e o conhecimento compartilhado em cada aula foram fundamentais para meu aprendizado e crescimento contínuos, enriquecendo meu desenvolvimento acadêmico e pessoal.

Manifesto, em especial, minha sincera gratidão ao meu orientador, Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito, cujo apoio e orientação durante este último ano de graduação foram essenciais para a realização deste trabalho. Sou profundamente grata pelas sugestões sobre o tema, pelo suporte, pela paciência e pelo acompanhamento em todas as etapas do processo de construção e validação dos objetivos desta monografia.

Agradeço também aos Prof. Dr. Raymundo Cordero García e Me. Guilherme Mendonça dos Santos Martines por gentilmente integrarem a banca de avaliação deste trabalho, contribuindo com suas perspectivas e conhecimentos valiosos.

Gostaria de expressar a minha gratidão a todos os colegas dos cursos de graduação e pós-graduação que compartilharam os seus conhecimentos e experiências ao longo do curso. O trabalho conjunto nos permitiu enriquecer habilidades e explorar as atividades que nos foram propostas. Assim, registro meu profundo agradecimento a todos os que tive a oportunidade de conhecer e conviver entre 2020 e 2024.

RESUMO

A crescente busca por sistemas de tração mais eficientes e sustentáveis tem impulsionado a eletrificação da frota automotiva global. Diversos países estabeleceram metas ambiciosas de curto e médio prazos para substituir veículos a combustão interna por modelos híbridos ou totalmente elétricos. Este movimento é impulsionado tanto pela necessidade de reduzir as emissões de gases de efeito estufa quanto pela escassez de combustíveis fósseis. Além de beneficiar o meio ambiente, a eletrificação oferece inúmeras oportunidades de pesquisa e desenvolvimento para a indústria e a academia, com o foco na melhoria da eficiência energética e na redução de custos. Com este contexto em mente, o presente projeto tem como objetivo geral desenvolver um modelo de simulação computacional para o estudo de sistemas conversores dedicados ao carregamento de baterias veiculares, em específico o carregador bidirecional *on-board* de nível 2 de $7,5kW$. O modelo do carregador escolhido é composto por duas etapas ligadas entre si por um barramento CC, com a primeira composta por um conversor em topologia *Full-Bridge* totalmente controlado, responsável pela interface com a rede do carregador, permitindo fluxo bidirecional de potência entre a rede e o barramento CC. Já o *Dual Active Bridge* foi selecionado para compor a segunda etapa do sistema, com a função de gerenciar o fluxo de potência da bateria, controlando o processo de carga e descarga. Como resultados, o modelo apresentou baixa distorção harmônica e fator de potência unitário. Ainda, atingiu os objetivos de operação eficiente para a bateria do veículo elétrico.

Palavras-chave: Conversores bidirecionais; Modelos de simulação; Veículos elétricos.

ABSTRACT

The growing pursuit of more efficient and sustainable traction systems has driven the electrification of the global automotive fleet. Several countries have set ambitious short- and medium-term targets to replace internal combustion vehicles with hybrid or fully electric models. This movement is driven both by the need to reduce greenhouse gas emissions and the scarcity of fossil fuels. In addition to benefiting the environment, electrification offers numerous research and development opportunities for industry and academia, focusing on improving energy efficiency and reducing costs. With this context in mind, the present project aims to develop a computational simulation model for the study of converter systems dedicated to vehicle battery charging, specifically the 7.5 kW Level 2 bidirectional on-board charger. The chosen charger model consists of two stages connected by a DC bus, with the first stage comprising a fully controlled Full-Bridge converter responsible for interfacing with the charger's grid, allowing bidirectional power flow between the grid and the DC bus. The Dual Active Bridge was selected to compose the second stage of the system, with the function of managing the power flow of the battery, controlling the charging and discharging process. As a result, the model showed low harmonic distortion and a unity power factor. Additionally, it achieved the goals of efficient operation for the electric vehicle battery.

Keywords: Bidirectional converters; Simulation models; Electric vehicles.

LISTA DE FIGURAS

1	Topologia de carregador em dois estágios	15
2	Conversor CA-CC em topologia Full-Bridge	16
3	Modulação SPWM unipolar	17
4	Topologia Conversor DAB	18
5	Produção dos sinais de comando do conversor DAB	19
6	Sinais de acionamento para as chaves do conversor DAB	20
7	Sinais de modulação para as chaves do conversor DAB	21
8	Modelos de veículos elétricos	22
9	Modelo no SIMULINK do conversor em topologia Full-Bridge	26
10	Modelo no SIMULINK da malha de controle do primeiro estágio	27
11	Modelo no SIMULINK da modulação SPWM unipolar	28
12	Formas de onda para modelagem do conversor DAB	29
13	Capacidade de potência do conversor DAB	31
14	Topologia base do conversor DAB simulada	34
15	Modulação PWM para o conversor DAB	34
16	Detalhe <i>Subsystem1</i>	35
17	Detalhe <i>Subsystem2</i>	35
18	Parâmetros de simulação da bateria	36
19	Curva característica da bateria	36
20	Modelagem do conversor DAB	38
21	Resposta da função de transferência em malha aberta	40
22	Resposta da função de transferência em malha fechada	41
23	Resposta em frequência para o conversor DAB	41
24	Resposta em malha fechada com o compensador projetado	43
25	Resposta em frequência para o conversor DAB em malha fechada e compensada	43
26	Circuito de controle da simulação	44
27	Padrão usado para cálculo inicial da corrente de referência	44
28	Interior do bloco de simulação <i>Subsystem3</i>	45
29	Circuito para chaveamento do conversor DAB	46
30	Interior do bloco <i>Subsystem2</i>	47
31	Corrente absorvida pelo conversor	48
32	Tensão no barramento CC	49
33	Corrente retificada pelo conversor CA-CC	49
34	Erro no controle da corrente	50
35	Comparação de sinais para modulação SPWM unipolar	50

36	Pulso gerados pela modulação SPWM unipolar	51
37	Corrente de carga para a bateria	51
38	Tensão de carga para a bateria	52
39	Tensão do trafo e corrente em L_2	53
40	Corrente drenada do barramento CC	53
41	Erro do controle de Corrente	54
42	Teste de estabilidade do controle de corrente	54
43	Defasamento angular aplicado à onda portadora	55
44	Carregamento da bateria	55

LISTA DE TABELAS

1	Especificações dos componentes e parâmetros do conversor VSC .	28
2	Parâmetros de funcionamento do conversor DAB	33

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	11
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO DO TRABALHO	12
1.2	OBJETIVOS	13
1.2.1	<i>Objetivo geral</i>	13
1.2.2	<i>Objetivos Específicos</i>	13
1.3	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	13
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	15
2.1	CONVERSOR <i>FULL-BRIDGE</i> BIDIRECIONAL	15
2.2	CONVERSOR DUAL ACTIVE BRIDGE	18
2.3	VEÍCULOS ELÉTRICOS	21
2.4	NÍVEIS DE CARREGAMENTO	22
2.5	ESTRATÉGIAS DE CARREGAMENTO	23
3	PROJETO E SIMULAÇÃO DO CARREGADOR BIDIRECIONAL	26
3.1	PRIMEIRO ESTÁGIO: CONVERSOR CA-CC	26
3.1.1	<i>Controle do conversor Full-Bridge</i>	27
3.2	SEGUNDO ESTÁGIO: CONVERSOR CC-CC	29
3.2.1	<i>Defasamento Angular</i>	29
3.2.2	<i>Chaveamento em Tensão Zero</i>	32
3.2.3	<i>Filtro da Bateria</i>	32
3.2.4	<i>Simulação do Conversor DAB</i>	33
3.2.5	<i>Modelagem do Conversor DAB</i>	37
3.2.6	<i>Controle do Conversor DAB</i>	40
4	RESULTADOS	48
4.1	OPERAÇÃO SIMULADA DO CONVERSOR CA-CC	48
4.2	OPERAÇÃO SIMULADA DO CONVERSOR CC-CC	51
5	CONCLUSÃO E CONSIDERAÇÕES FINAIS	56
	REFERÊNCIAS	58

1 INTRODUÇÃO

Em 2015, durante a reunião anual da Organização das Nações Unidas (ONU) sobre as mudanças climáticas, foi ratificado o Acordo de Paris, como o novo regime jurídico internacional para a coordenação da resposta da comunidade internacional ao aquecimento global e as mudanças climáticas. Construído como um sucessor do Protocolo de Quioto, adotado em 1997, que aplicava demandas obrigatórias aos países desenvolvidos e como consequência, os principais emissores como Estados Unidos e Rússia não participaram. Adotando a política de demandas autoimpostas através das contribuições determinadas nacionalmente (NDCs), devido à flexibilidade da nova proposta e a percepção popular do assunto, houve sucesso em incluir os principais emissores nesse novo acordo climático (Horowitz, 2016).

O Acordo de Paris resultou no compromisso da comunidade internacional de limitar o aumento da temperatura média no planeta em 2 °C em comparação ao nível de temperatura pré-industrial com o objetivo futuro da redução para 1,5 °C. Embora as NDCs estabelecidas não sejam o suficiente para alcançar as metas, o acordo é considerado um avanço nas tratativas sobre o clima. Para atingir as NDCs, os países precisam reduzir as emissões de carbono desenvolvendo novas políticas nas diversas áreas econômicas, com o setor de transportes como responsável por aproximadamente um quarto das emissões globais de CO_2 , ficando atrás apenas do setor de energia, assim, este setor se apresenta como um potencial alvo de novas políticas para descarbonização (Milanez *et al.*, 2017).

Como resultado da preocupação com as mudanças climáticas e o custo reduzido de manutenção, chegando à metade do custo de um veículo convencional, os veículos elétricos (EV) ganham força no mercado. 50% dos entrevistados da pesquisa realizada pelo Mobility Consumer Index em 2022, revelaram planos para compra de VEs, enquanto as vendas em 2019 atingiram crescimento de 70% em relação ao ano de 2018. A expectativa é de que a parcela de mercado ocupada pelos EVs siga aumentando. Em 2021, com 8,6% das vendas e em 2025, com previsão de 15%. As tendências de mercado preveem a superação das vendas de veículos a combustão em 2030, e fazem com que as principais companhias da indústria automotiva construam planos de migração para o mercado dos EVs. A fabricante alemã Audi, planeja produzir apenas EVs na maioria dos mercados em que está estabelecida até 2033, enquanto a empresa sueca Volvo, estabeleceu como meta para 2025 uma produção completa de VEs, sendo metade completamente eletrificada (UNEP, 2024).

Os carregadores de bateria são parte fundamental da infraestrutura necessária para o bom funcionamento dos EVs e estão diretamente relacionados com o tempo de recarga e a vida útil da bateria. Esses dispositivos buscam eficiência e confiabilidade para entregar alta densidade de potência ao menor custo, garantindo alto fator de

potência e distorção harmônica nos padrões normatizados pela IEEE1547, em 5%. Esses dispositivos podem ser do tipo on-board, sendo embarcados nos EVs, ou como estações de recarga, inseridas em eletropostos e priorizando a recarga rápida. Além disso, são divididos em três níveis de potência. Com mais potência, é possível ter um menor tempo de carga da bateria, ao passo que requer uma estrutura mais complexa. Os carregadores de nível 1 e 2 podem ser usados em sistemas embarcados, enquanto os de nível 3 são exclusivos para estações de recarga (Ali *et al.*, 2024).

Ainda, esses carregadores podem apresentar topologias unidirecionais e bidirecionais, o que possibilita operar no modo rede para veículo (G2V), onde o veículo absorve potência da rede elétrica e da forma veículo para rede (V2G), com o veículo injetando potência no sistema elétrico, dependendo da construção do carregador. A grande vantagem do V2G é a possibilidade de integrar os EVs como parte da estratégia de controle do sistema elétrico, podendo ser usados em momentos de excedente de produção ou consumo, funcionando como um imenso banco de baterias que armazena energia e devolve ao sistema em horário de alta demanda. Essa estratégia se faz necessária devido as novas demandas do sistema elétrico, com a popularização de fontes renováveis como a solar, onde não há controle do período do dia aonde haverá produção de energia, o pico da produção acontece fora do pico da demanda e por conseguinte trazendo problemas operacionais ao sistema elétrico (Rahman; Khan; Amini, 2020).

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO DO TRABALHO

A eletrificação do setor de transportes e o uso de fontes renováveis de energia elétrica são parte dos esforços do mundo de hoje para redução das emissões de gases que geram o efeito estufa para segurar o avanço das mudanças climáticas. Dessa forma, se faz necessário o estudo da infraestrutura necessária para esse novo mundo funcionar, para garantir a integração das novas fontes de energia e suas características, bem como, das novas necessidades do setor de transporte. Os desafios da geração de energia limpa giram em torno da intermitência da produção de energia e a consequente incapacidade de controle do horário que ocorre essa geração. Enquanto, os desafios encontrados pelos veículos elétricos incluem a inserção dessas cargas na rede através dos carregadores, com a preocupação de como o carregamento dos EVs afeta a qualidade de energia, e a densidade de energia nas baterias.

O ponto em comum dessa temática é o carregamento bidirecional, os dispositivos compostos por esse tipo de topologia permitem a integração dos EVs com o sistema elétrico como solução dos novos desafios gerados pela atualização da forma como que novas fontes são integradas ao sistema elétrico de potência. Uma usina fotovoltaica produz energia enquanto o sol está sobre o céu, entretanto, o horário de pico de consumo energético ocorre entre as 18h e as 22h; ainda, a produção em

finais de semana e feriados tende a ser a mesma, a máxima possível para o sistema instalado, o que pode gerar excedente de energia circulando pelo sistema, pois se trata de períodos de baixa demanda. Dessa forma se faz necessário o armazenamento do excedente produzido em horário de baixo consumo e a injeção de energia armazenadas nos horários de pico. Construir um banco de baterias para tal fim seria inviável, devido à densidade de potência disponível e a conversão CA-CC e CC-CA, então integrando os EVs ao controle do sistema, esse banco de baterias seria pulverizado, assim como seu custo.

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 *Objetivo geral*

O objetivo desse trabalho é o projeto e simulação no software MATLAB/Simulink de um carregador veicular bidirecional de nível 2. O sistema é composto por dois estágios, com o primeiro como um conversor fonte de tensão (VSC) em topologia *Full-Bridge* com a função de realizar a conexão com a rede para absorver ou injetar energia com correção do fator de potência (PFC). Já o segundo estágio, composto pelo conversor CC-CC *Dual Active Bridge* (DAB) com função de controlar o carregamento da bateria, garantindo segurança e eficiência ao processo.

1.2.2 *Objetivos Específicos*

- I. Estudar o funcionamento das topologias CA-CC e CC-CA do conversor *Full-Bridge* e CC-CC do conversor *Dual Active Bridge* usadas no carregamento de veículos elétricos.
- II. Projetar os componentes do modelo de carregador escolhido, para atingir operação nos parâmetros exigidos pelo nível de carregamento determinado.
- III. Modelar e simular o carregamento de uma bateria no *software* MATLAB/Simulink.
- IV. Avaliar a eficiência do sistema simulado para o funcionamento em G2V e V2G.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Finalizada a parte introdutória, o trabalho está estruturado conforme especificado a seguir:

O Capítulo 2 aborda a fundamentação teórica, contextualiza de modo geral os Conversores, Veículos Elétricos, Carregamento e Bateria.

No Capítulo 3, a modelagem e simulação do sistema de conversores das topologias *Full-Bridge* e *Dual Active Bridge* são apresentadas.

No Capítulo 4, resultados do sistema de conversores das topologias *Full-Bridge* e *Dual Active Bridge* são abordados.

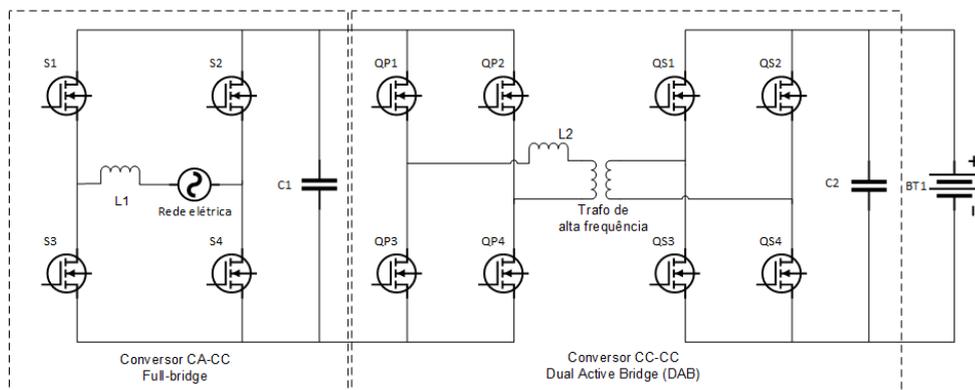
No Capítulo 5, são apresentadas as conclusões gerais e a proposta de continuidade do trabalho.

Por fim é referenciada toda a bibliografia utilizada para seu desenvolvimento.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

As topologias convencionais de dois estágios conectam ambos os conversores por meio de associação de capacitores, formando um barramento CC, os capacitores eletrolíticos de alta tensão não são adequados para carregadores embarcados devido ao seu volume e vida útil curta, desta forma, são preferidos os de polipropileno ou de filme (Wong; Kazenari, 2012). A topologia na figura 1 incorpora dois conversores existentes: um conversor CA-CC Full-Bridge e um conversor CC-CC no arranjo Dual Active Bridge (DAB).

Figura 1 – Topologia de carregador em dois estágios



Fonte: Autor.

O primeiro estágio é composto pelo conversor fonte de tensão (VSC) em topologia Full-Bridge, que fica responsável pela conexão do carregador com a rede elétrica. Deve garantir a qualidade de energia mantendo baixo nível de distorção harmônica e alto fator de potência, próximo ao unitário, enquanto absorve energia fazendo a retificação CA-CC ou injetando potência na rede com a conversão CC-CA. Enquanto o segundo estágio é formado por um conversor DAB, com a função de adequar o nível de tensão do barramento CC para a grandeza exigida pela bateria ao mesmo tempo que promove o isolamento galvânico do sistema. Ainda, cabe ao DAB o gerenciamento da carga e descarga da bateria (Khedekar *et al.*, 2019).

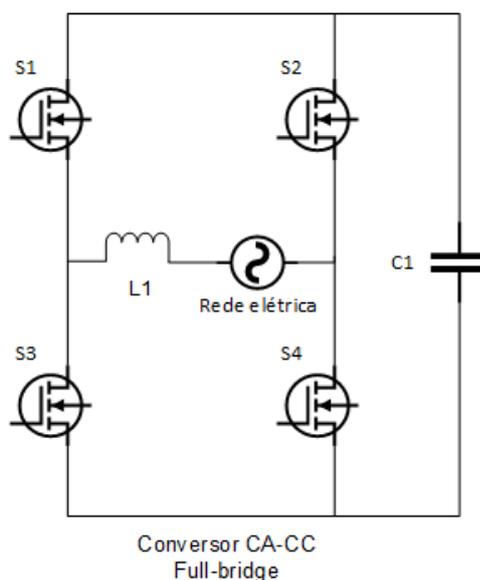
2.1 CONVERSOR *FULL-BRIDGE* BIDIRECIONAL

Para construir a interface do carregador *on-board* bidirecional com a rede, é necessário um conversor CA-CC capaz de operar com alto fator de potência, próximo do unitário, enquanto gera baixa distorção harmônica de ordem superior. Para esse fim, existem algumas alternativas baseadas em diferentes topologias e estratégias, compostas por circuitos baseados em componentes ativos ou passivos. Os circuitos

passivos utilizam filtros para o controle dos harmônicos e do fator de potência, garantindo simplicidade e robustez na construção da topologia, mas ficam limitados a baixas potências devido ao volume dos filtros. Por sua vez, os reguladores ativos recorrem a topologias chaveadas em alta frequência e são topologias independentes, que devem ser acopladas ao conversor CA-CC.

Segundo Yuan *et al.* (2021), devido a sua estrutura simplificada e fácil controle, o conversor CA-CC com topologia Full-Bridge ganhou popularidade na indústria. Em configuração monofásica é construído a partir de quatro chaves de potência, com IGBTs ou MOSFETs, como mostra a figura 2. Para o acionamento das chaves de potência desse conversor, segundo Ahmed (2000), a modulação por largura de pulso (PWM) convencional é de simples construção e fácil aplicação, entretanto, produz durante seu funcionamento, componentes harmônicos de baixa frequência na tensão de saída do conversor, conseqüentemente, se faz necessário o uso de filtros de grande volume e peso para a minimização desse problema. Como alternativa foram desenvolvidas técnicas de modulação por largura de pulsos múltiplos ou PWM senoidal (SPWM).

Figura 2 – Conversor CA-CC em topologia Full-Bridge



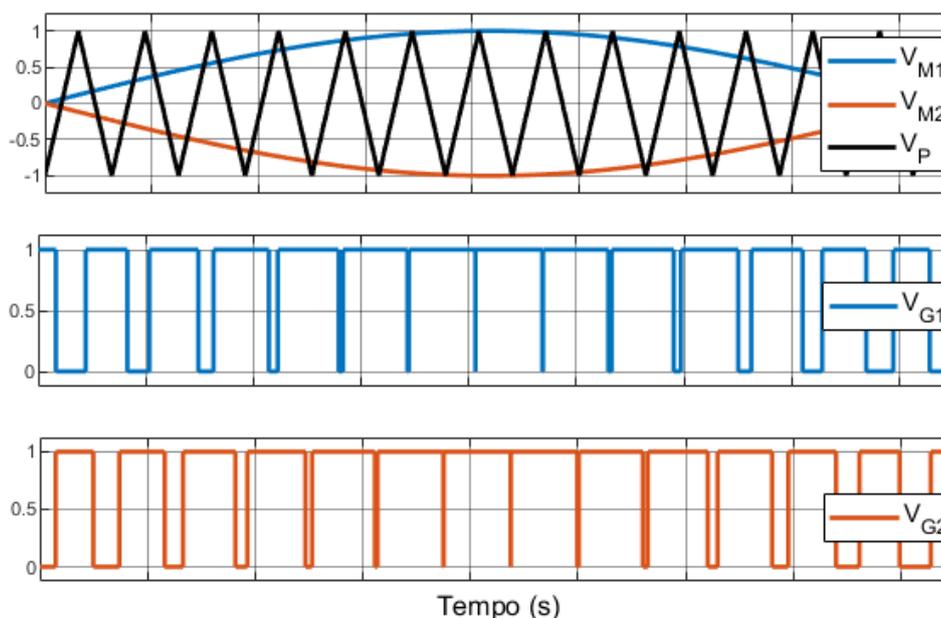
Fonte: Autor.

A modulação SPWM bipolar é o arranjo mais simplificado desse tipo de modulação, sendo a que mais produz conteúdo harmônico. Ela funciona através do comando de acionamento das chaves, que atua nas diagonais do conversor Full-Bridge, ativando as chaves S1 e S4 e, posteriormente, as chaves S2 e S3. Para alcançar esse padrão de chaveamento é feito a comparação de um sinal modulador, responsável pela largura de pulso, com uma onda portadora, que carrega a informação da frequência de comutação das chaves de potência (Barbi, 2022).

Já para a modulação SPWM unipolar, como indicado na figura 3, o comando

atua nos braços do conversor *Full-Bridge* de forma independente, dessa forma, são necessários quatro sinais de acionamento com duração e tempo específicos. A grande vantagem desse sistema de comando é a produção de conteúdo harmônico reduzida, reduzindo o peso e volume dos filtros necessários. A forma mais comum de aplicar esse tipo de modulação é o uso de duas ondas modulantes, V_{M1} e V_{M2} , defasadas entre si em 180° , que devem ser comparadas com um sinal portador, V_P , em formato de onda triangular para formar dois pulsos de saída, V_{G1} e V_{G2} . Ao inverter cada um desses sinais, obtém-se os quatro pulsos necessários para acionar cada uma das chaves de potência. Para realizar esse processo é feito o uso de processadores digitais de sinais, que conseguem gerar sinais com precisão e versatilidade, ainda que encareçam o custo do projeto (Barbi, 2022).

Figura 3 – Modulação SPWM unipolar



Fonte: Autor.

Segundo Yan *et al.* (2013), O conversor *Full-Bridge* pode absorver ou injetar corrente senoidal na rede, operando com fator de potência unitário por meio do controle e de filtro apropriado para o conversor. Além disso, o sistema pode funcionar como *Boost* durante o modo G2V, quando opera com tensão da rede com magnitude inferior à tensão do barramento CC, e como inversor durante o regime V2G, convertendo a tensão do barramento CC para a tensão da rede CA (Mansouri *et al.*, 2013).

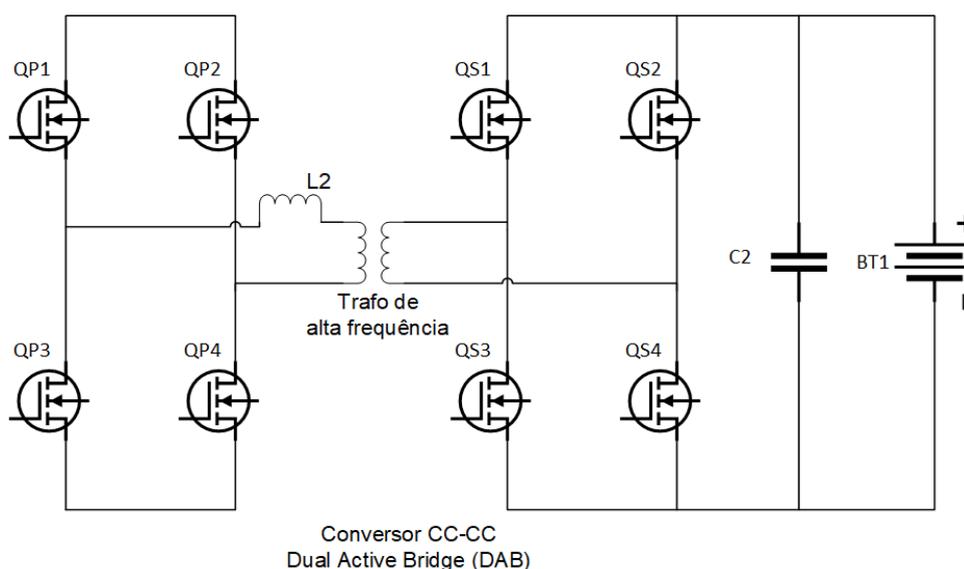
Para essa topologia existem duas principais configurações para o filtro de ligação com a rede, sendo filtro de indutor único ou o filtro LCL. O filtro de indutor único é um passa-baixa de primeira ordem e possui as vantagens de fácil implementação e controle, entretanto, exige valores elevados de indutância ou aumento da frequência de

chaveamento. Por sua vez, o filtro LCL apresenta controle mais complexo em troca de uma melhor atenuação de harmônicos de chaveamento com componentes de menor grandeza (Liu, Bo *et al.*, 2017).

2.2 CONVERSOR DUAL ACTIVE BRIDGE

O segundo estágio é composto por um conversor CC-CC, como mostra a figura 4, responsável tanto pela adequação do nível de tensão do barramento CC para o nível de tensão da bateria, quanto o controle do regime de carga e descarga. A construção dessa topologia é feita por dois conversores full-bridge totalmente controlados conectados por um transformador de alta frequência, capaz de fornecer o isolamento galvânico necessário para esse nível de potência. O fluxo de potência é controlado pelo defasamento entre os conversores presentes no primário e secundário da topologia.

Figura 4 – Topologia Conversor DAB



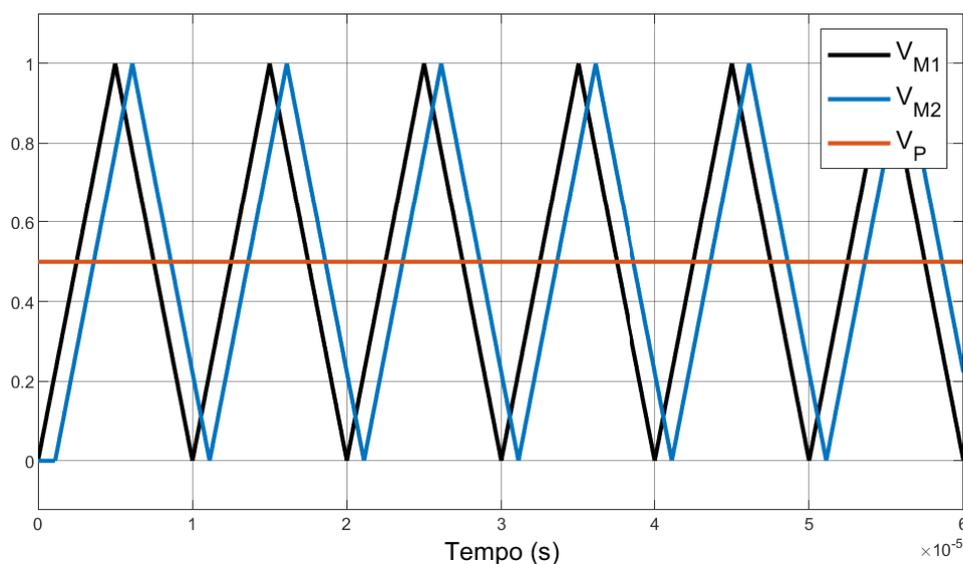
Fonte: Autor.

A estratégia de modulação com defasagem (phase-shift) é usada no conversor DAB para ajustar a tensão do barramento CC ou da bateria controlando o ângulo de defasagem (ϕ) entre as tensões no primário e secundário do transformador. Embora o ângulo de defasagem possa variar em $\pm 180^\circ$ para permitir o fluxo de potência bidirecional, o intervalo de operação deve ser restringido a $\pm 45^\circ$ para garantir alta eficiência, assim como perdas reduzidas. Para o controle do sistema é necessário incluir uma componente alternada causada pela ondulação de tensão no barramento CC devido à potência instantânea de saída CA, dessa forma em situações onde o ângulo ϕ assume valores próximos a 45° , a banda passante de controle precisa ser

drasticamente limitada a fim de reduzir a influência da ondulação no controle e produzir ângulos de defasagem superiores a 45 (Vargas *et al.*, 2019).

Ainda, Carvalho (2019) complementa que, a modulação por deslocamento de fase entre as tensões dos lados primário e secundário do transformador é usada para controlar a direção do fluxo de potência. Essas tensões assumem formas de onda quadradas devido ao acionamento das pontes H do primário e secundário do transformador de alta frequência. Na modulação *phase-shift* os interruptores de cada braço da ponte H operam com uma razão cíclica de 50%. O defasamento ainda influencia na quantidade de energia transmitida pelo conversor. Para gerar essa defasagem entre o sinal de comando das chaves, QP1 a QP4 e QS1 a QS4, é feita a comparação entre um sinal constante de referência (V_P), em 50% de amplitude, e dois sinais triangulares sendo (V_{M1}) para o primário e (V_{M2}) para o secundário, como ilustra a figura 5.

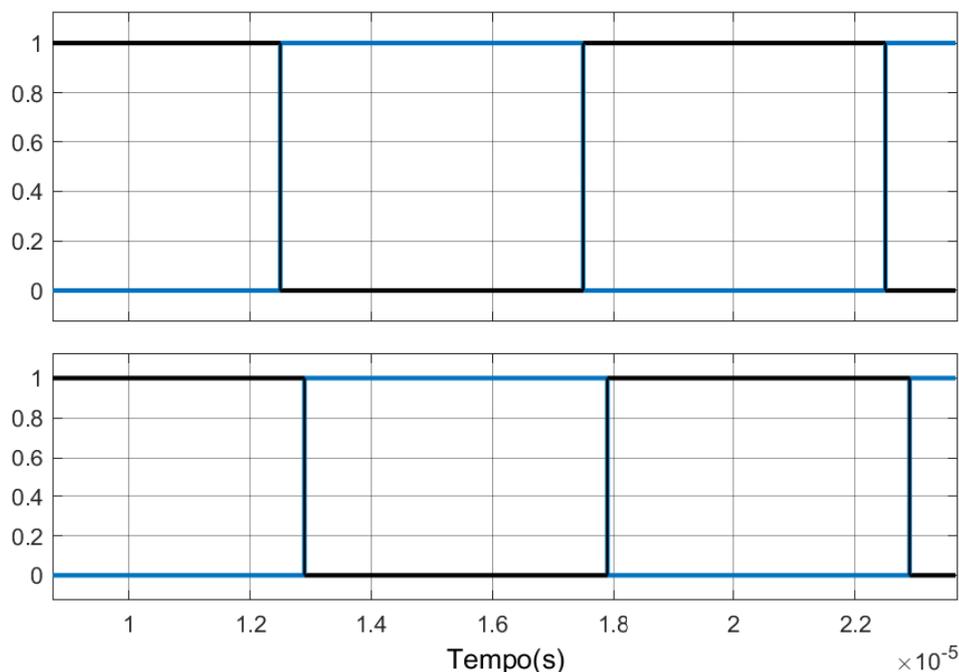
Figura 5 – Produção dos sinais de comando do conversor DAB



Fonte: Autor.

O comando atua de forma complementar nas chaves presentes nas diagonais dos conversores *Full-Bridge*. O ângulo de defasamento φ pode ser identificado na figura 6, que apresenta os pulsos para o acionamento das chaves de potência do conversor. Em preto, estão os sinais de comando para as diagonais principais de cada ponte H, enquanto, em azul, são apresentados os comandos para as diagonais secundárias (Carvalho, 2019).

Figura 6 – Sinais de acionamento para as chaves do conversor DAB

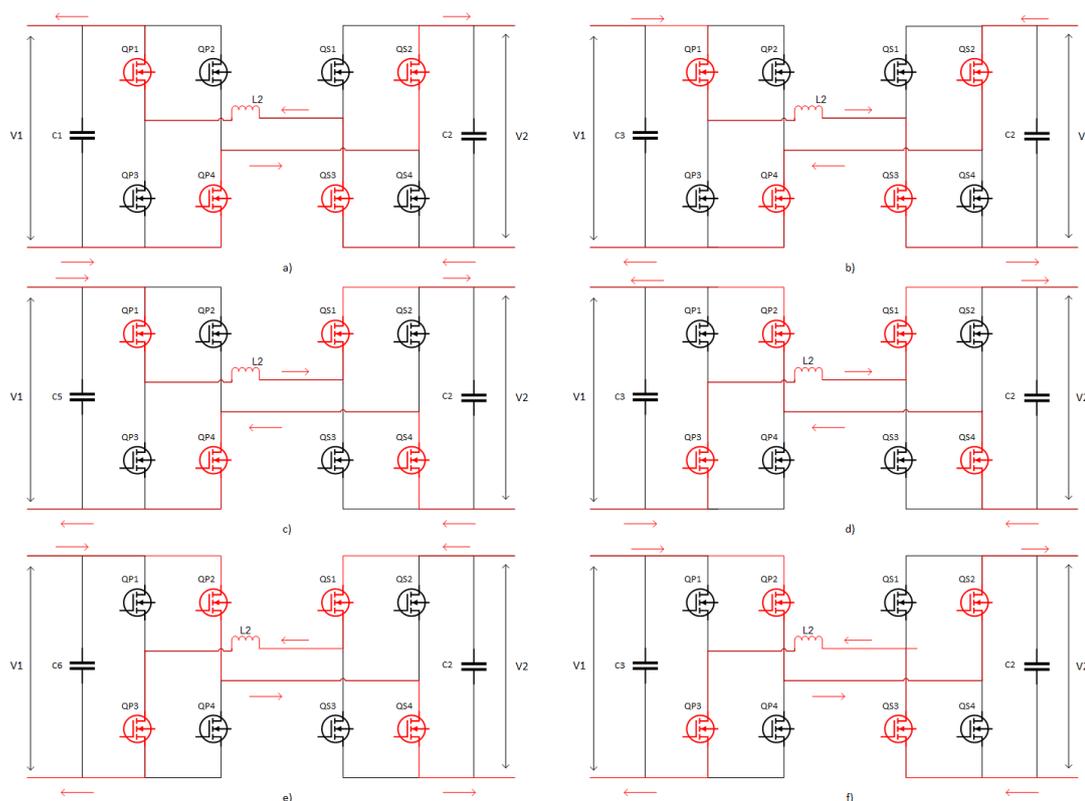


Fonte: Autor.

Dessa forma, a sequência de comutação está organizada em quatro intervalos distintos, definidos pela forma de onda da corrente do indutor e pelo deslocamento de fase entre as tensões nos lados primário e secundário do transformador. No primeiro intervalo, a corrente do indutor pode ser tanto positiva quanto negativa, o que faz com que a comutação de corrente siga o esquema mostrado na figura 7 em (a) e (b). Neste período, os interruptores QP1 e QP4, localizados no lado primário, e os interruptores QS4 e QS2, no lado secundário, estão conduzindo a corrente (Texas Instruments Incorporated, 2019).

Enquanto no intervalo dois, os interruptores QP1 e QP4 continuam ligados. Entretanto, como a tensão do lado secundário agora é V_2 e a corrente do indutor está positiva, os interruptores QS1 e QS4 são acionados para conduzir a corrente. Existe um pequeno intervalo de tempo morto entre o desligamento dos interruptores QS3 e QS2 e o acionamento de QS1 e QS4. Durante esse tempo morto, ocorre o fenômeno chamado de comutação em zero de tensão (ZVS), que será explicado em detalhes na seção a seguir. A sequência de comutação para o segundo intervalo é apresentada em 3 em (c) (Texas Instruments Incorporated, 2019).

Figura 7 – Sinais de modulação para as chaves do conversor DAB



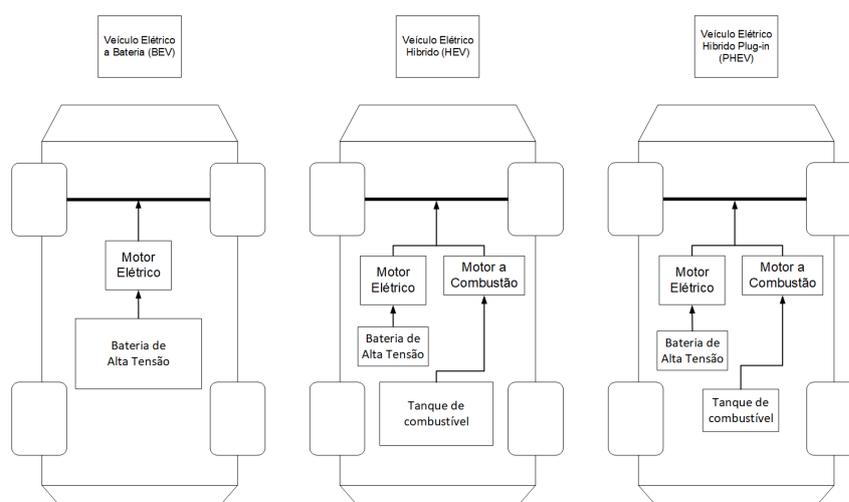
Fonte: Autor.

Já o terceiro intervalo, os interruptores QS1 e QS4 permanecem ativados. No entanto, devido à tensão no lado primário ser agora $-V1$, os interruptores QP2 e QP3 são ligados para conduzir a corrente. A condução para as duas direções da corrente do indutor, quando $I_L > 0$ e $I_L < 0$, é ilustrada na figura 7 em (d) e (e). Por fim, no quarto intervalo os interruptores QP2 e QP3 continuam em operação. Entretanto, como a tensão no lado secundário se torna $-V2$, os interruptores QS2 e QS3 são acionados para conduzir a corrente, conforme mostrado na figura 7 em (f) (Texas Instruments Incorporated, 2019).

2.3 VEÍCULOS ELÉTRICOS

Os EVs são classificados em três grupos principais, como exemplifica a figura 8, baseados na combinação entre eletricidade e combustível usadas como fonte de energia motriz. O primeiro grupo é composto pelos veículos elétricos a bateria (BEV), funcionam com um motor elétrico alimentado por um sistema de armazenamento de energia (ESS), que pode ser recarregada tanto por frenagem regenerativa quanto por uma fonte externa de energia. Nessa configuração o EV alcança emissão direta zero, pode ser recarregado em casa e possui baixo custo operacional (Khalid *et al.*, 2021).

Figura 8 – Modelos de veículos elétricos



Fonte: Autor.

Já os EVs classificados como híbridos plug-in (PHEV), combinam ao ESS e o motor elétrico um motor a combustão interna (ICE) visando aumentar a autonomia do veículo. Esse sistema opera em dois regimes, o modo de descarga (CD) e o modo de manutenção de carga (CS). Funcionando em CD, o veículo mantém o ICE desligado, usando apenas o motor elétrico, quando o ESS descarrega até um valor crítico, o modo de operação muda para o CS. Operando em CS, o ICE é acionado e proporciona energia tanto para a recarga do ESS quanto para a tração do veículo. Os PHEVs não conseguem atingir a emissão direta zero e possuem custo operacional maior que os BEVs, entretanto alcançam maior autonomia em comparação aos BEVs e menor consumo e emissões quando comparados aos veículos convencionais (Ali *et al.*, 2024).

Por fim, os veículos definidos como híbridos (HEV) possuem ESS e motor elétrico, assim como, ICE e trabalham com os dois modos de propulsão ao mesmo tempo. Os HEVs fazem a recarga da bateria via frenagem regenerativa e usando o ICE como gerador, não sendo possível o uso de fonte externa. Os motores trabalham tanto em regime complementar quanto em conjunto para garantir maior autonomia e potência. Esse regime de operação exige um mecanismo mais complexo do que os demais EVs supracitados e os veículos convencionais, ao mesmo tempo que possui custo operacional maior que os BEVs e menor que os veículos tradicionais, ainda, possui autonomia maior que os veículos puramente elétricos e emissões menores que os veículos a combustão (Govardhan; Atkar, 2022).

2.4 NÍVEIS DE CARREGAMENTO

O carregamento de EVs é dividido em três níveis, onde quanto maior a categoria maior é a potência transferida e menor o tempo de recarga. Podendo ser realizado por carregadores on-board com entrada CA ou estações de carga, voltadas principalmente

para carga rápida, em CC. O fluxo de potência pode se dar de forma unidirecional, onde o carregador absorve energia da rede para o carregamento da bateria ou G2V, ou de forma bidirecional, que para além do modo G2V o carregador é capaz também de enviar potência a rede elétrica ou V2G.

O carregamento de Nível 1 opera com tensões de 120V ou 230 V, dependendo da região, e fornecem de 1,4 a 1,9 kW de potência. Esses carregadores têm a vantagem de não exigir adaptação da infraestrutura elétrica residencial onde está instalada, sendo conectados aos veículos por meio de plugs NEMA 5-15R ou SAE J1772. O tempo de carregamento varia entre 11 e 36 horas, tornando esse tipo de carregamento ideal para ser iniciado à noite. Embora o custo da instalação seja relativamente baixo, de US\$300 e US\$1500, o longo tempo de recarga é a principal desvantagem (Morrow, Darner, Francfort, 2008; Brown *et al.*, 2024; Rajendran *et al.*, 2021).

Os carregadores de Nível 2 são amplamente utilizados tanto em instalações públicas ou privadas, sendo 80% dos carregadores usados nos Estados Unidos, operando em tensões de 240V a 400V e para entregar de 4 a 19,2 kW de potência, exigindo infraestrutura elétrica dedicada. Esses dispositivos podem ser instalados no próprio veículo, como carregadores on-board, quanto em estações de recarga e se conectando com o plug no padrão SAE J1772. O tempo de recarga é significativamente menor, resultando em um processo mais ágil que o Nível 1, levando de 2 a 6 horas para carga completa da bateria. No entanto, essa redução do tempo de carga vem acompanhada de custos para instalação mais elevados, que estão na faixa de US\$400 a US\$6500, dependendo da aplicação (Morrow, Darner, Francfort, 2008; Brown *et al.*, 2024; Rajendran *et al.*, 2021).

Por fim, o carregamento de Nível 3 é exclusivamente implementado em estações de recarga rápida, funcionando com tensões que variam de 208V a 600V para entregar potência no intervalo de 50kW a 100kW de potência. Esse tipo de carregamento utiliza plugs como IEEE 2030.1.1, GB/T 2023.3 e SAE J1772. Devido ao nível de potência alcançado, o processo de recarga da bateria atinge seu menor tempo em comparação aos demais níveis de carregamento, com duração de 12 minutos a 1 hora, dependendo das condições da bateria. As vantagens trazidas por esse método são acompanhadas da necessidade de um grande investimento para instalação dos postos de recarga, custando de US\$30.000 a US\$160.000, dessa forma, esses sistemas são mais comuns em estações públicas de recarga e postos de combustíveis em rodovias (Morrow, Darner, Francfort, 2008; Brown *et al.*, 2024; Rajendran *et al.*, 2021).

2.5 ESTRATÉGIAS DE CARREGAMENTO

Para além de simplesmente transferir potência, o carregador em EVs é responsável pela duração de carregamento e vida útil da bateria. Entretanto, o comportamento não linear das baterias faz do carregamento uma operação mais complexa do que

simples transferência de potência, sendo necessário a proteção da bateria contra sobre-corrente, sobretensão e sobreaquecimento. Dessa forma, foram desenvolvidas diversas técnicas diferentes para aliar o menor tempo de recarga ao mesmo tempo que preserve a qualidade das células de energia, dentre os modos de carregamento se destacam tensão constante, corrente constante, tensão e corrente constantes, carregamento por potência constante e carregamento de corrente em múltiplas etapas.

A técnica de carregamento por tensão constante é de simples aplicação, onde uma tensão fixa é aplicada e a corrente absorvida é determinada pela impedância interna da bateria, com o aumento de carga a impedância da bateria varia, o que afeta a corrente de carga. Embora essa técnica não provoque aumento da temperatura da bateria, pode haver sobrecarga e conseqüente danos a dispositivos da rede, sendo necessário limitar a corrente inicial. A estratégia de recarga por corrente constante consiste em aplicar um valor de corrente menor que o nominal enquanto aplica tensão crescente na bateria, que deve chegar aos 100% de carga com a tensão em valor máximo. Devido à corrente constante é necessária uma estimativa de tempo de carga, além do sobreaquecimento da bateria (Serhan; Ahmed, 2018).

O esquema de carregamento Corrente Constante/Tensão Constante (CC-CV) é composto por três etapas principais. Sendo a primeira chamada de trickle-charge, onde o estado da bateria é testado aplicando uma pequena corrente constante, cerca de um décimo do valor nominal para evitar aquecimento excessivo, enquanto é observando a resposta da tensão. Caso a bateria se mostre saudável, a fase de corrente constante é iniciada, enviando o valor nominal de corrente para a bateria enquanto a tensão é monitorada, essa fase termina quando a bateria está com aproximadamente 70% de sua capacidade, a fase de corrente contínua não deve ser usada para o carregamento em 100% devido ao risco de ultrapassar a capacidade nominal e causar aquecimento excessivo. Portanto, quando a tensão atinge valores nominais a fase de tensão constante é iniciada, a tensão é mantida como nominal enquanto a corrente diminui com o aumento da impedância interna da bateria, quando a corrente de carga chega ao nível da trickle-charge a bateria é considerada como totalmente carregada (Tar; Fayed, 2016).

O carregamento por pulsos é visto como técnica eficaz para reduzir perdas na resistência interna da bateria. Durante o pulso, a corrente e a tensão aumentam, e quando a tensão da bateria atinge o nível de gaseificação, o pulso é interrompido, o que pode diminuir a gaseificação. No entanto, em comparação com o método de corrente constante equivalente, o carregamento por pulsos gera maiores perdas Joule e tempo de carregamento para a mesma grandeza em corrente. Uma variação chamada carregamento por pulso negativo aplica polarização reversa antes de cada pulso de carga, o que pode reduzir a polarização e remover bolhas de gás ao mesmo tempo que aumenta o tempo de carga e sofre com sobreaquecimento. Essa metodologia exige

componentes para processamento de dados sofisticados e custosos (Svoboda, 2009).

Para o método de carregamento denominado Potência constante/Tensão constante (CP-CV) o processo de carga da bateria é iniciado com a variação inversa da tensão e corrente, enquanto a tensão é elevada até o valor nominal, a corrente é reduzida proporcionalmente, para manter o mesmo nível de potência durante essa etapa. A potência é calculada pelo produto da tensão e corrente, dessa forma, enquanto a tensão é elevada de forma pré-definida o controle da corrente atua para adequação do nível de potência do sistema. Quando a tensão alcança valores nominais, ela é mantida constante até o fim do carregamento, por sua vez, a corrente é reduzida conforme a impedância interna da bateria se eleva com o aumento de carga (Chen; Chung, 2023).

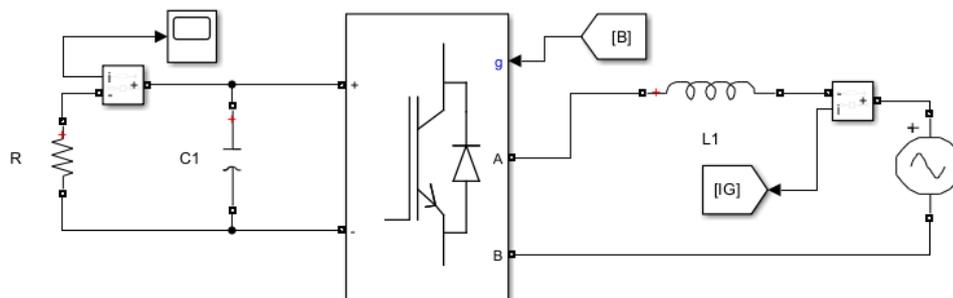
3 PROJETO E SIMULAÇÃO DO CARREGADOR BIDIRECIONAL

O modelo simulado é classificado como um carregador bidirecional on-board de nível 2, com potência nominal em $7,5kW$. O dispositivo é dividido em dois estágios. O primeiro estágio é um conversor *Full-Bridge* capaz de operar em CA-CC ou CC-CA com capacidade PFC, ligado a um barramento CC na tensão de $400V$. Para o segundo estágio, se tem um conversor CC-CC do tipo DAB para garantir isolamento galvânico entre a bateria e a rede, enquanto realiza a carga e descarga da bateria eficientemente. Dessa forma, o sistema foi planejado com base no veículo elétrico BYD Dolphin, que possui como características relevantes ao projeto a capacidade da bateria de $60,5kWh$ com a tensão nominal de $403V$, ainda possui porta de carregamento Tipo 2, IEC 62196, com capacidade máxima em CA de $11kW$. Para o carregamento monofásico em $7,4kW$ e $32A$ é relatado o tempo de duração de 9 horas e 45 minutos.

3.1 PRIMEIRO ESTÁGIO: CONVERSOR CA-CC

Para o primeiro estágio, composto pelo conversor Full-bridge bidirecional, que é responsável pela conversão da tensão CA-CC ou CC-CA, dependendo do modo de operação. A figura 9 mostra a modelagem do primeiro estágio no Simulink®. Os componentes foram dimensionados com base nas especificações operacionais do carregador. Assim, o indutor de entrada $L1$, com função filtrar componentes harmônicas produzidas, foi dimensionado para $3mH$, enquanto o capacitor do barramento CC, $C1$, possui uma capacitância de $2,5mF$ e resistência de carga, R , de $21,33\Omega$. Para atingir o nível de tensão desejado na saída do conversor, foi implementado um controle em malha fechada para gerenciar o chaveamento dos interruptores IGBTs a uma frequência de $50kHz$. Este controle utiliza a corrente e a tensão de entrada como referências para garantir a estabilização da tensão de saída em $400V$.

Figura 9 – Modelo no SIMULINK do conversor em topologia Full-Bridge

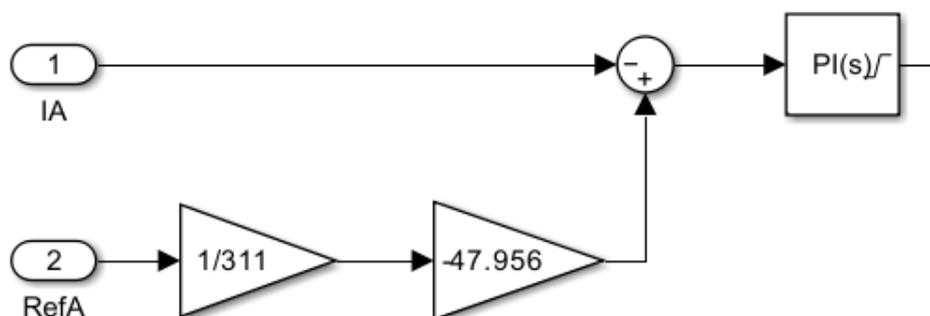


Fonte: Autor.

3.1.1 Controle do conversor Full-Bridge

O controle do conversor foi desenvolvido com base no princípio de controle corrente, no qual a medição é realizada diretamente no indutor de filtro CA $L1$. Esse valor de corrente, identificado como I_A , é comparado com um sinal de referência gerado a partir da tensão de entrada, denominado $RefA$. A implementação deste esquema de controle está detalhada na figura 10. O sinal $RefA$ dá origem ao valor de referência para o controle da corrente, para isso passa por dois estágios de processamento. No primeiro estágio, o sinal de tensão de entrada é normalizado, garantindo que a amplitude seja adequada para a malha de controle ao mesmo tempo, em que preserva as informações da onda original. No segundo estágio, o sinal $RefA$ é submetido a outro ganho, responsável por definir o valor de referência para a corrente do conversor, assim como, determinar o sentido do fluxo de potência.

Figura 10 – Modelo no SIMULINK da malha de controle do primeiro estágio



Fonte: Autor.

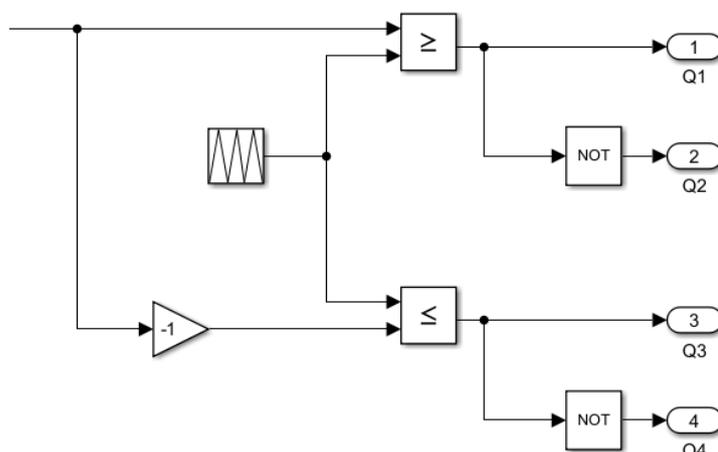
A principal função do sinal $RefA$ é transportar informações tanto sobre a forma de onda quanto sobre a fase da tensão de entrada. Isso permite que o controle de corrente atue de maneira síncrona com a tensão de entrada, o que permite que o conversor funcione como PFC. Ainda, o sistema se mostra capaz de minimizar a distorção harmônica produzida pela comutação das chaves de potência e garantir fator de potência unitário durante o funcionamento do conversor.

Após a comparação da corrente medida no indutor $L1$ com a referência de corrente, o erro resultante é processado por um controlador proporcional-integral (PI), ajustado empiricamente para fornecer a resposta adequada ao sistema. A saída do PI gera uma onda senoidal utilizada na modulação SPWM unipolar. Para essa modulação, são necessárias duas senóides defasadas em 180° . A primeira senoide é o próprio

signal de saída direto do PI, enquanto a segunda é gerada a partir dessa mesma saída com a aplicação de um ganho para criar o defasamento de 180° em relação ao sinal original. Essas duas ondas modulantes senoidais são, então, comparadas com uma onda triangular, que atua como sinal portador, operando na frequência de chaveamento do conversor.

O resultado dessa comparação é a geração de dois pares de pulso, correspondentes às senoides moduladas. Esses pulsos são aplicados de forma alternada e sincronizada aos interruptores dos dois braços do conversor, com cada pulso sendo defasado em 180° em relação ao outro. Esse esquema de chaveamento garante que as chaves de potência sejam acionadas de forma eficiente e precisa, reduzindo perdas por comutação e minimizando a distorção harmônica gerada.

Figura 11 – Modelo no SIMULINK da modulação SPWM unipolar



Fonte: Autor.

Em suma, as características de projeto do conversor VSC foram organizadas na tabela 1 para melhor compreensão.

Tabela 1 – Especificações dos componentes e parâmetros do conversor VSC

Componente	Valor
Indutor de filtro CA ($L1$)	3 mH
Capacitância do barramento CC ($C1$)	$2,5\text{ mF}$
Resistência de carga (R)	$21,33\ \Omega$
Frequência de chaveamento	50 kHz
Tensão do barramento CC	400 V
Tensão da rede	220 V
Potência do conversor	$7,5\text{ kW}$

Fonte: Autor.

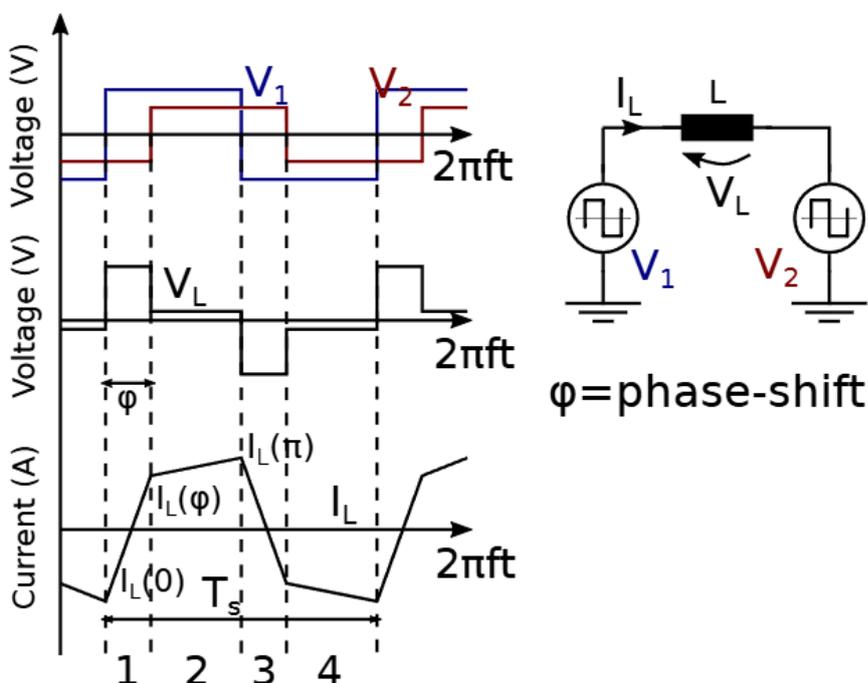
3.2 SEGUNDO ESTÁGIO: CONVERSOR CC-CC

O segundo estágio é composto pelo conversor CC-CC DAB, responsável pela adequação da tensão e corrente oriunda do barramento CC para o processo de carga e descarga da bateria, dependendo do sentido do fluxo de potência do conversor. Para desenvolver o modelo para simulação do conversor no SIMULINK se faz necessário o cálculo de componentes chave para o sistema, como o defasamento angular necessário para a transferência da potência desejada, bem como a zona de chaveamento suave (ZVS), aonde as perdas por comutação são reduzidas ao mínimo.

3.2.1 Defasamento Angular

Para modelar matematicamente o conversor DAB, são usadas as formas de onda esperadas no indutor acoplado em série com o transformador de alta frequência, conforme ilustrado na figura 12. A análise se concentra na tensão média aplicada ao indutor e em sua corrente média e instantânea. A tensão média no indutor é obtida a partir das tensões nos lados primário e secundário do transformador.

Figura 12 – Formas de onda para modelagem do conversor DAB



Fonte: Adaptado de Alemanno *et al.*, 2023

A forma de onda ilustrada na figura 12 mostra a onda de corrente esperada no indutor dividida em quatro etapas. Devido à simetria, é possível focar nas duas primeiras etapas, já que a forma da corrente no indutor se repete após meio período,

$T_s/2$, mas com sinal oposto. Ainda, a simetria da corrente do indutor provoca uma corrente média ao longo do período T_s nula. O ângulo de deslocamento de fase φ entre os sinais de tensão V_1 e V_2 influencia a corrente no indutor e deve ser considerado (Alemanno *et al.*, 2023).

Assim, conforme afirmado por Alemanno *et al.* (2023), a corrente nos primeiros e segundos quadrantes pode ser descrita por:

$$1^\circ \text{ quadrante} \begin{cases} i_L(\varphi) = i_L(0) + \Delta I_1 \\ \Delta I_1 = \frac{V_1 + V_2 \cdot T_s \cdot \varphi}{L \cdot 2\pi} = \frac{V_1 + V_2}{2\pi f_s L} \varphi \end{cases} \quad (3.1)$$

$$2^\circ \text{ quadrante} \begin{cases} i_L(\pi) = i_L(\varphi) + \Delta I_2 \\ \Delta I_2 = \frac{V_1 - V_2 \cdot T_s \cdot (\pi - \varphi)}{L \cdot 2\pi} = \frac{V_1 - V_2}{2\pi f_s L} (\pi - \varphi) \end{cases} \quad (3.2)$$

Como dito anteriormente, durante o regime permanente a corrente do indutor é simétrica, produzindo um valor médio nulo e os dois últimos quadrantes são iguais aos dois primeiros, mas com o sinal oposto, assim (Alemanno *et al.*, 2023):

$$i_L(\pi) = i_L(0) + \Delta I_1 + \Delta I_2 = -i_L(\pi) + \Delta I_1 + \Delta I_2 \quad (3.3)$$

Aplicando as equações 3.1, 3.2 e 3.3 e simplificando o resultado, se tem as equações 3.4 e 3.5, que descrevem o pico da corrente do indutor durante a operação do conversor. Ainda, como a corrente é retificada a cada meio período, as principais componentes harmônicas geradas assumem o dobro da frequência de chaveamento do conversor e a potência pode ser calculada considerando apenas meio período (Alemanno *et al.*, 2023).

$$i_L(\pi) = \frac{V_1\pi + V_2(2\varphi - \pi)}{4\pi f_s L} \quad (3.4)$$

$$i_L(\varphi) = \frac{V_2\pi + V_1(2\varphi - \pi)}{4\pi f_s L} \quad (3.5)$$

A partir das equações de corrente, pode-se calcular a potência do conversor, considerando um sistema ideal sem perdas com a potência de entrada igual à potência de saída, assim a equação 3.8 explicita a influência do defasamento na potência final (Alemanno *et al.*, 2023):

$$P = \frac{V_1}{\pi} \int_0^{\pi} i_L(\theta) d\theta \quad (3.6)$$

$$P = \frac{V_1}{\pi} \left[\int_0^{\phi} i_L(\theta) d\theta + \int_{\phi}^{\pi} i_L(\theta) d\theta \right] \quad (3.7)$$

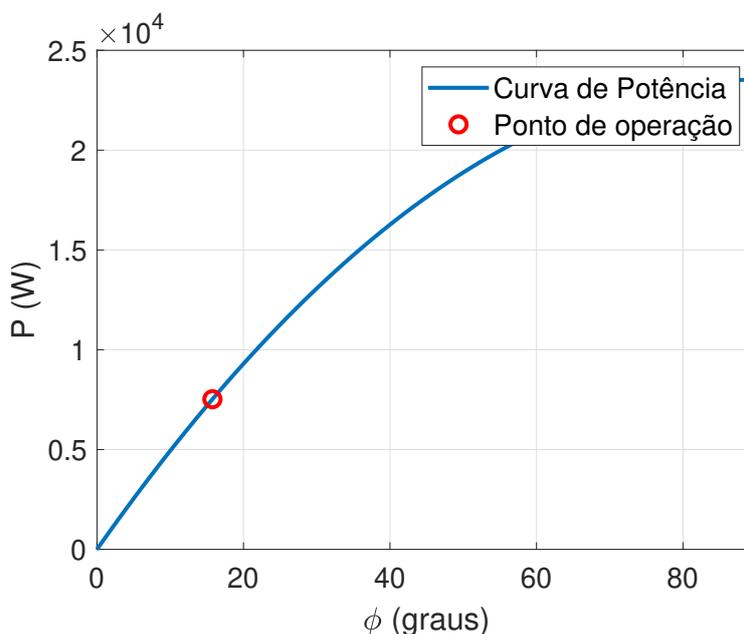
$$P = \frac{V_1 V_2}{2\pi^2 f_s L_2} \varphi(\pi - \varphi) \quad (3.8)$$

Como a potência e os outros parâmetros operacionais do conversor são determinados pelas especificações de projeto ou pelas características construtivas do transformador de alta frequência, a equação 3.8 pode ser rearranjada para que o defasamento angular específico para o ponto de potência durante a operação seja o desejado, chegando assim, na equação 3.9.

$$\varphi = \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \frac{8 \cdot f_s \cdot L_2 \cdot P}{V_1 \cdot V_2}} \right) \quad (3.9)$$

A partir da equação 3.8, foi desenvolvido um código no MATLAB visando gerar o gráfico de potência do conversor DAB projetado. Dessa forma, a figura 13, mostra o intervalo de potência que o conversor estudado consegue trabalhar, respeitando as limitações do ângulo de defasamento φ , que variam em $\pm 90^\circ$. Na figura 13, foi assinalado o ponto de operação do conversor para o nível de potência desejado.

Figura 13 – Capacidade de potência do conversor DAB



Fonte: Autor

3.2.2 Chaveamento em Tensão Zero

A indutância auxiliar de dispersão, alocada em série com o transformador de alta frequência, permite o chaveamento do conversor em tensão zero (ZVS), funcionando como fonte de corrente e atuando na carga e descarga dos capacitores presentes nas chaves de potência durante o tempo morto do chaveamento. Quando as chaves de potência da diagonal principal do conversor *Full-Bridge* do primário estão desligadas e as demais chaves são acionadas, o indutor descarrega as capacitâncias intrínsecas da diagonal secundária, permitindo uma comutação com perdas mínimas. A operação em ZVS pode ser alcançada com a coordenação de fatores do sistema que influenciam na corrente. A frequência de chaveamento, f_s , o ângulo de deslocamento de fase, φ , e indutância de dispersão, L , são os principais fatores. O aumento do deslocamento de fase ou indutância gera aumento nas correntes RMS, o que pode impactar nos capacitores do barramento CC (Alemanno et al., 2023).

3.2.3 Filtro da Bateria

Por fim, para assegurar as condições necessárias de corrente e tensão para a bateria ter sua vida útil prolongada, utiliza-se um filtro de segunda ordem, composto por indutor e capacitor na saída do conversor DAB e entrada dos polos da bateria. Ondulações de tensão e corrente acima dos limites recomendados pelo fabricante aumentam a temperatura da bateria e provocam reações químicas indesejadas nos componentes internos da bateria, acelerando o desgaste do dispositivo, reduzindo sua eficiência e comprometendo seu funcionamento seguro. Assim, segundo Silva (2018), a indutância pode ser calculada através da equação 3.10:

$$L_{bat} = \frac{V_{cc}(D - D^2)}{\Delta i_{Lbat} \cdot 2 \cdot f_s} \quad (3.10)$$

Com ΔV_{Lbat} como a tensão no indutor, sendo a tensão mínima sobre o capacitor e a bateria. Δi_{Lbat} é a ondulação da corrente que passa pelo indutor em regime permanente. D é a razão cíclica do conversor, devido ao modo de operação é restrinvido a 0,5. f_s , por sua vez, corresponde a frequência de corte do filtro, geralmente definida para uma década a baixo da frequência de chaveamento do DAB.

Por sua vez, o projeto do capacitor considera que ele é carregado durante um quarto do período de chaveamento e sua corrente positiva é metade da ondulação da corrente no indutor. Dessa forma, pode-se calcular a capacitância do filtro por 3.11 (Carvalho, 2018).

$$C_{bat} = \frac{V_{cc}(1 - D)}{32 \cdot \Delta V_{Cbat} \cdot L_{bat} \cdot f_s^2} \quad (3.11)$$

Vale ressaltar que essa não é a única metodologia capaz de determinar o valor de capacitância, outras formas de análise se baseiam em diferentes etapas de funcionamento do conversor. Entretanto, devido à operação bidirecional do sistema em questão, um único filtro indutivo deve ser estabelecido para ambas as formas de operação do conversor, para garantir a melhor eficiência durante o processo de carga e descarga da bateria (Carvalho, 2018).

3.2.4 Simulação do Conversor DAB

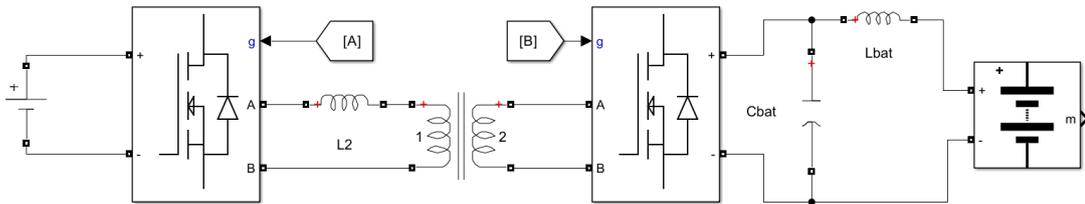
Com base nas características de tensão e corrente do barramento CC e da bateria, em conjunto com o que foi apresentado nas seções anteriores desse capítulo, foi projetado o modelo computacional do conversor DAB. Na configuração do sistema no SIMULINK, foi estabelecido as configurações de bateria a partir das características do fabricante aplicadas ao modelo de simulação. Ainda, o transformador, com relação de espiras de 1:1, foi considerado ideal. O resumo das configurações do modelo é apresentado na tabela 2

Tabela 2 – Parâmetros de funcionamento do conversor DAB

Especificações dos parâmetros	Valor
Tensão nominal da bateria (V_2)	400V
Tensão nominal do barramento CC (V_1)	400V
Potência nominal (P)	7500W
Relação de transformação	1 : 1
Frequência de chaveamento (f_s)	100kHz
Ângulo de defasagem (φ)	15, 72°
Indutância de dispersão (L_2)	8, 5μH
Indutância de filtro da bateria (L_{bat})	13.44mH
Capacitância de filtro da bateria (C_{bat})	1μF
Ondulação da corrente da bateria	5%
Ondulação da tensão da bateria	5%

A topologia do conversor DAB construída no SIMULINK é apresentada na figura 14, nesse modelo o barramento CC foi substituído por uma fonte de tensão, os dois conversores *Full-Bridge* foram desenvolvidos com o uso do bloco chamado *universal bridge* com as entradas de sinal A e B, sendo responsáveis pela transmissão do sinal PWM em fase e defasado para cada ponte H.

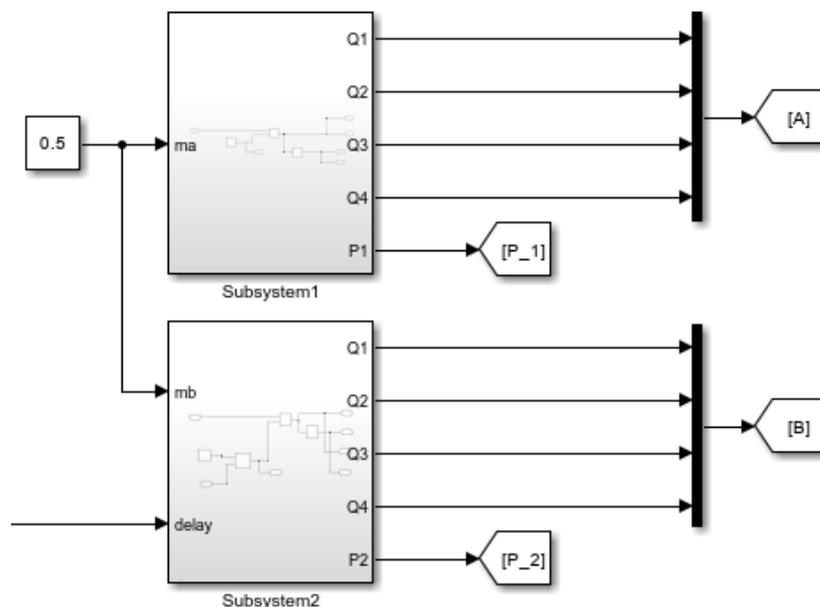
Figura 14 – Topologia base do conversor DAB simulada



Fonte: Autor

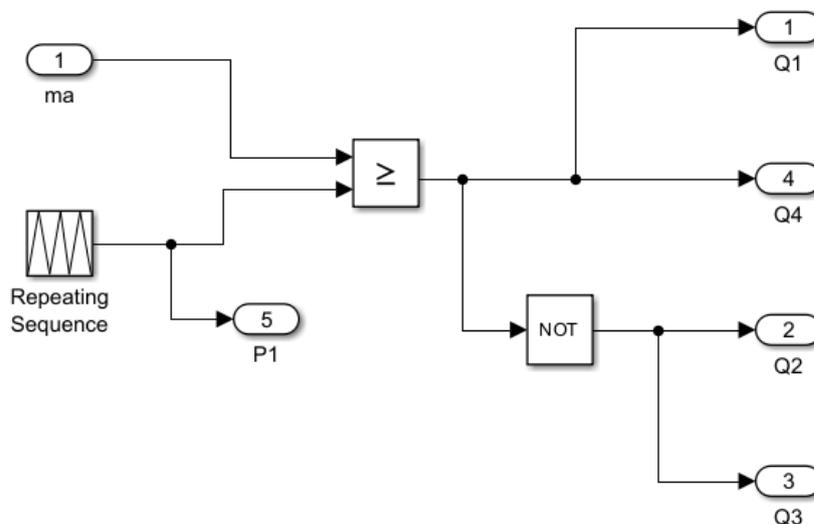
A modulação PWM é realizada a partir dos arranjos de blocos denominados *Subsystem1* e *Subsystem2*, em detalhes na figura 16 e 17, como mostra a figura 15. Os pulsos para o acionamento das chaves de potência são produzidos através da comparação do sinal constante 0,5 que entra pelas portas *ma* e *mb*, com uma onda triangular, com frequência de $100kHz$, produzida dentro de cada arranjo *Subsystem*. As saídas Q1-Q4 de cada arranjo de blocos passa por processo de multiplexação antes de ser enviada aos respectivos blocos *Universal bridge*, pelas rotas A e B.

Figura 15 – Modulação PWM para o conversor DAB

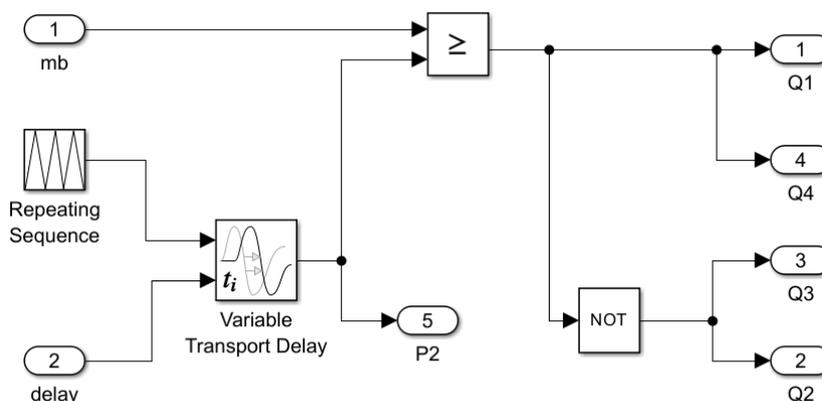


Fonte: Autor

A análise do sinal de pulso para comutação das chaves pode ser feita com base nas ondas coletadas a partir das portas P_1 e P_2, e o defasamento angular no chaveamento é incluído pela entrada *delay*, aonde pode ser incluído por valor constante para operação do conversor DAB em malha aberta ou sinal de saída do controlador PI.

Figura 16 – Detalhe *Subsystem1*

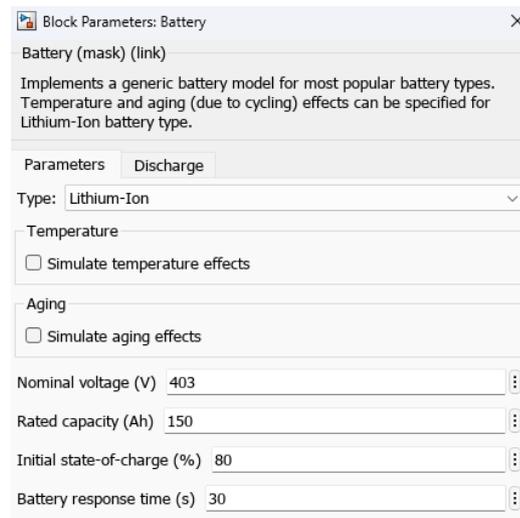
Fonte: Autor

Figura 17 – Detalhe *Subsystem2*

Fonte: Autor

O modelo da bateria foi configurado como mostra a figura 18. Seguindo as especificações do fabricante, o bloco usado no SIMULINK, conta com $403V$ de tensão nominal e capacidade de $150Ah$. Algumas especificações foram estimadas, como a construção em íons de lítio, ao contrário das baterias de lítio ferro-fosfato ($LiFePO_4$) da BYD, e o tempo de resposta da bateria, que ficou com o valor padrão do modelo de simulação.

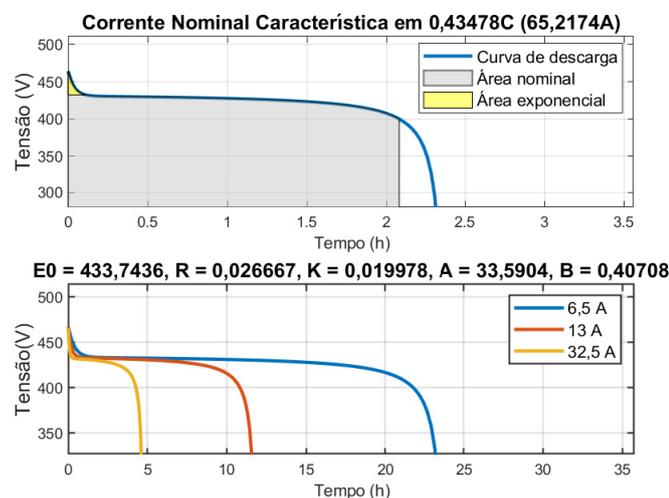
Figura 18 – Parâmetros de simulação da bateria



Fonte: Autor

A partir dessas configurações, o SIMULINK calculou a curva de comportamento da bateria, delimitando as áreas com comportamento exponencial e nominal para traçar a curva de descarga do dispositivo, como mostra a figura 19.

Figura 19 – Curva característica da bateria



Fonte: Autor

Ainda para a figura 19, o gráfico localizado na parte inferior apresenta algumas características da bateria produzidas pelo modelo do SIMULINK e determinam a dinâmica da carga e recarga do dispositivo. Sendo $E0$ a tensão constante, em Volts, R como a resistência interna da bateria, em Ohms, K é referente a resistência de polarização, em Ohms, A corresponde a tensão exponencial, em Volts, e por fim, B , sendo a capacidade exponencial, no inverso de Ampere-hora, Ah^{-1} .

3.2.5 Modelagem do Conversor DAB

Modelar o comportamento do conversor no momento da descarga da bateria é necessário para analisar a dinâmica dos elementos que influenciam a resposta em regime permanente. Através da modelagem do circuito elétrico, se tem a função de transferência que corresponde ao comportamento do sistema, assim, permitindo o projeto do sistema de controle adequado para o bom funcionamento do conversor. Como se trata de um sistema complexo, incluir todos os elementos do sistema no modelo apenas deixaria a análise excessivamente complexa. Assim, a abordagem adotada será a do modelo por valor médio linearizado, pois sua simplicidade se adequa à proposta (Carvalho, 2019).

Aplicando esse modelo em um período completo de chaveamento, encontram-se os modelos matemáticos que associam a tensão do barramento CC (V_1) com o ângulo de defasamento δ , bem como, a corrente de descarga da bateria, I_{bat} , com o mesmo ângulo δ . O ângulo de defasamento δ , corresponde as variações que o defasamento angular causado por φ durante diferentes condições de funcionamento do sistema, aonde perturbações se refletem em variações do ângulo no ponto de operação. Devido à proposta do seguinte trabalho, apenas será explorada a modelagem via corrente de descarga I_{bat} associada ao ângulo δ (Carvalho, 2019).

Para a corrente de entrada, sob a influência de uma variação $\Delta\delta$ e relação de transformação $n:1$, o modelo por valor médio apresenta (Carvalho, 2019):

$$I_1 + \Delta i_1(t) = \frac{v_2}{2\pi f_s L_2} (\varphi + \Delta\delta(t)) \left(1 - \frac{|\varphi + \Delta\delta(t)|}{\pi} \right) \quad (3.12)$$

A equação 3.12 pode ser reestruturada para condizer com o comportamento de fonte de corrente dependente que há no sistema (Carvalho, 2019):

$$\Delta i_1(t) = \frac{V_2}{2\pi f_s L_2} \left(1 - \frac{|2\pi|}{\pi} \right) \Delta\delta(t) \quad (3.13)$$

$$G_1 = \frac{V_2}{2\pi f_s L_2} \left(1 - \frac{|2\pi|}{\pi} \right)$$

Ainda, para que o circuito modelado pelo valor médio possa ser construído, o mesmo processo deve ser realizado com a corrente média de saída (Carvalho, 2019):

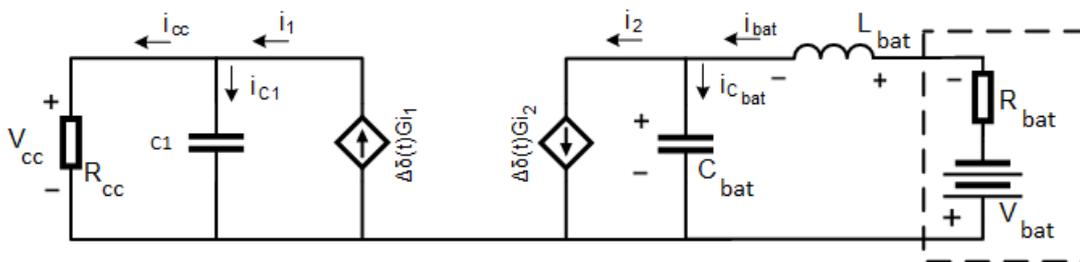
$$I_2 + \Delta i_2(t) = \frac{v_1}{2\pi f_s L_2} (\varphi + \Delta\delta(t)) \left(1 - \frac{|\varphi + \Delta\delta(t)|}{\pi} \right) \quad (3.14)$$

$$\Delta i_2(t) = \frac{V_1}{2\pi f_s L_2} \left(1 - \frac{|2\pi|}{\pi}\right) \Delta \delta(t) \quad (3.15)$$

$$G_2 = \frac{V_1}{2\pi f_s L_2} \left(1 - \frac{|2\pi|}{\pi}\right)$$

O modelo matemático do conversor DAB que foi construído, não considera os termos contínuos. A figura 20 mostra o modelo elétrico representado pelas equações 3.13 e 3.14. O sistema construído permite a análise das variáveis de interesse de duas formas diferentes. Sendo possível, alternadamente, o controle para manutenção da tensão do barramento CC ou a corrente de descarga da bateria. Na análise do circuito para o modo de descarga da bateria, são atribuídos parâmetros com nova nomenclatura, $V_1 = V_{cc}$, $V_2 = V_{bat}$ e o ângulo nominal linearizado δ (Carvalho, 2019).

Figura 20 – Modelagem do conversor DAB



Fonte: Autor

Como dito anteriormente, o modelo procurado é o controle da corrente da bateria. Dessa forma, é necessário encontrar a função de transferência na qual a corrente da bateria está em função de $\Delta \delta$. Com base no modelo presente na figura 20, a corrente da bateria, I_{bat} , passa pelo indutor e se ramifica pelo capacitor, I_{Cbat} , e para a segunda fonte de corrente, I_2 , assim (Carvalho, 2019):

$$i_{bat}(t) = i_2(t) + i_{Cbat}(t) \quad (3.16)$$

Seguindo o princípio usado na equação 3.15, $i_2(t)$ pode ser reescrita. Por outro lado, a corrente do capacitor é descrita como o produto da capacitância com a variação da tensão, assim (Carvalho, 2019):

$$i_2(t) = \frac{V_{cc}}{2\pi f_s L_2} \left(1 - \frac{|2\pi|}{\pi}\right) \delta(t) \quad (3.17)$$

$$i_{Cbat}(t) = C_{bat} \frac{dV_{Cbat}(t)}{dt}$$

Segundo Carvalho (2019), A corrente da bateria depende da diferença de tensão entre a bateria e o indutor. A tensão da bateria resulta da interação entre a corrente e a resistência interna do dispositivo, enquanto a tensão do indutor pode ser escrita como o produto da indutância com a variação de corrente, de forma que:

$$V_{Cbat}(t) = -V_{bat} - V_{Lbat}$$

$$V_{Cbat}(t) = -R_{bat} \cdot i_{bat}(t) - L_{bat} \frac{di_{bat}(t)}{dt} \quad (3.18)$$

$$i_{Cbat}(t) = C_{bat} \frac{d \left[-R_{bat} \cdot i_{bat}(t) - L_{bat} \frac{di_{bat}(t)}{dt} \right]}{dt}$$

Com a modelagem construída a partir de funções contínuas no tempo, é possível representá-las no domínio da frequência através da transformada de Laplace. Aplicando os resultados na equação 3.16, expressão inicial da corrente da bateria, assim como, na equação 3.17, relativa a corrente i_2 . Como consequência (Carvalho, 2019):

$$I_{bat}(s) = \frac{V_{cc}}{2\pi f_s L_2} \left(1 - \frac{|2\pi|}{\pi}\right) \delta(s) - s^2 L_{bat} C_{bat} I_{bat}(s) - s R_{bat} I_{bat}(s) \quad (3.19)$$

Concluindo, a equação 3.19 pode ser rearranjada para a função de transferência para o controle do sistema, de forma (Carvalho, 2019):

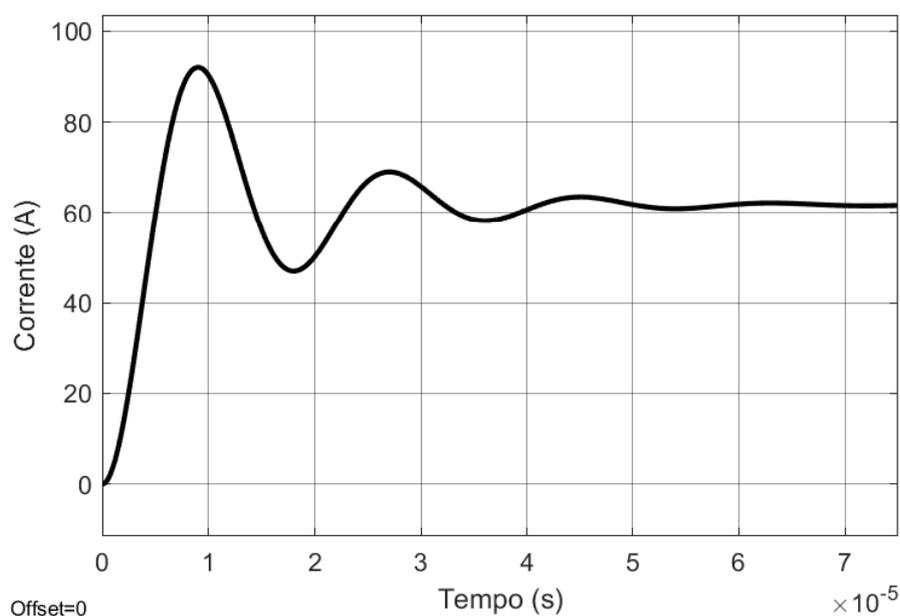
$$G_i(s) = \frac{I_{bat}(s)}{\delta(s)} = \frac{V_{cc}}{2\pi f_s L_2} \left(1 - \frac{|2\pi|}{\pi}\right) \delta(s) \frac{1}{s^2 L_{bat} C_{bat} + s R_{bat} C_{bat} + 1} \quad (3.20)$$

3.2.6 Controle do Conversor DAB

O projeto de controle de um sistema qualquer, se inicia com o estudo do comportamento desse mesmo sistema frente as variações que ocorrem durante sua operação. Após a análise de comportamento, é planejado o controlador que melhor atenda as necessidades de projeto, de modo a corrigir os problemas apresentados durante o período transitório e também, para o regime permanente.

Assim, com base na função de transferência em malha aberta representada na equação 3.20 foi obtida a resposta do sistema ao degrau unitário, como mostra a figura 21. A resposta do sistema a perturbação se mostrou estável, porém, com características de operação que não se encaixam no funcionamento esperado para o conversor. O primeiro ponto destoante é o ganho do sistema, que se mostrou bastante elevado, com regime permanente mais de 60 vezes maior que o sinal de entrada. Outro ponto que deve ser corrigido é a ultrapassagem durante o período transitório, que alcançou um pico de aproximadamente 48%.

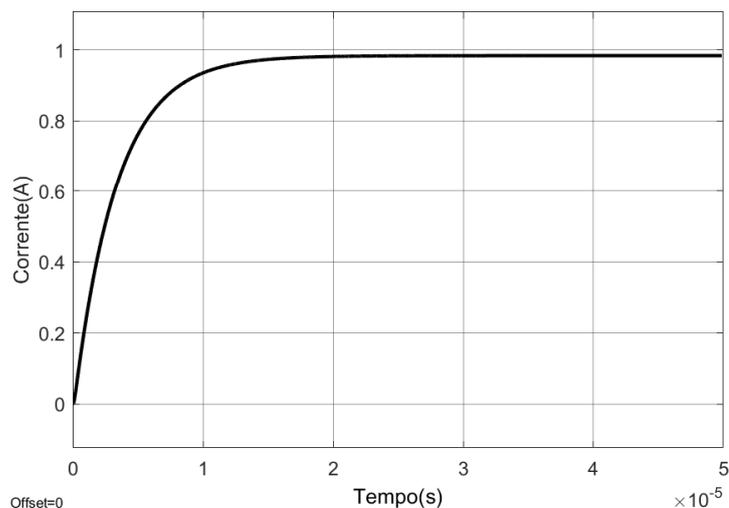
Figura 21 – Resposta da função de transferência em malha aberta



Fonte: Autor

A próxima etapa se deu pela realimentação negativa do sinal de saída, com o resultado ilustrado na figura 22. O funcionamento em malha fechada aproximou o funcionamento do sistema ao que se espera para o conversor DAB, entretanto, não foi o suficiente para alcançar o objetivo proposto. Com a operação em malha fechada, a resposta do conversor se mostrou criticamente amortecida, o tempo de assentamento foi reduzido pela metade. O erro em regime permanente se manteve constante.

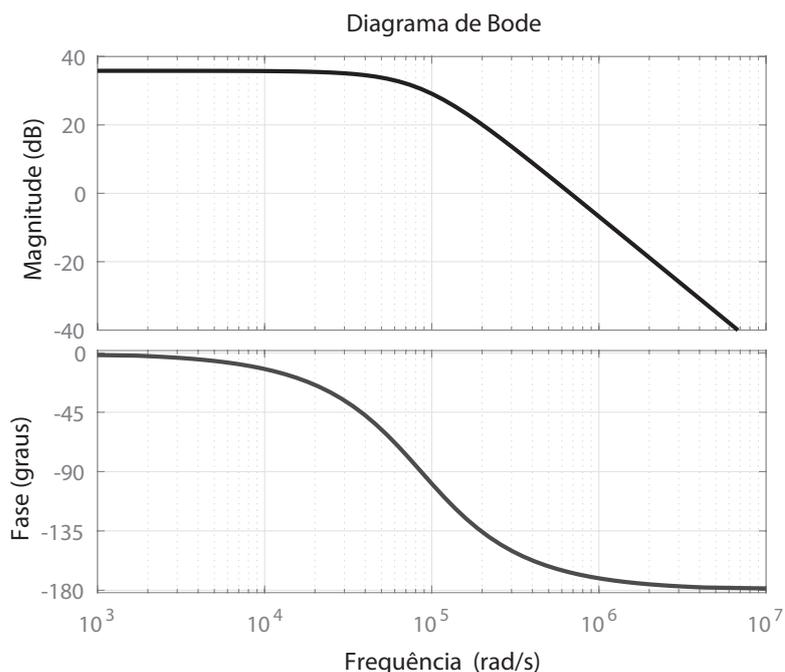
Figura 22 – Resposta da função de transferência em malha fechada



Fonte: Autor

Para o desenvolvimento do sistema de controle do conversor DAB, foi adotada a metodologia de projeto baseada na resposta em frequência. A partir das especificações do projeto e da função de transferência presente na equação 3.20, deduzida na seção anterior, foi possível utilizar o *Software* MATLAB para elaborar o diagrama de Bode, como mostra a figura 23. O gráfico foi desenvolvido a partir do ponto de operação do sistema, com o ângulo de defasamento $\varphi = 15,72^\circ$.

Figura 23 – Resposta em frequência para o conversor DAB



Fonte: Autor

O diagrama de Bode da função de transferência de corrente da bateria em malha aberta mostra margem de ganho infinita e margem de fase de $13,3^\circ$, combinado com uma grande largura de banda passante, garantem resposta mais ágil ao degrau, levando à amplificação do ruído e facilita a instabilidade do sistema.

O projeto do controlador PI se inicia com a relação entre a margem de fase e a resposta transitória do sistema, de modo que, o percentual excessivo da ultrapassagem pode ser corrigido através da variação da margem de fase. A partir da equação 3.21, é possível calcular o coeficiente de amortecimento, ζ , para o sistema trabalhar com ultrapassagem de 10%, aonde %OS, representa a porcentagem de ultrapassagem desejada. A partir da equação 3.22, é possível ajustar a margem de fase, Φ_M , para o amortecimento desejado (Nise, 2015, p.615).

$$\zeta = \frac{-\ln(\%OS/100)}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2(\%OS/100)}} \quad (3.21)$$

$$\Phi_M = \tan^{-1} \left(\frac{2\zeta}{\sqrt{-2\zeta^2 + \sqrt{1 + 4\zeta^4}}} \right) \quad (3.22)$$

Já para compensar o erro em regime permanente, o objetivo é gerar um atraso de fase, aumentando a estabilidade do sistema. O procedimento envolve, o ajuste do ganho K_I para atender à especificação de erro em regime permanente, seguido pelo traçado do diagrama de Bode. Ainda, é necessário determinar a frequência onde a margem de fase exceda em 5° a 12° a margem de fase anteriormente ajustada, considerando a contribuição do compensador (Nise, 2015, p.619).

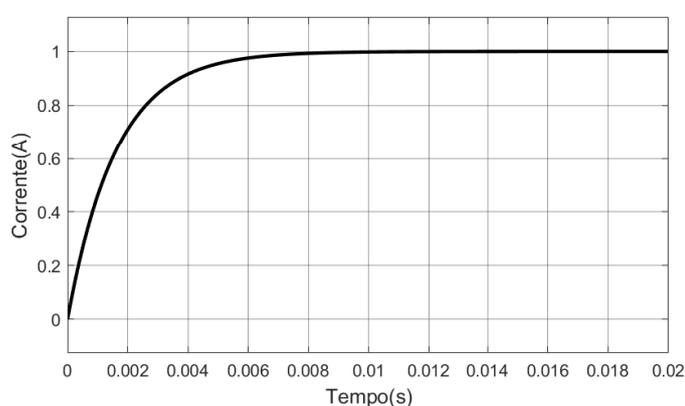
O compensador escolhido deve ajustar o diagrama de Bode de forma que o ponto de cruzamento em $0dB$ esteja na frequência previamente determinada, ajustando sua assintota de alta frequência para a magnitude correspondente ao ganho K_I , sendo o ganho do termo integral, responsável pela velocidade na qual o erro acumulado é corrigido, e definindo a frequência de quebra superior uma década abaixo da frequência anterior, com assintota de frequência em $0dB$. Após conectar as assíntotas com uma inclinação de $-20dB$ por década para localizar a frequência de quebra inferior, o ganho K_I é reajustado para corrigir qualquer alteração provocada pela compensação (Nise, 2015, p.619).

Entretanto, devido às características de resposta da planta, o projeto do controlador PI foi substituído por um compensador duplo polo, duplo zero. O projeto do compensador foi definido alocando dois zeros na frequência de ressonância do sistema, motivado pela melhoria da estabilidade devido ao aumento da margem de fase. Em seguida, foram acrescentados dois polos no controlador, com o primeiro na origem, para corrigir o erro em regime permanente, enquanto o segundo, foi posicionado

na frequência de chaveamento do conversor, atuando como um filtro passa-baixa e evitando interferência das componentes de alta frequência.

O resultado da aplicação do compensador duplo zero-polo no sistema é apresentado na figura 24. A resposta do modelo apresenta a redução pretendida quanto à porcentagem de ultrapassagem do sinal, entretanto, a resposta do sistema se tornou significativamente mais lenta que o resultado alcançado ao se fechar a malha. A reação com menor agilidade do sistema não se torna um problema para o controle devido ao tempo de resposta da bateria, que é lento, com o modelo usado no SIMULINK é de 30s.

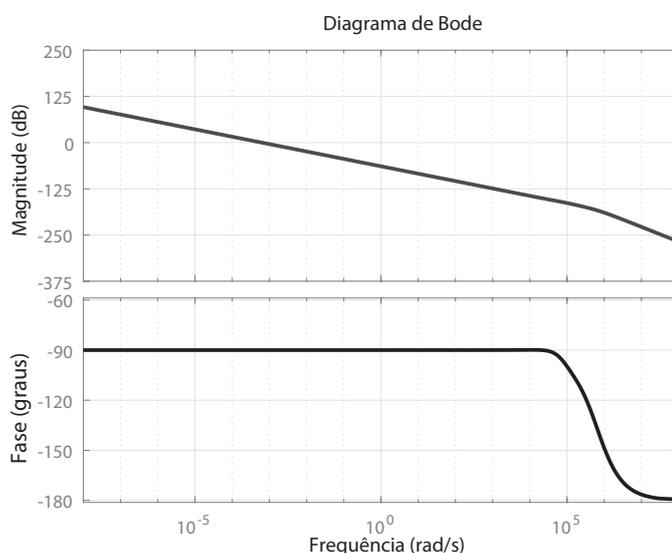
Figura 24 – Resposta em malha fechada com o compensador projetado



Fonte: Autor

Por fim, a figura 25, traz o diagrama de Bode da função de transferência em malha fechada do conversor DAB com o controlador projetado.

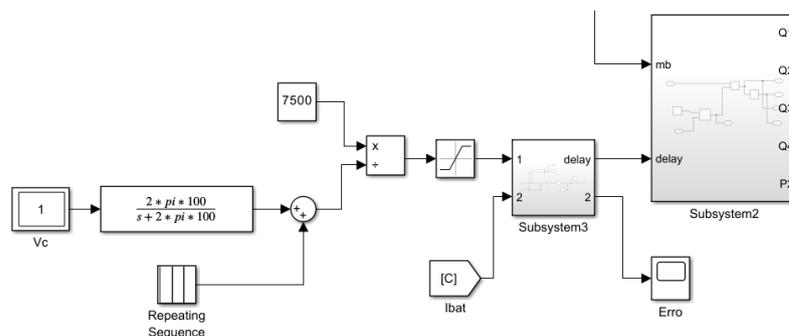
Figura 25 – Resposta em frequência para o conversor DAB em malha fechada e compensada



Fonte: Autor

No *software* SIMULINK, foi desenvolvido o modelo do conversor, já apresentado, assim como o sistema de controle. Aonde o erro de sinal em malha fechada é corrigido com o controlador PI. O controle do conversor DAB se baseia no controle da corrente, como mostra a figura 26, aonde se planeja gerar o defasamento angular entre o chaveamento da ponte H do primário com a ponte H do secundário.

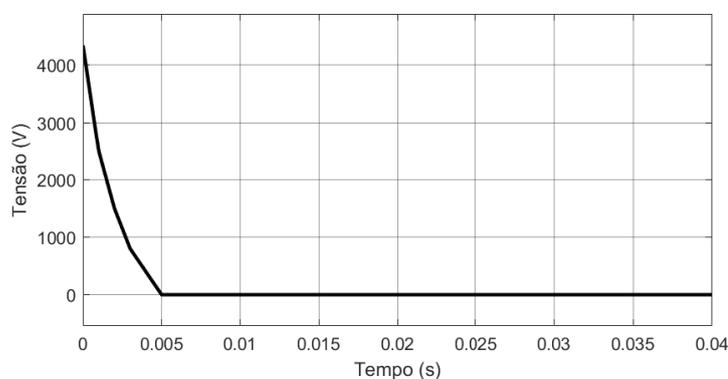
Figura 26 – Circuito de controle da simulação



Fonte: Autor

No início, é feito um cálculo para determinar a corrente de referência para a bateria, a partir da razão entre a potência desejada $7500W$ pela tensão aferida no capacitor de filtro da bateria, C_{bat} , esse valor de tensão passa por um filtro de primeira ordem, projetado para uma década a baixo da frequência de chaveamento do conversor e com função de suavizar o sinal de referência. Outro ponto importante, é quando a tensão inicial do capacitor é zero, desse modo, no primeiro instante a corrente calculada seria uma singularidade, assim, se faz necessário a adição de um valor correspondente para compensar a tensão aferida. Isso é feito através do bloco *Repeating Sequence* com o padrão mostrado na figura 27.

Figura 27 – Padrão usado para cálculo inicial da corrente de referência

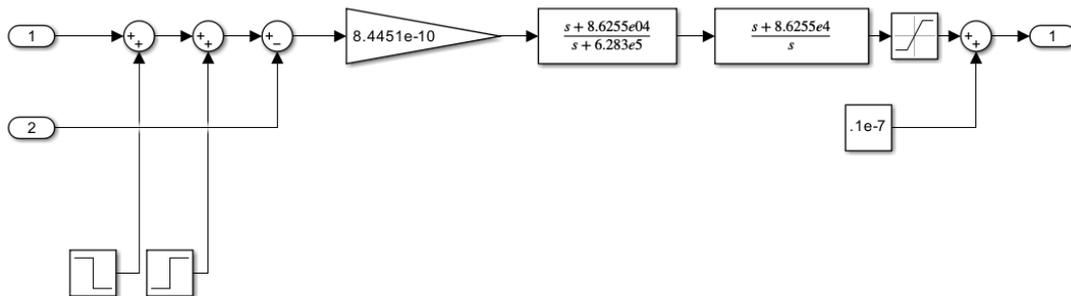


Fonte: Autor

O Ajuste do bloco foi pensado para que no instante inicial a corrente de referência fosse de 10% da nominal e com um aumento gradual até atingir valores totais. Ao

fim do tempo de carga do capacitor, o sinal extra já não é mais necessário, se mantendo nulo até o fim da operação. A corrente de referência calculada, ainda passa por um bloco saturador, para a corrente permanecer dentro das características de projeto. Um pico no sinal de referência aparece como consequência do último instante da rampa de partida, atuando em conjunto com o primeiro instante do sinal de corrente nominal calculado.

Figura 28 – Interior do bloco de simulação *Subsystem3*

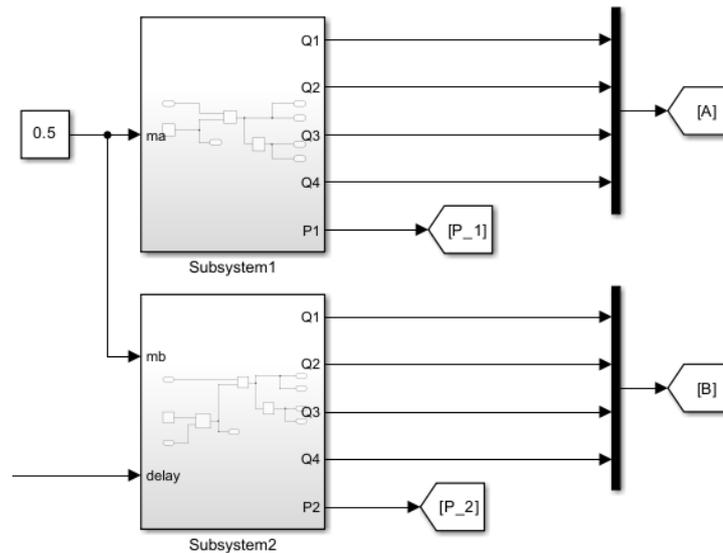


Fonte: Autor

O sinal de referência é enviado ao bloco *Subsystem3* para ser feita uma comparação com a corrente medida no indutor de filtro da bateria, \bar{L}_{bat} , e conseqüentemente, que o erro seja tratado pelo controlador PI. O interior do bloco *Subsystem3* é ilustrado na figura 28. O bloco ainda apresenta a saída *delay*, na qual o defasamento produzido pela saída do PI é aplicado no chaveamento da ponte H do conversor que trabalha com atraso. Ainda, existe a saída dois do bloco que possibilita o traçado do gráfico do erro da corrente, produzido pelo sistema de controle.

O sinal PWM produzido para acionar os conversores *Full-Bridge* de ambos os lados do conversor DAB é produzido nos blocos *Subsystem1* e *Subsystem2*, como mostra a figura 29.

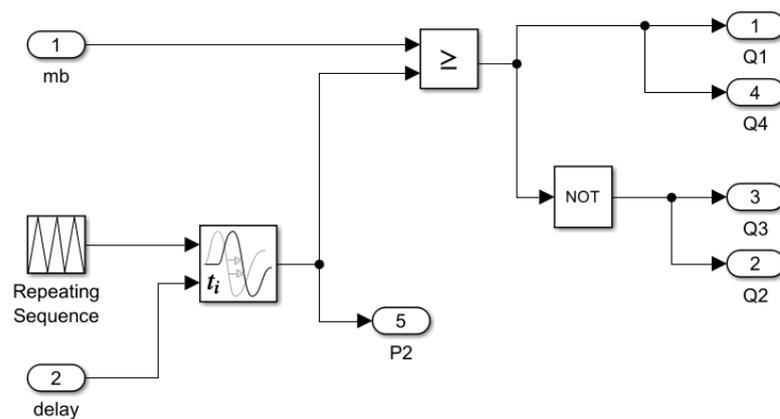
Figura 29 – Circuito para chaveamento do conversor DAB



Fonte: Autor

Ao contrário do conversor VSC, responsável pela interface com a rede e utiliza SPWM unipolar, o chaveamento do conversor CC-CC é feito por uma técnica mais simples. Ao invés do uso de modulantes senoidais, é aplicado sinal constante para manter o sistema em 50% do ciclo de trabalho, nas entradas *ma* e *mb*, o resultado de cada bloco são os quatro pulsos de saída para acionamento das chaves de potência e o sinal da onda portadora, para ser possível analisar o defasamento angular resultante do controle do sistema. Os pulsos de comando para os interruptores ainda são multiplexados antes de serem enviados aos respectivos *gates*.

A produção do PWM para a ponte H usada como referência segue o procedimento comum, com o sinal modulador, *ma*, comparado com uma onda portadora triangular na frequência de 100kHz e o resultado enviado para as chaves da diagonal principal e a versão complementar do mesmo sinal, para a diagonal secundária. Já a figura 30, explicita o processo para o PWM da ponte H que opera em defasamento angular. O sinal modulador constante é comparado com a onda triangular portadora, no entanto, a onda portadora é defasada a partir do sinal de *delay* produzido pelo controle. Após o defasamento da portadora, o processo se iguala ao descrito anteriormente.

Figura 30 – Interior do bloco *Subsystem2*

Fonte: Autor

4 RESULTADOS

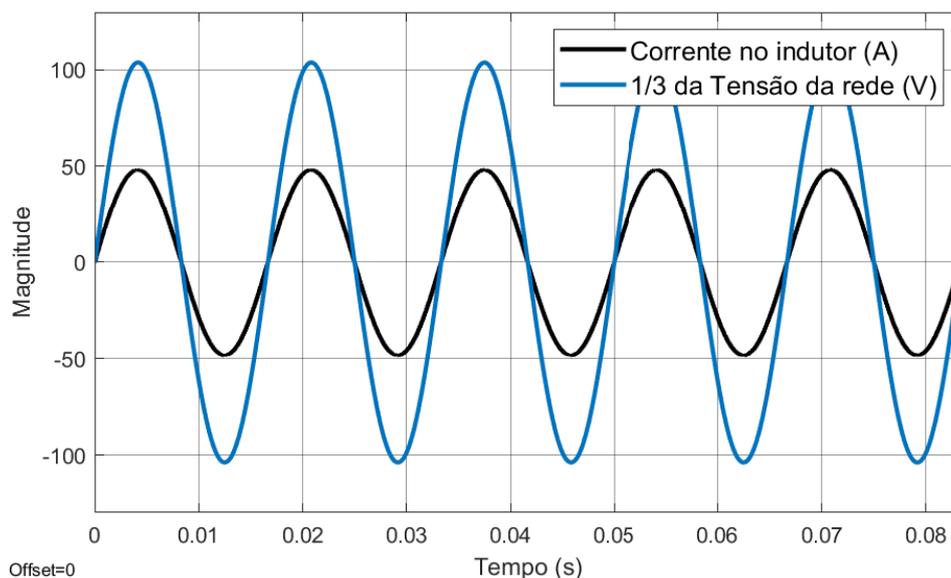
Após o projeto de controle, o modelo computacional do carregador de nível 2 foi simulado, como se trata de uma topologia de dois estágios, cada etapa de funcionamento será explicitada em conjunto com seus próprios objetivos durante a operação.

4.1 OPERAÇÃO SIMULADA DO CONVERSOR CA-CC

Para validar o primeiro estágio, o objetivo era que a corrente no indutor de entrada do conversor *Full-Bridge* fosse controlada de maneira eficaz, gerando uma forma de onda senoidal, ainda, era esperado o estabelecimento do nível de tensão do barramento CC em 400V.

O controle do conversor em topologia *Full-Bridge* foi projetado para garantir que a corrente drenada da rede não fosse distorcida, e que o fator de potência do conversor se mantivesse unitário. Como mostra a figura 31, o sinal de corrente drenado se mantém como senoidal e em fase com o sinal de tensão, visto que a referência tem como base a tensão na rede, dessa forma, a corrente possui a distorção harmônica total (DHT) de 0,6%.

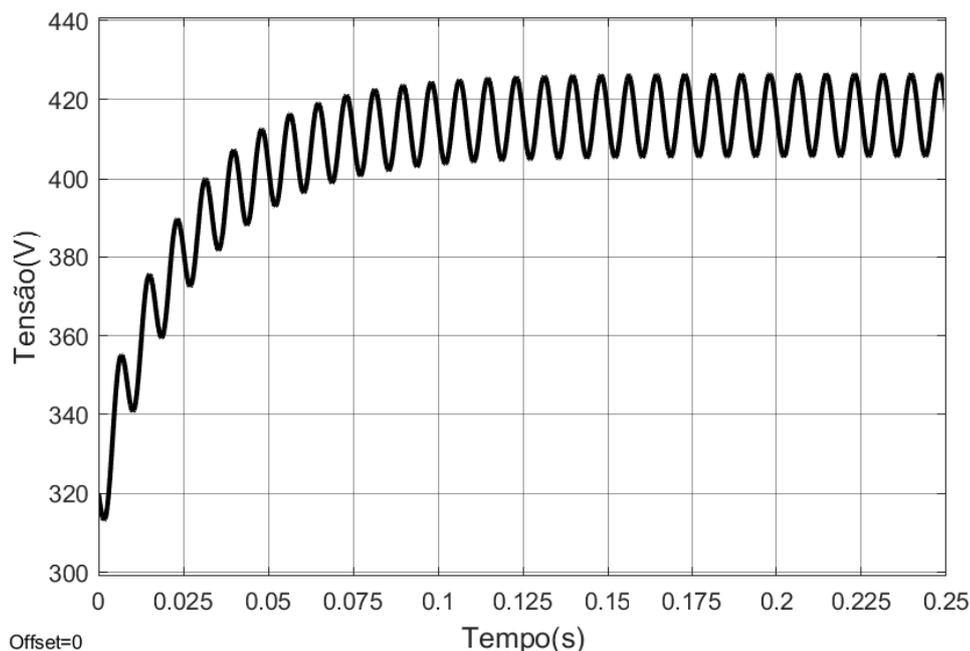
Figura 31 – Corrente absorvida pelo conversor



Fonte: Autor

No lado CC do conversor, a tensão média alcançada no barramento é de 416,1V com ondulação em 21V, dentro das especificações de projeto, como mostra a figura 32. O nível de tensão do Barramento CC ficou dentro do esperado, com erro de 3,73%.

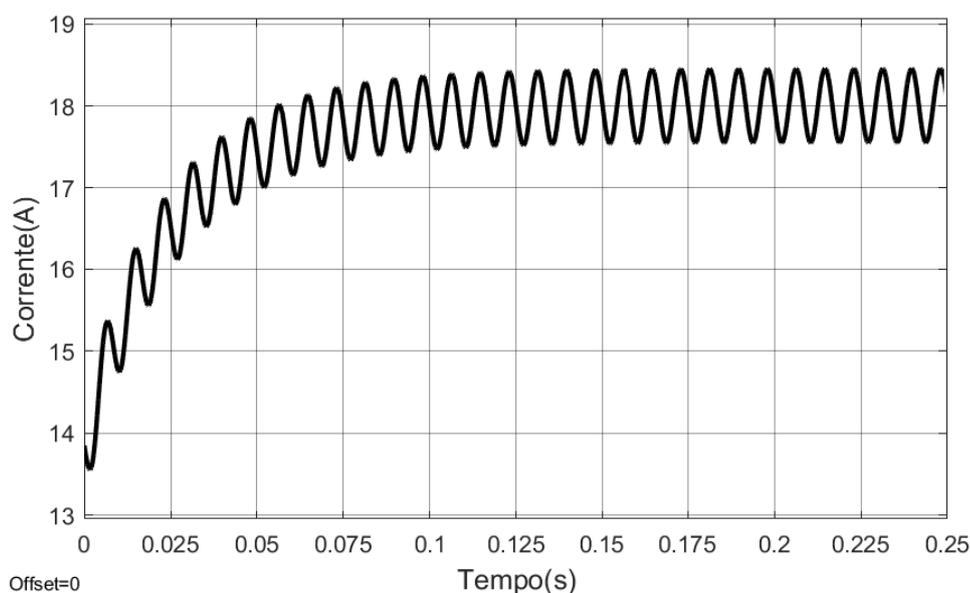
Figura 32 – Tensão no barramento CC



Fonte: Autor

Ainda na parte CC do conversor *Full-Bridge*, como mostra a figura 33, a corrente enviada ao barramento ficou na média de 18A, com ondulação no sinal de 0,9A garantindo a especificação do projeto.

Figura 33 – Corrente retificada pelo conversor CA-CC

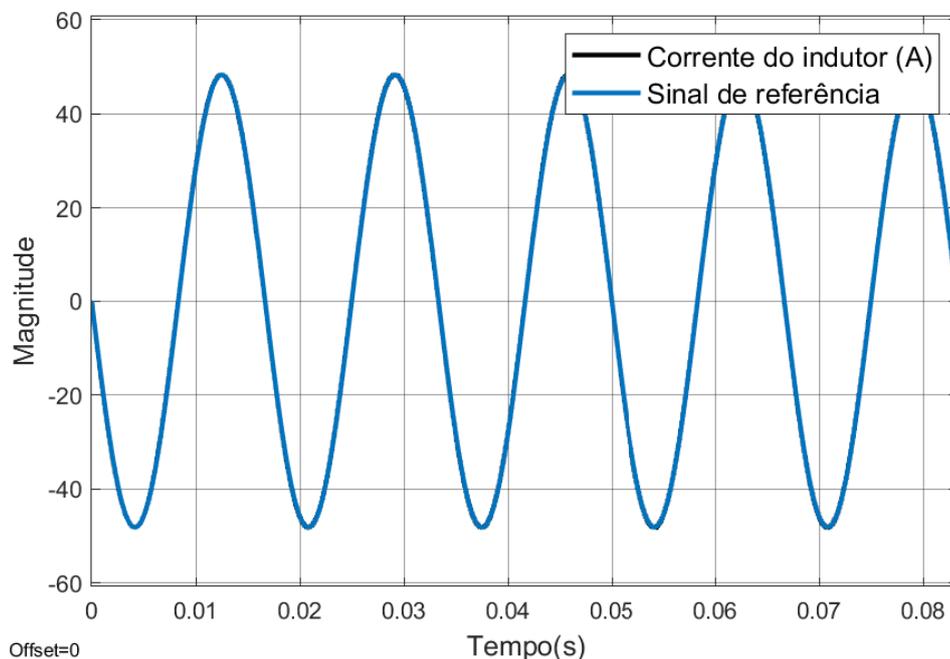


Fonte: Autor

Para alcançar esse resultado, foi projetado e implementado um sistema de controle baseado na corrente do conversor, como detalhado em capítulo anterior, a

figura 34 mostra o início do processo que gera a modulação SPWM unipolar. O sinal senoidal representado é fruto da saída do controlador PI.

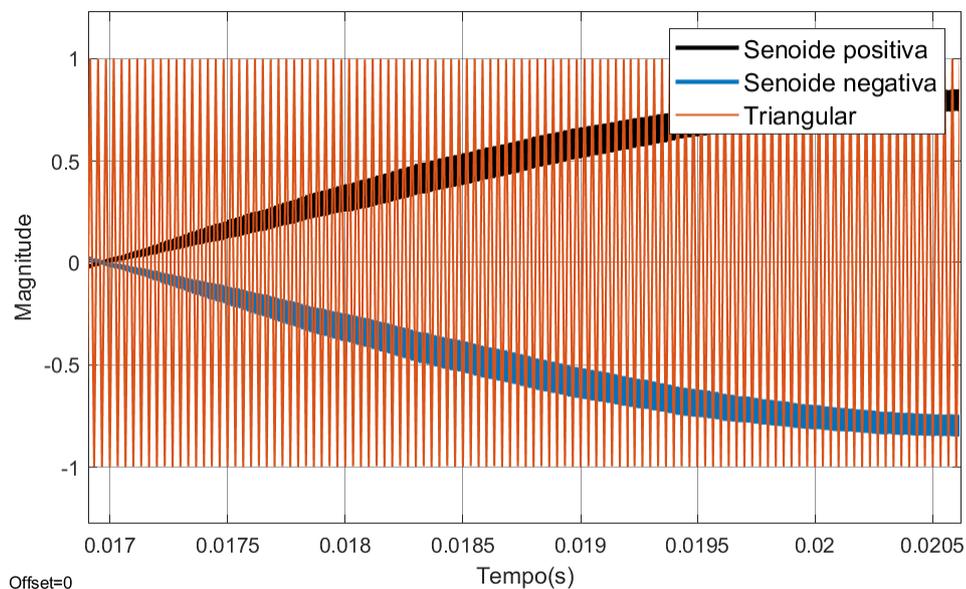
Figura 34 – Erro no controle da corrente



Fonte: Autor

A partir do sinal de saída do compensador duplo polo-zero, é feita a comparação entre as ondas senoidais, modulantes, e a onda portadora triangular a 50kHz . A figura 35 mostra a comparação dos sinais para a produção dos pulsos para chaveamento do conversor.

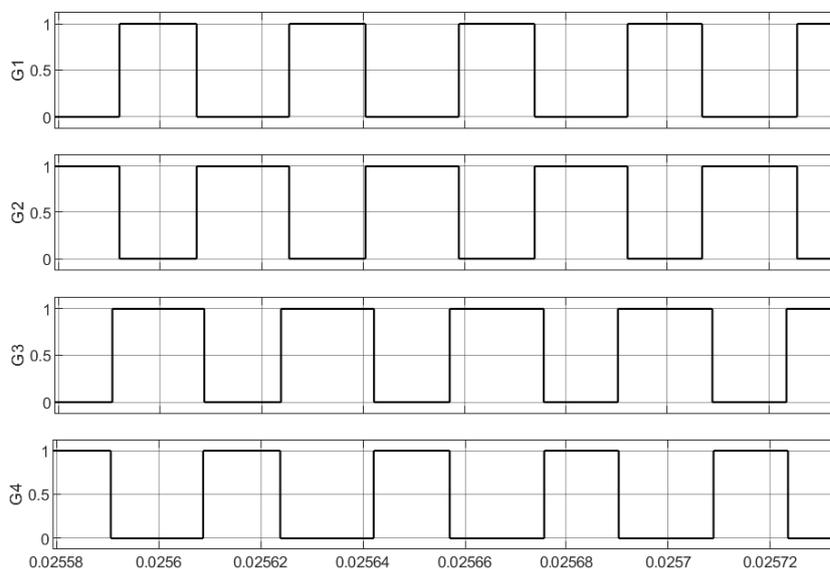
Figura 35 – Comparação de sinais para modulação SPWM unipolar



Fonte: Autor

Por fim, os pulsos gerados pela modulação SPWM unipolar são mostrados na figura 36, aonde são nomeados como $G1 - G4$ os sinais destinados ao acionamento do *Gate* de cada uma das quatro chaves de potência que compõem o conversor.

Figura 36 – Pulso gerados pela modulação SPWM unipolar

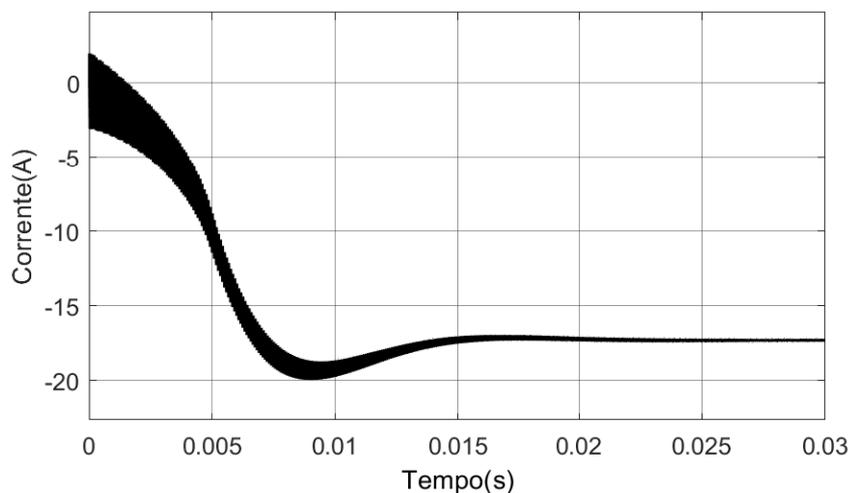


Fonte: Autor

4.2 OPERAÇÃO SIMULADA DO CONVERSOR CC-CC

A validação do segundo estágio do carregador se baseia na sua capacidade de transferência de potência de forma eficiente ao mesmo tempo, em que mantém os níveis e a ondulação de tensão e corrente na bateria limitada nas características de projeto.

Figura 37 – Corrente de carga para a bateria

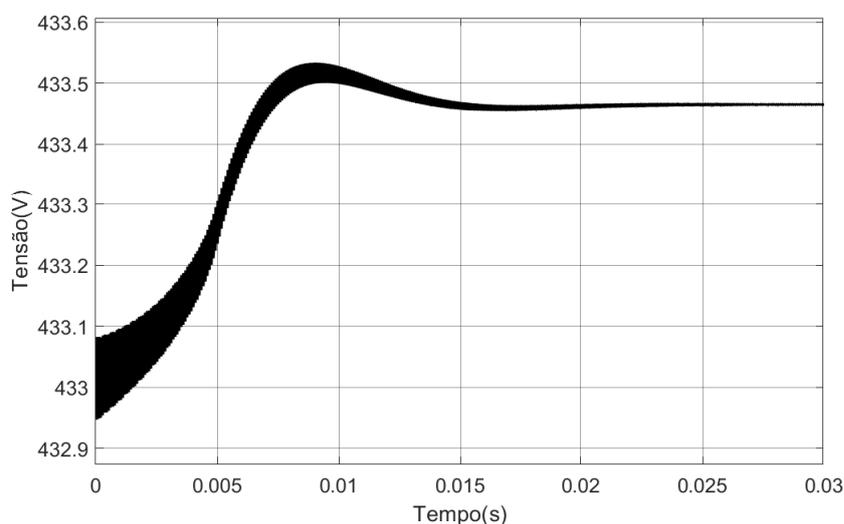


Fonte: Autor

Durante a operação do conversor DAB a corrente direcionada para o carregamento da bateria é demonstrada na figura 37. Durante o período transitório, a corrente apresenta ondulação maior, entretanto, ainda dentro do esperado. A oscilação da corrente é reduzida significativamente quando o sistema atinge o regime permanente. O valor médio da corrente também apresenta ultrapassagem adequada para o projeto, alcançando magnitude menor que 10%.

O conversor DAB também conseguiu manter o nível de tensão adequado para o bom funcionamento da bateria, mesmo não possuindo sistema de controle específico. A figura 38, mostra o sinal de tensão enviado a bateria. A estabilidade natural do DAB para o controle da tensão foi notada durante o processo de testes do conversor, de forma que, para simplificar o projeto do sistema de controle, apenas a corrente foi tratada como variável de controle.

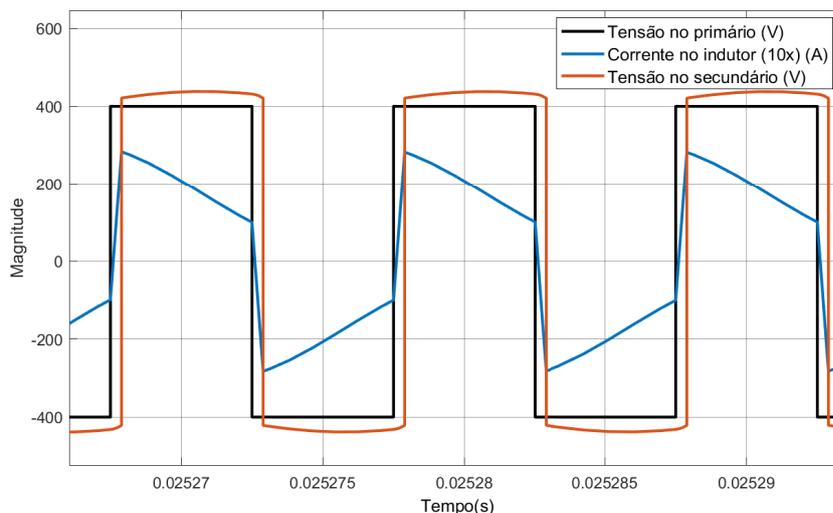
Figura 38 – Tensão de carga para a bateria



Fonte: Autor

A transmissão de potência do conversor DAB é diretamente proporcional ao defasamento angular entre as ondas quadradas no primário e secundário do transformador. Esse defasamento é necessário para haver corrente no indutor de dispersão, L_2 , como mostra a figura 39. O transformador utilizado na simulação possui relação de transformação de 1:1, porém, como a porcentagem de carga da bateria (SOC) adotada para a simulação foi de 80%, a bateria estava operando na parte não linear na sua curva de tensão, dessa forma, apresentou tensão de 433,5V e a diferença entre as ondas quadradas mostradas na figura em questão.

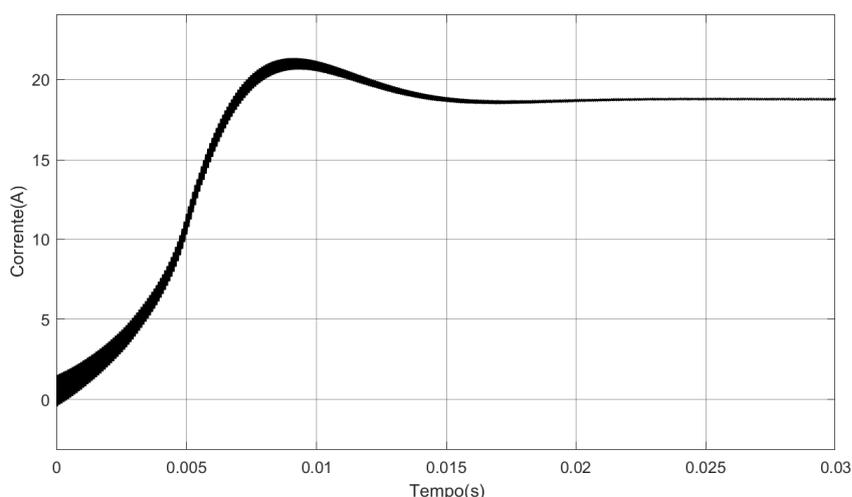
Ainda sobre a figura 39, é possível perceber que o comportamento da corrente do indutor de dispersão ficou próximo do encontrado na literatura, corroborando para o bom funcionamento do modelo produzido.

Figura 39 – Tensão do trafo e corrente em L_2 

Fonte: Autor

A tensão do barramento CC foi simulada como uma fonte CC, dessa forma não apresenta variação durante o processo. Já a corrente drenada pelo conversor DAB, está representada na figura 40. A forma do sinal da corrente de entrada acompanha a forma da corrente da bateria, mesmo que a corrente na bateria apareça como negativo, isso apenas significa que a bateria está sendo carregada. A corrente na entrada do conversor apresenta uma ultrapassagem maior que a corrente de saída, sugerindo um período de funcionamento de regime transitório, que não se repete em regime permanente.

Figura 40 – Corrente drenada do barramento CC

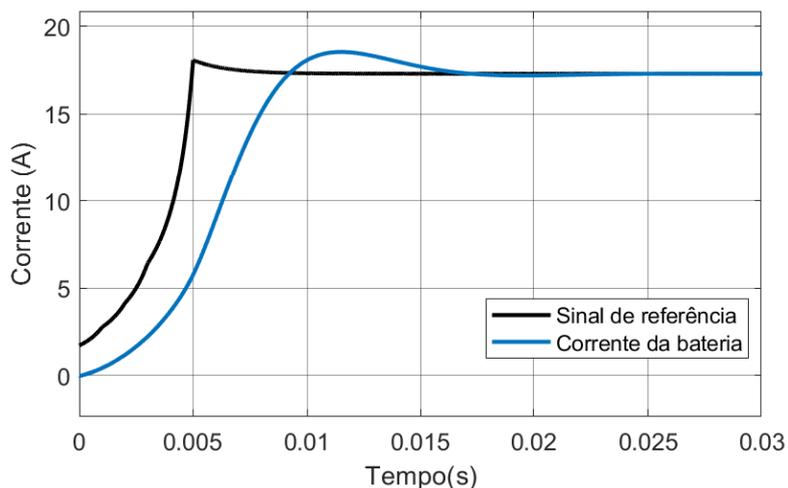


Fonte: Autor

Para alcançar esse estado de funcionamento do conversor, foi necessário o ajuste adequado do compensador duplo polo-zero, a figura 41 mostra o erro do

conversor durante sua operação. Como já citado antes, a resposta do sistema se tornou mais lenta durante o regime transitório, ao mesmo tempo, em que conseguiu alcançar erro zero em regime permanente. Durante o regime permanente o sistema apresentou saída sem ondulação perceptível, superando as expectativas de projeto.

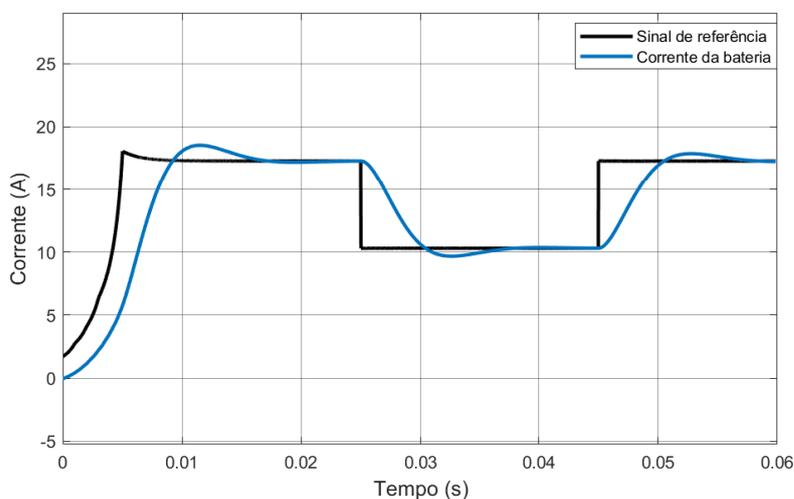
Figura 41 – Erro do controle de Corrente



Fonte: Autor

Para testar a estabilidade do sistema, foi montado um pequeno circuito no SIMULINK que consistiu em uma série de degraus na referência de corrente. O objetivo desse circuito foi a simulação de entrada e saída de carga do sistema e com essa operação baseada mudanças abruptas, com aumento e redução da corrente em 40%, como mostra a figura 42, foi possível validar a estabilidade do sistema de controle ao atingir um resultado com sobressinais de 6,04%.

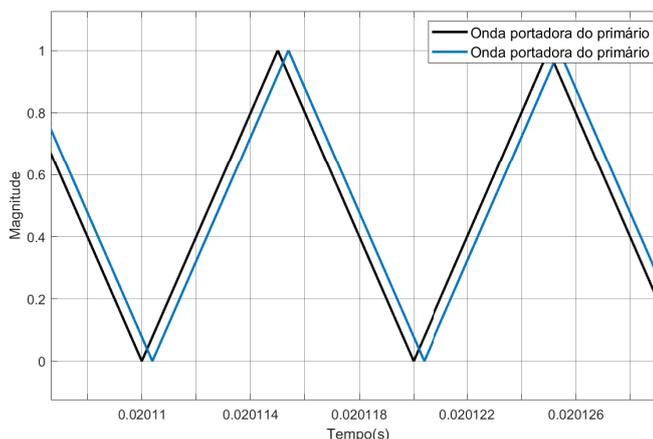
Figura 42 – Teste de estabilidade do controle de corrente



Fonte: Autor

Pela figura 42, é possível perceber que mesmo com a rampa inicial, para tornar a partida do conversor mais suave, o ponto de maior ultrapassagem é no início e após os elementos armazenadores de energia se carregarem, a resposta do sistema se mostra mais estável ao degrau puro, tanto positivo quanto negativo.

Figura 43 – Defasamento angular aplicado à onda portadora

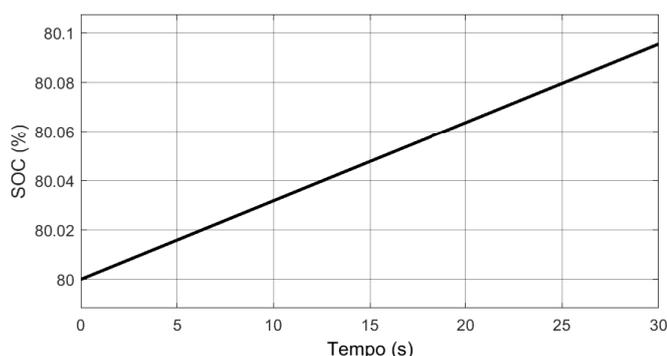


Fonte: Autor

O sinal de saída do compensador duplo polo-zero se transforma em atraso de fase para o chaveamento do segundo conversor *Full-Bridge* que compõe o DAB, para que esse atraso seja transmitido ao PWM a onda portadora triangular é deslocada de fase, como mostra a figura 43. O ângulo φ estimado durante o projeto foi de $15,72^\circ$, enquanto o defasamento encontrado durante o funcionamento do conversor foi de $13,79^\circ$.

Por fim, a carga na bateria pode ser registrada a partir do SOC apresentado na figura 44. Que apresenta crescimento linear durante o período de simulação, alterado para 30s para compreender melhor o comportamento durante a carga. Devido ao tempo de simulação, a estratégia de carregamento foi simplificada para garantir potência constante.

Figura 44 – Carregamento da bateria



Fonte: Autor

5 CONCLUSÃO E CONSIDERAÇÕES FINAIS

A redução das emissões de carbono é uma medida essencial no combate às mudanças climáticas. Como principais fontes dessas emissões, os setores de energia e transporte impulsionam transformações importantes, especialmente na geração de eletricidade, que avança em direção às fontes renováveis, com a geração solar fotovoltaica ganhando destaque tanto em usinas de grande porte quanto em instalações residenciais. No setor de transportes, a mudança se dá pela eletrificação da frota. À medida que essas transformações se estabelecem como padrão, o sistema elétrico deverá evoluir para atender às novas demandas de geração e consumo. Nesse cenário, os EVs podem oferecer uma alternativa viável para o gerenciamento de energia nesse novo modelo de sistema elétrico.

Para incorporar os EVs ao gerenciamento de energia, é preciso infraestrutura apropriada, com o ponto de partida no carregador da bateria. Tal proposta exige fluxo bidirecional de potência no carregador, de forma que opere em G2V ou V2G dependendo da necessidade sistema elétrico. Ainda é necessário atender as normas regulamentadoras referentes a qualidade de energia para que o funcionamento do dispositivo seja eficiente e não prejudique o sistema elétrico.

Durante o desenvolvimento deste projeto, foi possível explorar novas topologias de conversores CC-CC e CA-CC, sendo a configuração escolhida para o carregador de nível 2 bidirecional composta por duas etapas distintas: a primeira etapa utiliza um conversor VSC, enquanto a segunda etapa emprega um conversor DAB. A escolha dessas topologias não é única, já que existem outras opções de carregamento disponíveis na literatura.

No entanto, as topologias adotadas neste trabalho foram selecionadas com o objetivo de minimizar o esforço de implementação e utilizar técnicas de controle já conhecidas e amplamente aceitas na indústria. O conversor VSC em topologia *full bridge* foi escolhido para a primeira etapa devido à sua capacidade de manejar a conversão inicial com eficiência e simplicidade, fornecendo uma tensão contínua estável de 400 V, essencial para o funcionamento subsequente do conversor DAB.

A segunda etapa, com o conversor DAB, foi implementada para aproveitar sua capacidade de realizar a transferência bidirecional de energia entre a rede e as baterias, permitindo não apenas o carregamento eficiente, mas também a descarga controlada quando necessário. Esta configuração é especialmente benéfica para aplicações onde a flexibilidade e a eficiência são cruciais, permitindo ao sistema operar de maneira eficaz tanto em regime de carga quanto de descarga. A utilização do DAB, além de proporcionar um controle preciso sobre o fluxo de energia, contribui para uma gestão térmica mais eficiente e uma melhor adequação aos requisitos de carga dinâmica das baterias.

O projeto de controle de cada etapa conseguiu alcançar os objetivos propostos. Na primeira, para a interface com a rede era necessário um conversor CA-CC e CC-CA capaz de absorver ou injetar potência sem prejudicar a qualidade de energia da rede com alto rendimento, além de garantir ondulação na tensão e corrente do barramento CC abaixo de 5%. Como resultado, o conversor VSC operou com fator de potência unitário, DHT de 0,6%, a ondulação do sinal de tensão no barramento CC se manteve em 3,73% e para o sinal de corrente em 5%.

Enquanto a segunda etapa, os pontos de atenção do sistema de controle foram a corrente do barramento CC, a corrente e tensão que alimentam a bateria e o defasamento angular entre primário e secundário. Os resultados obtidos ficaram dentro das metas especificadas, a corrente média do barramento CC com sobressinal menor que 20%, a corrente e tensão média que alimentam a bateria com ultrapassagem menor que 10%, e por fim, o defasamento angular do conversor em regime permanente foi de 13,79°.

Os carregadores bidirecionais já são implementados pelas fabricantes, o próprio BYD Dolphin, usado como modelo, já é empacado com esse dispositivo. Entretanto, enquanto o modo G2V apresenta capacidade de potência de até 11kW, o modo veículo para carga (V2L) apresenta apenas 3,3kW. Dessa forma, há espaço para avanço desse segmento que deve ocorrer de forma graduada seguindo as tendências do mercado e as novas dinâmicas do setor elétrico.

Em resumo, explorar o tema da Modelagem e Simulação de carregadores *on-board* de nível 2 para Veículos Elétricos, usando conversores VSC e DAB, proporcionou uma compreensão mais profunda sobre o funcionamento dessas tecnologias e os modos de operação. Esse estudo também fortaleceu a base teórica em eletrônica de potência, contribuindo para a elaboração deste trabalho. Durante o desenvolvimento, houve alguns desafios, mas, ao organizar as ideias e seguir os critérios funcionais adequados para as topologias propostas, foi possível concluir o trabalho com êxito.

REFERÊNCIAS

- [1] A. Ahmed, *Eletrônica de Potência*. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2000. Tradução: Bazán Tecnologia e Lingüística, Revisão técnica: João Antonio Martino.
- [2] A. Alemanno, R. Morici, M. Pretelli, and C. Florian, “Design of a 7.5 kw dual active bridge converter in 650 v gan technology for charging applications,” *Electronics*, vol. 12, no. 6, p. 1280, 2023.
- [3] A. Ali, H. H. H. Mousa, M. F. Shaaban, M. A. Azzouz, and A. S. A. Awad, “A comprehensive review on charging topologies and power electronic converter solutions for electric vehicles,” *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, vol. 12, no. 3, pp. 675–694, 2024.
- [4] A. Brown, J. Cappellucci, A. Heinrich, M. Gaus, and E. Cost, “Electric vehicle charging infrastructure trends from the alternative fueling station locator: first quarter 2024,” tech. rep., National Renewable Energy Laboratory, Golden, CO, 2024. NREL/TP-5400-90288.
- [5] E. L. Carvalho *et al.*, “Desenvolvimento de um conversor bidirecional isolado aplicado na carga e descarga de bancos de baterias,” *Eletrônica de Potência*, vol. 23, no. 3, pp. 349–359, 2018.
- [6] L. L. Carvalho, “Modelagem e controle do conversor dual active bridge (dab) aplicado ao gerenciamento da entrega de energia de um banco de baterias,” Master’s thesis, Universidade Federal de Santa Maria, 2019.
- [7] G.-J. Chen and W.-H. Chung, “Evaluation of charging methods for lithium-ion batteries,” *Electronics*, vol. 12, no. 19, p. 4095, 2023.
- [8] S. Govardhan and R. S. Atkar, “A review on electric vehicle charging system based on the renewable energy,” in *International Conference on Inventive Research in Computing Applications (ICIRCA)*, pp. 123–127, 2022.
- [9] C. A. Horowitz, “Paris agreement,” *International Legal Materials*, vol. 55, no. 4, pp. 740–755, 2016.
- [10] M. R. Khalid *et al.*, “A comprehensive review on structural topologies, power levels, energy storage systems, and standards for electric vehicle charging stations and their impacts on grid,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 128069–128094, 2021.
- [11] K. Morrow, D. Darner, and J. Francfort, “Us department of energy vehicle technologies program—advanced vehicle testing activity—plug-in hybrid electric vehicle

- charging infrastructure review,” tech. rep., Idaho National Lab. (INL), Idaho Falls, ID, United States, 2008.
- [12] S. Rahman, I. A. Khan, and M. H. Amini, “A review on impact analysis of electric vehicle charging on power distribution systems,” in *International Conference on Smart Power & Internet Energy Systems (SPIES)*, pp. 420–425, 2020.
- [13] G. Rajendran *et al.*, “A comprehensive review on system architecture and international standards for electric vehicle charging stations,” *Journal of Energy Storage*, vol. 42, p. 103099, 2021.
- [14] H. A. Serhan and E. M. Ahmed, “Effect of the different charging techniques on battery life-time: Review,” in *International Conference on Innovative Trends in Computer Engineering (ITCE)*, pp. 421–426, 2018.
- [15] B. Liu *et al.*, “Design of ac/dc converter for bidirectional on-board battery charger with minimizing the amount of sic mosfet,” in *2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, pp. 1–6, 2017.
- [16] A. Y. Milanez *et al.*, “O acordo de paris e a transição para o setor de transportes de baixo carbono: o papel da plataforma para o biofuturo,” *BNDES Setorial*, pp. [285]–340, mar. 2017.
- [17] B. Tar and A. Fayed, “An overview of the fundamentals of battery chargers,” in *2016 IEEE 59th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, pp. 1–4, 2016.
- [18] T. I. Incorporated, “Design guide: Tida-010054 bidirectional, dual active bridge reference design for level 3 electric vehicle charging stations,” 2019.
- [19] T. Vargas *et al.*, “Estudo da controlabilidade do conversor dual-active bridge em estruturas de conversores em cascata,” *Eletrônica de Potência*, vol. 24, no. 1, pp. 18–26, 2019.
- [20] Fi UNEP, “Climate risks in the transportation sector,” 2024.
- [21] J. Yuan *et al.*, “A review of bidirectional on-board chargers for electric vehicles,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 51501–51518, 2021.
- [22] X. Yan *et al.*, “A bidirectional power converter for electric vehicles in v2g systems,” in *2013 International Electric Machines & Drives Conference*, pp. 254–259, 2013.
- [23] N. Nise, *Control Systems Engineering*. Wiley, 2015.
- [24] H. A. S. E. M. Ahmed, “Effect of the different charging techniques on battery life-time: Review,” *IEEE*, pp. 421–426, 2018.

-
- [25] V. Svoboda, "Batteries | fast charging," in *Encyclopedia of Electrochemical Power Sources* (J. Garche, ed.), pp. 424–442, Amsterdam: Elsevier, 2009.
- [26] E. L. C. da Silva, "Desenvolvimento de conversor bidirecional isolado para controle de carga e descarga de bancos de baterias," 2018.
- [27] E. L. Carvalho *et al.*, "Desenvolvimento de um conversor bidirecional isolado aplicado na carga e descarga de bancos de baterias," *Eletrônica de Potência*, vol. 23, no. 3, pp. 349–359, 2018.
- [28] N. W. M. Kazerani, "A review of bidirectional on-board charger topologies for plugin vehicles," in *2012 25th IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, pp. 1–6, 2012.