

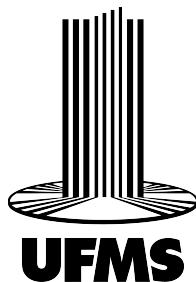
UNIVERSIDADE FEDERAL DE MATO GROSSO DO SUL
FACULDADE DE ENGENHARIAS, ARQUITETURA E URBANISMO E GEOGRAFIA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

SISTEMA CONVERSOR DE POTÊNCIA PARA O CARREGAMENTO RÁPIDO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

Anthony Gabriel Leite de Lima

Campo Grande - MS

1 de dezembro de 2025



UNIVERSIDADE FEDERAL DE MATO GROSSO DO SUL
FACULDADE DE ENGENHARIAS, ARQUITETURA E URBANISMO E GEOGRAFIA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

SISTEMA CONVERSOR DE POTÊNCIA PARA O CARREGAMENTO RÁPIDO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

Anthony Gabriel Leite de Lima

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado como
exigência para obtenção do grau de Bacharel em En-
genharia Elétrica da Universidade Federal de Mato
Grosso do Sul – UFMS.

Orientador: Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito

Campo Grande - MS

1 de dezembro de 2025

SISTEMA CONVERSOR DE POTÊNCIA PARA O CARREGAMENTO RÁPIDO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado como exigência para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul – UFMS.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito

Prof. Dr. Cristiano Quevedo Andrea

MSc. Guilherme M. dos Santos Martines

Campo Grande - MS

1 de dezembro de 2025

DECLARAÇÃO DE AUTORIA DE RESPONSABILIDADE

Anthony Gabriel Leite de Lima, residente e domiciliado na cidade de Campo Grande, Estado do Mato Grosso do Sul, portador do RG 622.XXX.X63 e CPF nº 527.XXX.948-XX, declaro que o Trabalho de Conclusão de Curso apresentado, com o título "SISTEMA CONVERSOR DE POTÊNCIA PARA O CARREGAMENTO RÁPIDO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS" 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, 26 de novembro de 2025.

Assinatura

Anthony Gabriel Leite de Lima

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus, por me conceder força, saúde e sabedoria para chegar até aqui.

Aos meus pais, Antonio e Bianca, expresso minha profunda gratidão por todo o apoio, paciência e pelos ensinamentos valiosos que sempre me motivaram a estudar e alcançar a graduação. Todo o carinho, cuidado e dedicação de vocês foram fundamentais nesta caminhada.

Às minhas irmãs, Maria Gabriela e Maria Betina, agradeço pelo apoio constante, pelos conselhos e por todo o carinho que sempre me acompanharam ao longo desta etapa da minha vida.

À minha avó Francisca, sou imensamente grato por todo o suporte desde o momento em que deixei minha cidade natal no interior e vim morar em Campo Grande. Graças a ela, tive um lar e um amparo essencial durante todos estes anos de faculdade.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito, registro meu sincero agradecimento pela orientação dedicada, pelos conhecimentos transmitidos, pela confiança depositada no desenvolvimento deste trabalho e pela inspiração ao longo de toda a minha trajetória acadêmica. Sua motivação, apoio nos momentos mais difíceis e comprometimento com o nosso crescimento fazem de você não apenas um excelente orientador, mas também um professor admirável e uma pessoa extraordinária.

Aos professores e colaboradores da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul, agradeço pelas contribuições fundamentais à minha formação profissional e humana, por meio de suas aulas, conselhos e incentivos.

Aos colegas e amigos que estiveram presentes durante a graduação, compartilhando aprendizados, desafios e conquistas, deixo minha gratidão. Cada um contribuiu de maneira especial para que esta jornada fosse mais leve e significativa.

Resumo

O presente Trabalho de Conclusão de Curso apresenta o estudo, a seleção, o projeto e a simulação das principais topologias de conversores de potência empregadas em carregadores rápidos *off-board* para veículos elétricos. Inicialmente, discute-se a crescente demanda por infraestrutura de recarga e os requisitos técnicos essenciais para sistemas de carregamento de alta potência, destacando-se a importância da eficiência, da bidirecionalidade e da qualidade da energia. Dentre as diversas alternativas encontradas na literatura, foram analisadas topologias para o estágio CA/CC e para o estágio CC/CC isolado. Entre as opções avaliadas, deu-se ênfase ao conversor T-Type para o estágio CA/CC e ao conversor DAB-CLLC para o estágio CC/CC. A partir dessa análise, desenvolveu-se um modelo computacional de simulação que abrange o dimensionamento dos elementos de cada topologia, a definição das técnicas de modulação e demais detalhes relevantes de projeto, permitindo a realização de testes do funcionamento das topologias. Foram realizadas simulações tanto em malha aberta quanto em malha fechada, de forma simplificada e ainda sem a modelagem completa do sistema de controle. Essas simulações possibilitaram avaliar o comportamento dinâmico das topologias selecionadas, considerando seu desempenho natural quando operando em malha aberta e a resposta inicial sob malha fechada. Os resultados demonstraram que o conversor DAB-CLLC apresenta elevado potencial de aplicação, porém requer metodologias de controle mais elaboradas devido à sua maior complexidade dinâmica. O conversor T-Type, por sua vez, mostrou-se mais simples de implementar, embora também demande aprimoramentos em sua estratégia de controle. O estudo desenvolvido fornece uma base consistente para pesquisas futuras, ao possibilitar a compreensão das alternativas de topologias disponíveis para cada estágio do sistema, bem como de seus respectivos detalhes de projeto e técnicas de modulação. Além disso, evidencia os pontos que ainda necessitam de aperfeiçoamento, contribuindo para o desenvolvimento de carregadores rápidos mais eficientes, robustos e confiáveis.

Palavras-chave: Conversores; Carregadores Rápidos; DAB-CLLC; T-Type; Veículos Elétricos.

Abstract

The present Undergraduate Thesis presents the study, selection, design, and simulation of the main power converter topologies employed in *off-board* fast chargers for electric vehicles. Initially, the growing demand for charging infrastructure and the essential technical requirements for high-power charging systems are discussed, highlighting the relevance of efficiency, bidirectionality, and power quality. Among the various alternatives found in the literature, topologies for both the AC/DC stage and the isolated DC/DC stage were analyzed. Among the evaluated options, emphasis was given to the T-Type converter for the AC/DC stage and to the DAB-CLLC converter for the DC/DC stage. Based on this analysis, a computational simulation model was developed, covering the sizing of the components for each topology, the definition of modulation techniques, and other relevant design aspects, enabling the evaluation of the operational behavior of the converters. Simulations were carried out in both open-loop and closed-loop modes, in a simplified manner and still without full modeling of the control system. These simulations made it possible to assess the dynamic behavior of the selected topologies, considering their natural operation when in open loop and their initial response in closed loop. The results showed that the DAB-CLLC converter has high application potential, although it requires more advanced control methodologies due to its greater dynamic complexity. The T-Type converter, in turn, proved to be simpler to implement, although it also requires improvements in its control strategy. The study provides a solid basis for future research, enabling the understanding of the topological alternatives available for each stage of the system, as well as their respective design details and modulation techniques. Furthermore, it highlights the aspects that still require improvement, contributing to the development of more efficient, robust, and reliable fast chargers.

Keywords: Converters; Fast Chargers; DAB-CLLC; T-Type; Electric Vehicles.

Lista de ilustrações

Figura 1 –	EVs vendidos ao redor do mundo	12
Figura 2 –	Diferentes métodos de carregamento de veículos elétricos	13
Figura 3 –	Configuração típica de um conversor CA/CC com duplo estágio	14
Figura 4 –	Sistemas de carregamento de veículos elétricos <i>on-board</i> e <i>off-board</i>	14
Figura 5 –	Neutral Point Clamped (NPC)	17
Figura 6 –	Vienna Rectifier (VR)	18
Figura 7 –	Conversor T-Type	19
Figura 8 –	Ponte dupla ativa (DAB)	21
Figura 9 –	Conversor resonante LLC	22
Figura 10 –	Conversor T-Type	26
Figura 11 –	A alternância de estados de uma determinada fase	27
Figura 12 –	Caminhos de corrente para o caso de corrente de saída positiva ($i_k > 0$).	28
Figura 13 –	Caminhos de corrente para o caso de corrente de saída negativa ($i_k < 0$).	28
Figura 14 –	Estratégia de modulação PWM	29
Figura 15 –	Sinais de Disparos	29
Figura 16 –	Diagrama de blocos	30
Figura 17 –	Conversor DAB-CLLC	30
Figura 18 –	A aproximação senoidal para uma análise FHA	32
Figura 19 –	Circuito equivalente para o modo de carga referido ao lado primário	33
Figura 20 –	Circuito equivalente para o modo de descarga	35
Figura 21 –	Características de ganho de tensão do conversor CLLC	37
Figura 22 –	Operação $f_s < f_r$	37
Figura 23 –	Operação $f_s > f_r$	38
Figura 24 –	Operação $f_s = f_r$	38
Figura 25 –	Regiões de operação	39
Figura 26 –	Ganho de tensão e frequência normalizada em diferentes valores de k	40
Figura 27 –	Ganho de tensão e frequência normalizada em diferentes valores de Q	41
Figura 28 –	Curvas de ganho para Q constante e variação de k	48
Figura 29 –	Curvas de ganho para k constante e variação de Q	48
Figura 30 –	Conversor DAB-CLLC	51
Figura 31 –	Curva de ganho do tanque ressonante projetado.	51
Figura 32 –	Transferência de energia entre barramentos de Tensão	52
Figura 33 –	Modulação implementada	52
Figura 34 –	Validação da defasagem entre as pontes.	53
Figura 35 –	Modelo monofásico utilizado para validação da modulação.	54
Figura 36 –	Modulação	55
Figura 37 –	Estrutura da modulação <i>multicarrier</i> adotada no conversor T-Type.	55
Figura 38 –	Modulação	56

Figura 39	–	Sinais de <i>gates</i>	56
Figura 40	–	Potência transferida para a carga durante a aplicação dos diferentes ângulos.	58
Figura 41	–	Conversor T-Type	58
Figura 42	–	Tensão e corrente de saída do conversor T-Type em malha aberta.	59
Figura 43	–	Malha de controle implementada para o DAB–CLLC.	61
Figura 44	–	Filtros passa-baixa aplicados aos sinais de potência e corrente.	61
Figura 45	–	Resposta dinâmica instável obtida para o DAB–CLLC.	62
Figura 46	–	Simulação do DAB convencional com a mesma estratégia de controle.	63
Figura 47	–	Potência e corrente do DAB convencional apresentando estabilidade.	63
Figura 48	–	Malha de controle implementada para o conversor T-Type.	64
Figura 49	–	Correntes de entrada obtidas na simulação do conversor T-Type em malha fechada.	65

Lista de tabelas

Tabela 1	–	Comparação entre as topologias CA/CC: NPC, Retificador Vienna e T-Type	20
Tabela 2	–	Comparação entre as topologias DAB, LLC e DAB–CLLC	24
Tabela 3	–	Estados de comutação e respectivas tensões de saída do inversor T-Type trifásico.	27
Tabela 4	–	Comparação dos diferentes pontos de operação do conversor CLLC. . . .	39
Tabela 5	–	Parâmetros nominais do conversor CLLC.	47
Tabela 6	–	Elementos calculados do tanque ressonante CLLC.	50
Tabela 7	–	Parâmetros de projeto do conversor T-Type.	53
Tabela 8	–	Valores aplicados ao sinal $\varphi(t)$ em cada intervalo de tempo.	57

Sumário

1	Introdução	12
1.1	Contextualização	12
1.2	Objetivos	15
1.2.1	Objetivo Geral	15
1.2.2	Objetivos Específicos	15
2	Fundamentação Teórica	16
2.1	Topologias dos Conversores CA/CC	16
2.1.1	Conversor com Ponto Neutro Fixo (NPC)	16
2.1.2	Retificador Vienna (VR)	18
2.1.3	Bidirecional Trifásico Três Níveis (T-type)	18
2.2	Topologias dos Conversores CC/CC	20
2.2.1	Ponte Ativa Dupla (DAB)	21
2.2.2	Conversor Ressonante LLC (LLC)	22
2.2.3	Ponte Ressonante Ativa Dupla CLLC (CLLC)	22
2.3	Seleção Das Topologias	24
2.3.1	Topologia Estágio CA/CC	24
2.3.2	Topologias Estágio CC/CC	25
2.4	Conversor Trifásico Bidirecional de Três Níveis (T-Type)	25
2.4.1	Configuração de Chaveamento	26
2.4.2	Estratégia de Modulação Empregada	28
2.5	Conversor Ressonante de Ponte Ativa Dupla (DAB-CLLC)	30
2.5.1	Metodologia de Projeto	31
2.5.2	Ganho do Conversor	32
2.5.2.1	Ganho de tensão no modo direto (Carregamento)	33
2.5.2.2	Ganho de tensão para modo reverso (Descarga)	35
2.5.2.3	Análise das Equações do Ganho	36
2.5.3	Ponto de Operação	37
2.5.4	Análise das Curvas de Ganho	39
2.5.4.1	Influência do fator de acoplamento k no ganho de tensão	39
2.5.4.2	Influência do fator de qualidade Q no ganho de tensão	40
2.5.5	Técnicas de Controle de Conversores Ressonantes	41
2.5.5.1	Modulação por Frequência de Pulso (PFM)	41
2.5.5.2	Modulação por Deslocamento de Fase (PSM)	42
2.5.5.3	Modulação Híbrida (PFM + PSM)	42
2.5.6	Procedimento de Projeto	44
2.5.6.1	Cálculo do tanque ressonante	45
2.5.6.2	Cálculo da indutância de magnetização	46

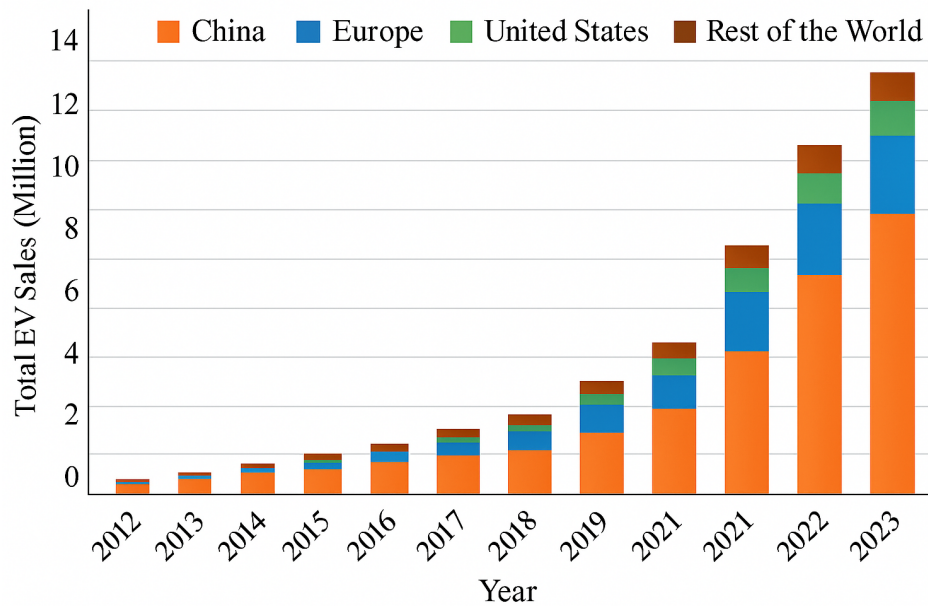
3	Especificações da Simulação	47
3.1	Desenvolvimento da Simulação (DAB-CLLC)	47
3.1.1	Parâmetros de Projeto	47
3.1.2	Relação de Transformação	47
3.1.3	Escolha dos Fatores k e Q	47
3.1.4	Cálculo da Resistência Equivalente	49
3.1.5	Cálculo dos Elementos do Tanque Ressonante	49
3.1.6	Capacitores de Entrada e Saída	50
3.1.7	Tabela dos Elementos Calculados	50
3.1.8	Curva de Ganho do Tanque Projetado	51
3.1.9	Modulação Utilizada	51
3.2	Desenvolvimento da Simulação do Conversor T-Type	53
3.2.1	Parâmetros de Projeto	53
3.2.2	Indutor de Entrada	53
3.2.3	Capacitores do Link CC	54
3.2.4	Modulação Utilizada	54
4	Simulação do Conversor Não Controlado	57
4.1	Simulação do DAB-CLLC em Malha Aberta	57
4.1.1	Aplicação da Defasagem	57
4.1.2	Resultados Obtidos	57
4.2	Simulação do Conversor T-Type em Malha Aberta	58
4.2.1	Resultados Obtidos	59
5	Simulação dos Conversores em Malha Fechada	60
5.1	Simulação do DAB-CLLC em Malha Fechada	60
5.1.1	Resultados	61
5.2	Simulação do Conversor T-Type em Malha Fechada	64
5.2.1	Controle da Corrente de Entrada	64
5.2.2	Resultados	64
6	Considerações Finais e Trabalhos Futuros	66
	Referências	68
	Referências	72

1 Introdução

1.1 Contextualização

Em busca da conservação dos recursos naturais e da redução das emissões de gases de efeito estufa, os veículos elétricos (VEs) destacam-se como uma tendência crescente na indústria automotiva, graças à não emissão de gases, ao menor custo operacional e aos incentivos proporcionados por políticas públicas [1]. Nesse contexto, a aceitação dos carros elétricos pelo mercado tem aumentado significativamente. Em 2022, as vendas de VEs ultrapassaram 10 milhões de unidades, e esse crescimento manteve-se em 2023, quando foram comercializadas aproximadamente 13,6 milhões de unidades em todo o mundo. A Figura 1 apresenta os dados de vendas globais até 2023, evidenciando a clara tendência de expansão do mercado de veículos elétricos [2]. Obviamente, que ainda é necessário evoluir nas tecnologias na redução de custos das baterias e, em estratégias de reutilização e reciclagem destas.

Figura 1 – EVs vendidos ao redor do mundo



Fonte: [2]

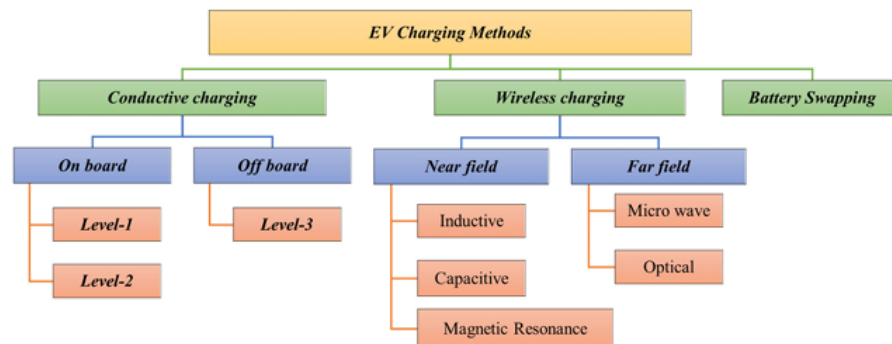
Com o crescimento acelerado da adoção de veículos elétricos, surge também a necessidade de aprimorar a infraestrutura de carregamento, tornando-a econômica, eficiente e confiável, sendo capaz de competir, em um futuro próximo, com a atual infraestrutura de reabastecimento de veículos a combustão, fator essencial para ampliar a aceitação generalizada dos VEs [3].

As três principais tecnologias de recarga de veículos elétricos são apresentadas na Figura 2, o carregamento sem fio, a troca de bateria (ainda em desenvolvimento) e o carregamento condutivo, que é o mais popular e amplamente utilizado. No carregamento condutivo, a energia

é transferida para a bateria por meio do contato direto entre o ponto de carregamento e o veículo elétrico. Em comparação às demais tecnologias, o método condutivo se destaca por oferecer maior eficiência na transmissão de energia [2]. As estações de carregamento podem ser classificadas em nível 1, nível 2 e nível 3. Os dois primeiros níveis são, em geral, utilizados em carregadores domésticos ou em estações públicas de menor potência. Os carregadores de nível 1 apresentam potências inferiores a 2 kW, enquanto os de nível 2 atingem valores em torno de 20 kW, sendo a potência em torno de 7,7 kW bem popular entre os fabricantes. Já os carregadores de nível 3, classificados como carregadores rápidos, operam com potências entre 50 kW e 300 kW [4], possibilitando a recarga do veículo em menos de uma hora. Esses carregadores podem ser integrados ou separados do veículo, sendo os integrados (*on-board*) geralmente aplicados aos níveis 1 e 2, enquanto os externos (*off-board*) correspondem, em sua maioria, aos de nível 3. Além disso, os sistemas de carregamento podem operar com fluxo unidirecional ou bidirecional de potência. No modo bidirecional, a bateria dos veículos elétricos pode fornecer energia à rede elétrica [5].

Dessa forma, os VEs conectados à rede podem operar em diferentes modos, como o V2G (*Vehicle-to-Grid*), em que a energia flui da bateria para a rede, e o G2V (*Grid-to-Vehicle*), em que a rede fornece energia ao veículo. Com a bidirecionalidade dos carregadores e a operação no modo V2G, as baterias dos veículos elétricos podem auxiliar na estabilidade do sistema elétrico, contribuindo para a regulação de tensão, bem como para o controle da potência ativa e reativa [6].

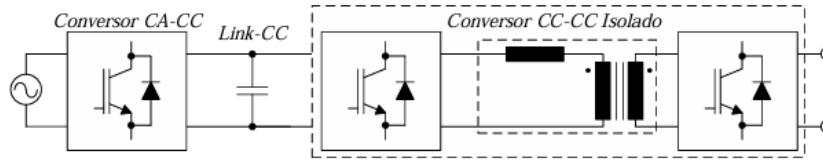
Figura 2 – Diferentes métodos de carregamento de veículos elétricos



Fonte: [2]

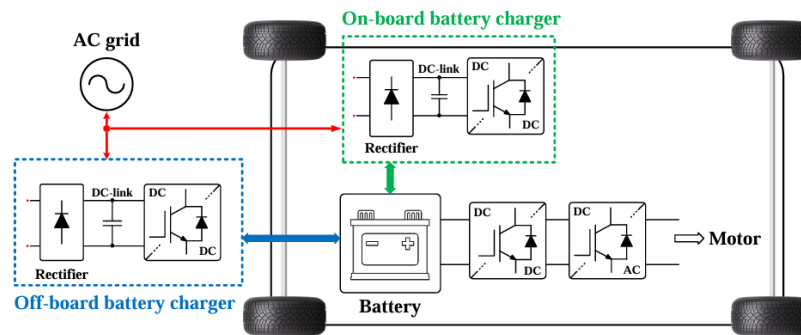
A estrutura de um carregador fora de bordo (*off-board*) é tipicamente composta por dois estágios. O primeiro estágio consiste em um conversor CA/CC trifásico, cuja principal característica é a capacidade de operar com alto fator de potência, garantindo que a corrente absorvida da rede seja senoidal e em fase com a tensão. Já o segundo estágio é responsável por ajustar os níveis de tensão e corrente adequados para o carregamento das baterias, sendo geralmente implementado por meio de um conversor CC/CC isolado [7], como mostrado na Figura 3. A isolamento é um requisito normativo de segurança.

Figura 3 – Configuração típica de um conversor CA/CC com duplo estágio



Fonte: [8]

Já a estrutura típica de um carregador de bordo (*on-board*) é necessariamente mais compacta que a de um carregador fora de bordo, devido à sua menor potência nominal. Assim como os carregadores externos, o modelo *on-board* também é composto por dois estágios principais: um conversor CA/CC, responsável pelo controle do fator de potência (FP), e um conversor CC/CC, que regula a tensão contínua fornecida à bateria. Além desses estágios, há ainda um conversor CC/CC adicional, utilizado para a alimentação de circuitos auxiliares e um conversor para o acionamento do motor de tração [2]. A Figura 4 apresenta um exemplo ilustrativo de uma estrutura que integra carregadores de bordo e fora de bordo.

Figura 4 – Sistemas de carregamento de veículos elétricos *on-board* e *off-board*

Fonte: [9]

Para que os sistemas de recarga de veículos elétricos possam competir de forma mais eficiente com a infraestrutura de abastecimento de veículos a combustão interna, a melhor configuração consiste na utilização da tecnologia de carregamento por condução, implementada em um carregador fora de bordo de nível 3. Esse tipo de carregador é composto por dois estágios baseados em topologias que permitem o fluxo bidirecional de potência, reunindo características que o tornam eficiente, robusto e capaz de proporcionar uma recarga rápida dos veículos elétricos.

1.2 Objetivos

1.2.1 Objetivo Geral

Este trabalho tem como principal objetivo o estudo das topologias mais empregadas em carregadores rápidos do tipo *off-board*, com o intuito de selecionar, entre elas, aquelas mais adequadas para o desenvolvimento de um modelo de simulação computacional completo de um carregador rápido, validando o desempenho de cada estágio de conversão e de suas respectivas estratégias de controle.

1.2.2 Objetivos Específicos

Para o alcance do objetivo geral, foram definidos os seguintes objetivos específicos:

- Realizar uma revisão bibliográfica sobre as principais topologias de conversores utilizadas nos estágios CA/CC e CC/CC de carregadores rápidos de veículos elétricos;
- Selecionar, dentre as topologias estudadas na literatura, uma configuração adequada para o estágio CA/CC e outra para o estágio CC/CC isolado, considerando critérios de eficiência, custo e complexidade;
- Projetar e dimensionar os elementos que compõem as topologias escolhidas, de acordo com requisitos técnicos.
- Desenvolver o modelo de simulação computacional completo das topologias escolhidas.

2 Fundamentação Teórica

Neste capítulo são apresentadas as principais topologias empregadas em carregadores rápidos *off-board* de alta potência para veículos elétricos do tipo 3, com ênfase nos conversores utilizados nos estágios de conversão CA/CC e CC/CC. Além disso, discute-se a fundamentação teórica que embasa a escolha das topologias adotadas e seu princípio de funcionamento.

2.1 Topologias dos Conversores CA/CC

O conversor CA/CC é essencial na primeira etapa de conversão dos carregadores de veículos elétricos, atuando como a principal interface entre a rede elétrica e o barra-mento de corrente contínua. Para garantir o funcionamento adequado, é fundamental que determinados requisitos sejam atendidos em ambos os lados do sistema.

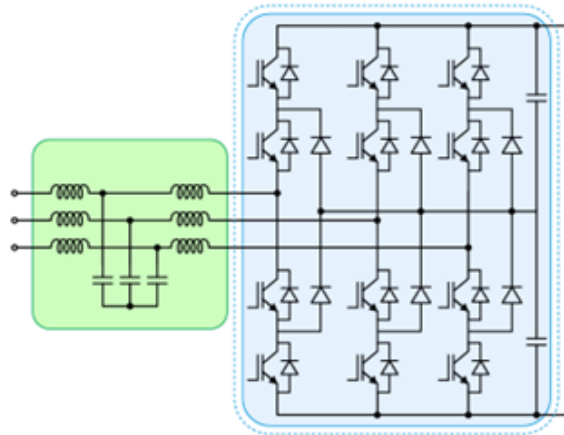
Um dos principais desafios está relacionado às características intrínsecas dos conversores chaveados, que tendem a gerar harmônicos indesejados na corrente de entrada. Esses harmônicos são injetados na rede, comprometendo a qualidade da energia e podendo afetar a estabilidade do sistema elétrico. Para mitigar esse problema, os conversores da etapa CA/CC devem operar também como corretores de fator de potência (CFP), assegurando elevado fator de potência, robustez, alta eficiência e baixa distorção harmônica total (DHT) na corrente de entrada. Esses parâmetros são fundamentais para a seleção e o projeto do conversor utilizado nesta etapa [10] [11].

Nas subseções a seguir são apresentadas as principais topologias de conversores CA/CC utilizadas no carregamento de veículos elétricos.

2.1.1 Conversor com Ponto Neutro Fixo (NPC)

O conversor com Ponto Neutro Fixado (NPC, Neutral Point Clamped) ilustrado na Figura 5 é uma das topologias multiníveis (MLC) mais utilizadas em carregadores *off-board* de alta potência, frequentemente operando como um conversor boost de três níveis [12].

Figura 5 – Conversor com Ponto Neutro Fixo (NPC)



Fonte: [13]

Esta topologia atende aos requisitos de qualidade essenciais para o estágio CA/CC, incluindo baixa DHT na corrente de entrada, alta eficiência e alta densidade de potência. Além disso, oferece fluxo de potência bidirecional e uma ampla faixa de operação com fator de potência elevado [14].

Como uma topologia multinível, o NPC oferece vantagens intrínsecas: os interruptores bloqueiam apenas metade da tensão do barramento CC ($V_{DC}/2$), o que reduz o estresse de tensão nos componentes e permite menores perdas por comutação. Isso também contribui para a redução do tamanho dos filtros passivos [15].

Uma característica de destaque do NPC é a capacidade de criar um barramento CC bipolar. Isso possibilita, por exemplo, a conexão de dois conversores CC-CC independentes, cada um operando com metade da tensão total do barramento, o que pode simplificar o projeto dos estágios de potência subsequentes e permitir uma distribuição modular da potência. Essa característica aumenta a flexibilidade do sistema e a capacidade total de fornecimento de energia da estação de carregamento [7].

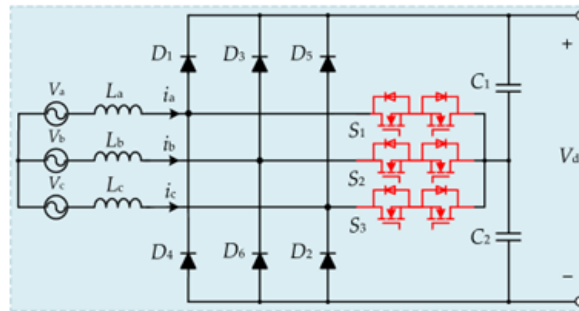
Apesar de suas qualidades, o conversor NPC apresenta desvantagens significativas. A complexidade de seu sistema de controle é classificada de moderada a elevada, um desafio impulsionado primariamente pela dificuldade em manter o equilíbrio de tensão no ponto neutro. Esse desbalanceamento é um problema crítico, especialmente em barramentos bipolares, e, geralmente, não pode ser resolvido apenas com técnicas de modulação. Para mitigar essa questão, torna-se necessária a implementação de métodos de controle avançados ou a adição de circuitos de balanceamento dedicados [14] [16].

Outro ponto desfavorável é o elevado número de semicondutores (tipicamente 12 interruptores ativos e 6 passivos - diodos). Esse elevado número de componentes não apenas eleva o custo da topologia, mas também resulta em perdas por condução consideráveis, devido à quantidade de elementos em série no caminho da corrente [17].

2.1.2 Retificador Vienna (VR)

Outra topologia multinível conhecida e utilizada em sistemas de alta potência, como carregadores de veículos elétricos, é o Retificador Vienna (VR), ilustrado na Figura 6. Operando como uma topologia boost trifásica de três níveis, sua estrutura combina as vantagens dos conversores multiníveis, semelhantes às descritas para a topologia NPC. Essas qualidades incluem baixa DHT na corrente de entrada, alta eficiência, alta densidade de potência e menor estresse de tensão nos interruptores (metade da tensão do barramento CC) o que resulta em menores perdas por comutação e permite a redução do tamanho dos filtros passivos [14] [17] .

Figura 6 – Vienna Rectifier (VR)



Fonte: [1]

Apesar dessas vantagens, o VR apresenta certas limitações. A principal é sua operação inerentemente unidirecional de potência, o que o impede de ser usado em aplicações veículo-pararede (V2G). Adicionalmente, este compartilha o desafio comum das topologias de três níveis quanto à necessidade de balanceamento da tensão do *link* CC. Outro ponto a ser destacado é o limitado controle do fator de potência [13] [18].

Comparando o VR com o conversor NPC, ambos compartilham muitas vantagens por pertencerem à família das topologias multiníveis. No entanto, o VR utiliza menos interruptores ativos (tipicamente 6 ativos e 6 diodos passivos) em comparação com o NPC (12 ativos e 6 diodos passivos), o que pode levar a um custo potencialmente menor e menor complexidade nos circuitos de acionamento. Enquanto o NPC é inerentemente bidirecional, o VR é unidirecional [19].

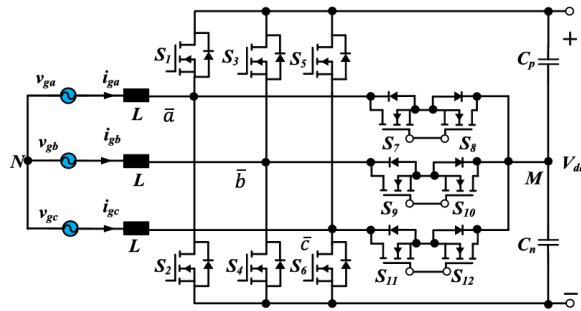
Sendo assim, o Retificador Vienna representa uma alternativa interessante para carregadores rápidos onde o fluxo bidirecional de potência não é um requisito, oferecendo um bom equilíbrio entre eficiência, desempenho e complexidade reduzida de componentes ativos em comparação com o NPC.

2.1.3 Bidirecional Trifásico Três Níveis (T-type)

Uma variação bidirecional do Retificador Vienna (VR), denominado conversor T-type, mostrado na Figura 7 surgiu como uma solução promissora para a interface CA/CC em aplicações de carregadores de VE de alta potência. Basicamente, este substitui a ponte de diodos de entrada do VR por interruptores ativos (como MOSFETs ou IGBTs), permitindo o fluxo de potência em ambas as direções [16].

O T-Type combina aspectos positivos dos conversores de dois níveis, como baixas perdas por condução e princípio de operação simples, com as vantagens inerentes aos conversores de três níveis. Essas vantagens incluem baixas perdas de chaveamento, qualidade superior da tensão de saída, menor estresse de tensão sobre os semicondutores com alguns interruptores suportando VDC e outros apenas $VDC/2$ e baixa DHT. Comparado à topologia NPC convencional, o T-Type elimina os seis diodos de grampeamento (*clamping diodes*) presentes no NPC, reduzindo o número de componentes passivos no caminho da corrente. Essa característica resulta em menores perdas por condução. Além disso, sua capacidade de operação bidirecional torna essa topologia especialmente adequada para aplicações com suporte veículo-para-rede (V2G) [6].

Figura 7 – Conversor T-Type



Fonte: [14]

No entanto, o conversor T-type também apresenta desafios. Além das limitações comuns aos conversores de três níveis, como a complexidade de controle moderada, ele enfrenta o desafio do balanceamento de tensão do ponto neutro. Esse desequilíbrio, decorrente da assimetria nas tensões dos capacitores do barramento CC, pode exigir circuitos ou estratégias de controle adicionais para ser mitigado.

Com base nas características apresentadas, a Tabela 1 resume de forma comparativa os principais parâmetros relevantes das topologias CA/CC analisadas, destacando os aspectos que motivaram a seleção da topologia T-Type para o estágio frontal.

Tabela 1 – Comparação entre as topologias CA/CC: NPC, Retificador Vienna e T-Type

Critério	NPC	(VR)	T-Type
DHT na corrente de entrada	Baixa (multinível)	Baixa (multinível)	Baixa (multinível)
Eficiência	Alta	Alta	Alta
Densidade de potência	Alta	Alta	Alta
Bidirecionalidade (G2V/V2G)	Sim	Não (unidirecional)	Sim (naturalmente bidirecional)
Número de componentes	12 chaves + 6 diodos (alto)	6 chaves + 6 diodos (menor que NPC)	Menos diodos que NPC (elimina diodos de grampeamento)
Perdas por condução	Maiores (mais dispositivos em série)	Baixas (menos dispositivos ativos)	Menores que NPC (elimina diodos de grampeamento)
Balanceamento do ponto neutro	Necessário; problema crítico em barramentos bipolares	Também exige balanceamento do link CC	Desafio presente; requer estratégias adicionais
Complexidade de controle	Moderada a alta	Moderada	Moderada
Barramento CC bipolar	Sim — permite dividir carga entre dois conversores CC/CC	Sim (característica herdada das topologias de 3 níveis)	Sim (3 níveis divididos em dois capacitores)
Fluxo de potência	Bidirecional	Unidirecional	Bidirecional
Aplicação típica	Carregadores off-board de alta potência; modularidade	Carregadores onde V2G não é necessário; menor custo de acionamento	Carregadores rápidos com suporte V2G e menores perdas

Fonte: Autor.

2.2 Topologias dos Conversores CC/CC

O estágio conversor CC/CC tem como função realizar a interface entre o barramento CC proveniente do estágio frontal CA/CC e a bateria do veículo elétrico. Esse estágio tem como principal objetivo regular a tensão e a corrente de saída, adequando-as precisamente às características e necessidades da bateria durante o processo de recarga, considerando os modos de carregamento especificados, como o modo de corrente constante (CC) e o modo de tensão constante (CV), entre outras estratégias empregadas [1] [13].

De forma geral, existem duas arquiteturas principais de conversores CC/CC: não isoladas e isoladas. Para aplicações de carregamento de veículos elétricos, especialmente em carregadores *off-board* de alta potência, as topologias isoladas são geralmente necessárias e preferidas. A principal razão para isso é a exigência de que a bateria do VE permaneça eletricamente flutuante (sem aterramento) em relação à rede elétrica [13]. O isolamento galvânico, normalmente obtido por meio de um transformador de alta frequência integrado ao conversor CC/CC, é essencial para garantir essa separação elétrica entre a bateria e a rede [20].

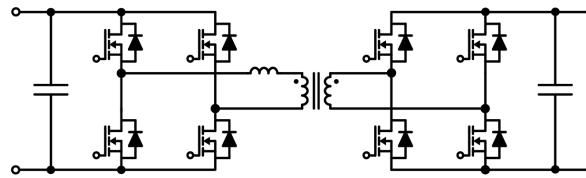
Além da função primária de carregamento (*Grid-to-Vehicle* – *G2V*), muitas topologias de conversores CC/CC isolados apresentam a capacidade de fluxo bidirecional de potência. Essa característica permite que o conversor opere não apenas transferindo energia da rede para

o veículo, mas também no sentido inverso, do veículo para a rede (*Vehicle-to-Grid* – *V2G*), proporcionando maior flexibilidade e integração com o sistema elétrico [12].

2.2.1 Ponte Ativa Dupla (DAB)

Ponte Ativa Dupla (DAB), ilustrado na Figura 8 é amplamente utilizado em aplicações que demandam alta densidade de potência, isolamento galvânico e fluxo bidirecional de energia, sendo uma das principais topologias empregadas em sistemas de conversão CC/CC de alta potência, como carregadores rápidos *off-board* de veículos elétricos. Sua estrutura é composta por duas pontes completas ativas interligadas por um transformador de alta frequência, responsável por fornecer o isolamento elétrico entre os lados primário e secundário. Essa configuração permite a transferência de energia em ambos os sentidos, da rede para o veículo (G2V) e do veículo para a rede (V2G). [13] [19].

Figura 8 – Ponte dupla ativa (DAB)



Fonte: [16]

O princípio de operação do DAB baseia-se no controle do deslocamento de fase entre as tensões geradas nas pontes primária e secundária. A indutância de fuga do transformador atua como o principal elemento de transferência de energia, aumentando ou diminuindo a potência conforme o ângulo de defasagem aplicado. Essa característica possibilita controle preciso da potência transferida, estrutura de controle simplificada e comutação sob tensão nula (ZVS) em ampla faixa de operação, o que reduz significativamente as perdas de chaveamento e melhora a eficiência global do conversor [13] [14].

Entre as principais vantagens do DAB estão sua alta densidade de potência, elevada eficiência energética, capacidade bidirecional nativa e característica buck-boost, que permite adequar a operação a diferentes níveis de tensão de entrada e saída. Além disso, a comutação suave reduz o estresse sobre os semicondutores e os requisitos de dissipação térmica, contribuindo para a compactação do sistema e aumento da confiabilidade [12].

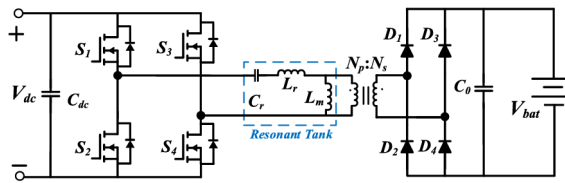
Apesar de suas vantagens, o conversor DAB apresenta algumas limitações operacionais. Em condições de ampla variação de tensão ou carregamento assimétrico, podem ocorrer correntes reativas elevadas e picos de corrente que reduzem a eficiência e podem levar à saturação do transformador. Também existe um compromisso inerente entre a faixa de operação de ZVS e a redução de perdas reativas, exigindo estratégias de controle otimizadas para manter o desempenho ideal em diferentes condições de operação [12] [14].

2.2.2 Conversor Ressonante LLC (LLC)

O conversor ressonante LLC, ilustrado na Figura 9, é composto por dois estágios de conversão de energia. O estágio primário consiste em um conversor em ponte completa, cuja frequência de comutação é controlada, enquanto o estágio secundário é formado por um retificador em ponte de diodos.

Pertencente à família dos conversores isolados do tipo ressonante, o LLC utiliza um tanque composto por dois indutores e um capacitor. A interação entre esses elementos, definida pela frequência de comutação, permite ajustar a impedância do tanque conforme as condições de carga, garantindo uma operação eficiente e flexível [13] [21].

Figura 9 – Conversor ressonante LLC



Fonte: [14]

Entre as principais vantagens do conversor ressonante LLC, destacam-se sua capacidade de operar com comutação suave apresentando comutação em zero de tensão (ZVS) nos interruptores do lado primário e comutação em zero de corrente (ZCS) nos diodos do lado secundário. Essas características estão entre os maiores benefícios dessa topologia. Além disso, a configuração do conversor é especialmente adequada para aplicações de alta potência, pois permite alcançar elevada densidade de potência e bom desempenho em uma ampla faixa de tensão de saída [17].

Por outro lado, em aplicações voltadas ao carregamento de baterias, surgem desafios adicionais devido às características não lineares dessas cargas, que variam conforme o perfil de carregamento e o estado de carga (SOC). Diferentemente de uma carga puramente passiva em que a tensão de saída do LLC é determinada principalmente pela corrente de carga, a tensão de uma bateria depende de sua condição de carga e da estratégia de controle adotada. Essa dependência introduz uma variedade de modos de operação, tornando o comportamento do conversor mais complexo de analisar [17].

Em especial, sob condições de carga leve, o conversor LLC apresenta maior dificuldade em manter a condição de ZVS em uma ampla faixa de tensões de saída, devido à presença de correntes e tensões não lineares no tanque ressonante. Essas limitações exigem técnicas de controle mais avançadas para garantir a eficiência e a estabilidade do sistema em diferentes regimes de operação [17].

2.2.3 Ponte Ressonante Ativa Dupla CLLC (CLLC)

O conversor Ponte Ressonante Ativa Dupla CLLC (DAB-CLLC) representa uma evolução da topologia DAB convencional, ao combinar as vantagens do isolamento galvânico, da

comutação suave e da transferência bidirecional de potência. Essa configuração tem sido amplamente estudada para aplicações em sistemas de VEs, especialmente em sistemas *off-board* de alta potência, devido à sua elevada eficiência, alta densidade de potência e capacidade de operação bidirecional [22]

De modo geral, o conversor CLLC apresenta eficiência superior à do conversor DAB. Isso ocorre porque, no DAB, os dispositivos semicondutores deixam de operar sob a condição de comutação em zero tensão (ZVS) quando submetidos a cargas leves, ou seja, em baixos níveis de corrente de saída. Além disso, o controle SPS empregado no DAB gera um fluxo expressivo de potência reversa, o que reduz a eficiência global do sistema [6].

Outro aspecto relevante é que o DAB convencional apresenta maiores perdas no transformador, uma vez que a corrente alternada contém componentes harmônicas significativas. Por esse motivo, o conversor DAB não ressonante requer o uso de filtros adicionais para atenuar tais harmônicos na saída [6].

Dessa forma, o conversor DAB-CLLC se destaca por oferecer maior densidade de potência, resultado direto de seu comportamento ressonante e das menores perdas de comutação associadas [6].

Por outro lado, a topologia DAB apresenta menor complexidade de controle em comparação ao conversor CLLC. Enquanto, no DAB, o ganho de conversão é aproximadamente linear em relação ao deslocamento de fase e proporcional à carga, no CLLC essa relação é não linear, o que exige estratégias de controle mais elaboradas. Além disso, o conversor CLLC enfrenta maior dificuldade para manter alta eficiência em uma ampla faixa de variação de tensão de saída [6].

A Tabela 2 apresenta uma comparação direta entre as topologias CC/CC estudadas, enfatizando suas vantagens, limitações e adequação ao carregamento rápido de veículos elétricos.

Tabela 2 – Comparação entre as topologias DAB, LLC e DAB-CLLC

Critério	DAB	LLC	DAB-CLLC
Isolamento galvânico	Sim (transformador HF)	Sim (transformador HF)	Sim (transformador HF)
Bidirecionalidade	Nativa (G2V/V2G)	Não bidirecional (retificador secundário)	Nativa (mesma do DAB)
Densidade de potência	Alta	Alta	Muito alta (melhor entre as três)
Eficiência	Alta, porém degradada por correntes reativas sob certas condições	Alta, principalmente devido à operação ressonante com ZVS/ZCS	Superior à do DAB; menores perdas de comutação e menores perdas no transformador
Comutação	ZVS ampla, dependente da carga; perde ZVS em carga leve	ZVS nos MOSFETs e ZCS nos diodos	Comutação suave e perdas reduzidas; melhor comportamento que DAB
Comportamento em carga leve	Perde ZVS; aumenta corrente reativa; pode saturar transformador	Dificuldade maior para manter ZVS; tensões/correntes não lineares no tanque	Melhor que LLC isolado, mas ainda dependente de controle avançado
Controle	Relativamente simples (ganho quase linear com o ângulo de fase)	Mais complexo devido à natureza ressonante e modos múltiplos	Mais complexo entre os três: relação não linear e necessidade de controle avançado
Perdas reativas / corrente reativa	Pode apresentar níveis elevados dependendo da variação de tensão e carga	Baixas (topologia ressonante)	Menores que no DAB graças ao tanque ressonante
Resposta a variação de tensão	Opera em ampla faixa, mas com corrente reativa crescente	Boa, mas limitada pelo ponto de ressonância; desempenho piora fora da frequência ideal	Melhor densidade e eficiência, porém eficiência pode cair em ampla faixa de variação
Necessidade de filtros adicionais	Pode exigir filtros devido a harmônicos no transformador	Não necessita (ressonante)	Não necessita (ressonante, perdas reduzidas)

Fonte: Autor.

2.3 Seleção Das Topologias

Considerando as topologias apresentadas para cada um dos estágios do carregador *off-board*, e levando em conta os principais requisitos de desempenho e qualidade para a sua seleção, apresentam-se nas subseções seguintes as características e qualidades desejáveis de cada topologia, bem como as topologias escolhidas e seus respectivos aspectos mais atrativos.

2.3.1 Topologia Estágio CA/CC

Para o estágio CA/CC, foram analisadas as diferentes topologias descritas nas seções anteriores, a saber: NPC, VR e T-Type, todas pertencentes à categoria de conversores multiníveis do tipo boost.

A adoção dessas topologias apresenta diversos benefícios. Por se tratarem de configurações do tipo boost, elas proporcionam maior eficiência devido às menores correntes circulantes em aplicações de alta potência, resultando em menores perdas. Além disso, as topologias multiníveis oferecem formas de onda de tensão e corrente mais suaves, com menor distorção harmônica quando comparadas às topologias de dois níveis operando na mesma frequência. Isso reduz sig-

nificativamente o volume dos indutores de filtro do lado da rede, contribuindo para o aumento da densidade de potência do sistema [1].

O aumento do número de níveis também reduz a taxa de variação da tensão (dv/dt) e as perdas associadas à comutação. Ademais, a tensão suportada por cada interruptor durante o bloqueio é menor, o que torna essas topologias especialmente adequadas para sistemas de alta potência, como os empregados em estações de carregamento de veículos elétricos [1].

Dessa forma, considerando múltiplos critérios, como eficiência, densidade de potência, confiabilidade, custo e qualidade da energia, a topologia VR bidirecional (T-Type) é a mais adequada para o estágio CA/CC. Suas vantagens em termos de desempenho justificam essa escolha.

2.3.2 Topologias Estágio CC/CC

Para o estágio CC/CC, foram analisadas as topologias apresentadas nas seções anteriores LLC, DAB e DAB-CLLC a fim de identificar a mais adequada para essa etapa do sistema.

O conversor DAB apresenta comutação em zero de tensão (ZVS) apenas durante o *turn-on* e em regiões limitadas de operação. Consequentemente, as perdas durante o *turn-off* dos dispositivos semicondutores tornam-se elevadas, reduzindo o rendimento do conversor em frequências mais elevadas. Além disso, a eficiência do conversor CLLC é superior à do DAB, em uma maior faixa de potência, uma vez que o último não mantém ZVS sob cargas leves [6].

Como alternativa, surge o conversor DAB-CLLC, que preserva o mesmo arranjo de semicondutores do DAB, mas incorpora o tanque ressonante característico do CLLC. Em comparação ao conversor LLC, o DAB-CLLC apresenta maior eficiência e densidade de potência, além de menores perdas globais, conforme demonstrado em [6].

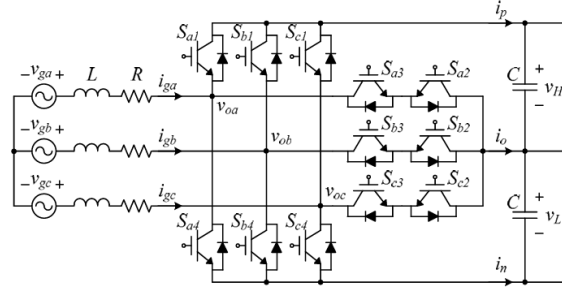
Dessa forma, com base na análise comparativa das topologias aplicáveis ao estágio CC/CC isolado, conclui-se que a topologia DAB-CLLC apresenta desempenho superior às demais alternativas. Embora exija um projeto mais complexo e apresente desafios em manter elevada eficiência em uma ampla faixa de tensão de saída, o DAB-CLLC destaca-se como uma solução altamente promissora para este estágio do sistema.

2.4 Conversor Trifásico Bidirecional de Três Níveis (T-Type)

Nesta seção é apresentada a fundamentação teórica do conversor T-Type, abordando desde os detalhes de seu modelo de circuito até os principais aspectos de funcionamento

Como ilustrado na Figura 10 a topologia T-Type selecionada para o estágio CA/CC. Trata-se de um conversor trifásico de três níveis, projetado para aplicações conectadas à rede elétrica e acoplado ao sistema por meio de um filtro indutivo [14].

Figura 10 – Conversor T-Type



Fonte: [23]

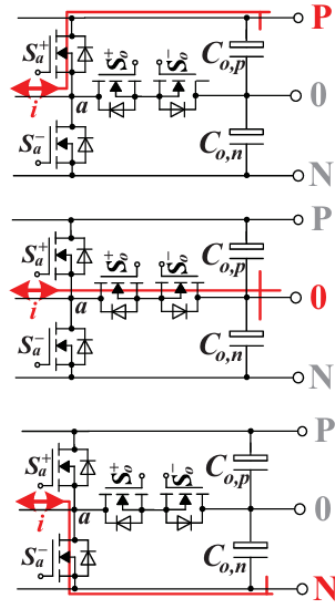
Os conversores T-Type representam uma evolução das topologias multiníveis e apresentam vantagens significativas na faixa de frequência média (6–30 kHz) [24]. A estrutura empregada reduz o número de dispositivos semicondutores no caminho de condução da corrente, o que resulta em menores perdas de condução e de comutação. Devido a característica multinível, observa-se uma redução na DHT e uma melhora na qualidade da energia fornecida, como destacado em [24].

Um aspecto importante dessa configuração é a presença de um interruptor bidirecional localizado no ponto médio do link CC, responsável por bloquear apenas metade da tensão do barramento ($V_{dc}/2$). Essa característica permite a utilização de dispositivos com menor tensão nominal, reduzindo o estresse elétrico e as perdas associadas. Nesse contexto, a topologia T-Type surge como uma alternativa superior ao NPC tradicional, oferecendo menor dissipação de energia e maior eficiência global [24].

2.4.1 Configuração de Chaveamento

A configuração adotada no conversor T-Type possibilita que a saída de cada fase da ponte seja conectada a três diferentes níveis de tensão do barramento CC, positivo (P), neutro (0) ou negativo (N), conforme ilustrado na Figura 11. Como ilustrado na Figura 11 o modelo monofásico equivalente do conversor T-Type, utilizado para a análise dos estados de chaveamento.

Figura 11 – A alternância de estados de uma determinada fase



Fonte: [25]

Como apresentado na Tabela 3 os estados de operação, os respectivos estados de comutação e as tensões de saída geradas em relação ao ponto neutro do barramento CC.

Tabela 3 – Estados de comutação e respectivas tensões de saída do inversor T-Type trifásico.

Mudança de Estado	Comutação de Status				Tensão de Saída
	S_{a+}	S_{o-}	S_{o+}	S_{a-}	
P	ON	ON	OFF	OFF	$+V_{dc}/2$
O	OFF	ON	ON	OFF	0
N	OFF	OFF	ON	ON	$-V_{dc}/2$

Fonte: Adaptado de [24].

Com base nessa tabela, o funcionamento do inversor T-Type pode ser descrito da seguinte forma: no estado positivo (P), as chaves S_{a+} e S_{o-} permanecem ligadas, enquanto S_{o+} e S_{a-} estão desligadas. Nessa condição, fase é conectado ao terminal positivo do barramento CC, resultando em uma tensão de saída igual a $+V_{dc}/2$ em relação ao neutro.

No estado zero (0), as chaves S_{o+} e S_{o-} são acionadas, enquanto S_{a+} e S_{a-} permanecem desligadas. Dessa forma, fase é conectado diretamente ao ponto neutro do barramento CC, produzindo uma tensão de saída nula.

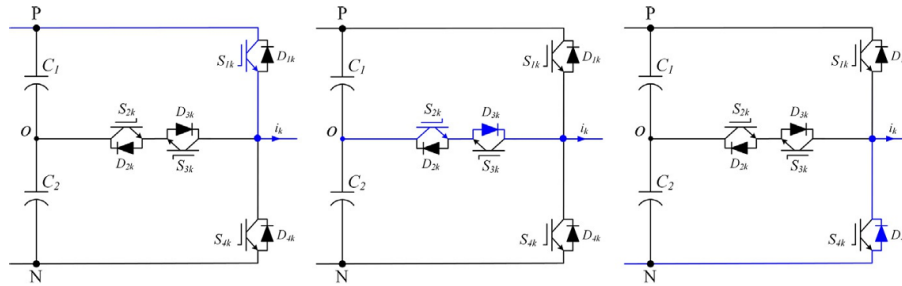
Por fim, no estado negativo (N), as chaves S_{a+} e S_{o-} permanecem desligadas, enquanto S_{o+} e S_{a-} estão ligadas. Assim, a fase é conectado ao terminal negativo do barramento CC, resultando em uma tensão de saída de $-V_{dc}/2$. Essa sequência de operação permite ao inversor T-Type gerar três níveis distintos de tensão, garantindo maior qualidade de forma de onda e reduzindo a distorção harmônica total de corrente [24].

Como a corrente pode assumir valores positivos ou negativos, cada braço de fase pode

ser descrito por seis caminhos diferentes, dependendo das etapas de operação. Com base nas Figura 12 e 13, é possível observar o comportamento do inversor T-Type no caso em que a corrente de saída é positiva e negativa.

Nessa condição ($i_k > 0$), a corrente percorre diferentes caminhos de acordo com o estado de operação do inversor. No estado positivo (P), a corrente flui através da chave S_{1k} ; no estado zero (0), percorre o interruptor S_{2k} e o diodo D_{3k} ; e, por fim, no estado negativo (N), o fluxo de corrente ocorre exclusivamente através do diodo D_{4k} . Toda essa análise pode ser visualizada na Figura 12.

Figura 12 – Caminhos de corrente para o caso de corrente de saída positiva ($i_k > 0$).

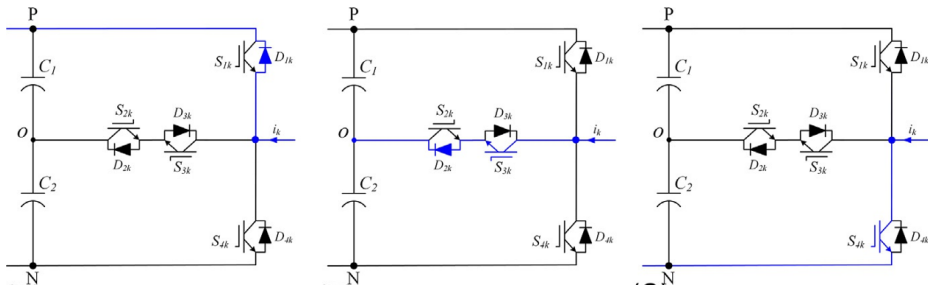


Fonte: Adaptado de [24].

De forma análoga, como ilustrado na Figura 13 o caso em que a corrente de saída é negativa.

Quando $i_k < 0$, o sentido da corrente é invertido em relação ao caso anterior, modificando os caminhos de condução em cada estado. No estado positivo (P), a corrente flui através do diodo D_{1k} ; no estado zero (0), percorre o interruptor S_{3k} e o diodo D_{2k} ; e, no estado negativo (N), a corrente passa pela chave S_{4k} . Esses caminhos podem ser observados na Figura 13.

Figura 13 – Caminhos de corrente para o caso de corrente de saída negativa ($i_k < 0$).



Fonte: Adaptado de [24].

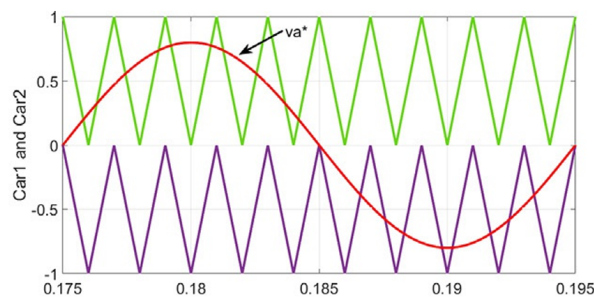
2.4.2 Estratégia de Modulação Empregada

Um dos métodos amplamente utilizados para a geração dos sinais de modulação em conversores do tipo T-Type é a técnica *multicarrier PWM* (ou modulação por múltiplas portadoras). Esse método baseia-se no princípio do *PWM* senoidal convencional, empregando portadoras triangulares para comparação com o sinal de referência senoidal.

Entre as variações existentes, destaca-se o método de portadoras com deslocamento de nível, no qual múltiplos sinais triangulares são comparados a uma mesma onda senoidal de referência, a fim de produzir os sinais PWM de disparo. Para o caso específico de um inversor T-type de três níveis são utilizadas duas portadoras triangulares: a primeira ($Car1$) variando entre 0 e +1, e a segunda ($Car2$) variando entre 0 e -1 [24].

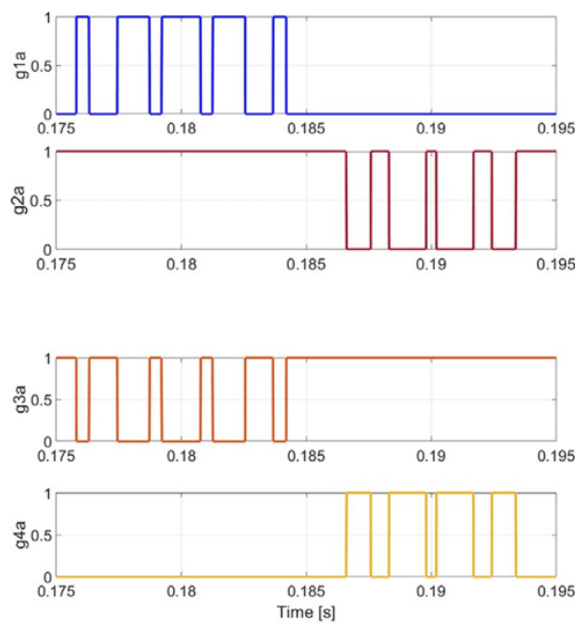
Como ilustrado na Figura 14 as formas de onda obtidas para o caso em que são utilizadas duas portadoras triangulares. Observam-se os sinais portadores deslocados em nível, juntamente com o sinal de referência senoidal v_a^* , os quais são responsáveis pela geração dos sinais de comando ($gates$) dos dispositivos semicondutores, ilustrados na Figura 15. Estes pulsos seguem o padrão de acionamento da Figura 12 e Figura 13.

Figura 14 – Estratégia de modulação PWM



Fonte: [24]

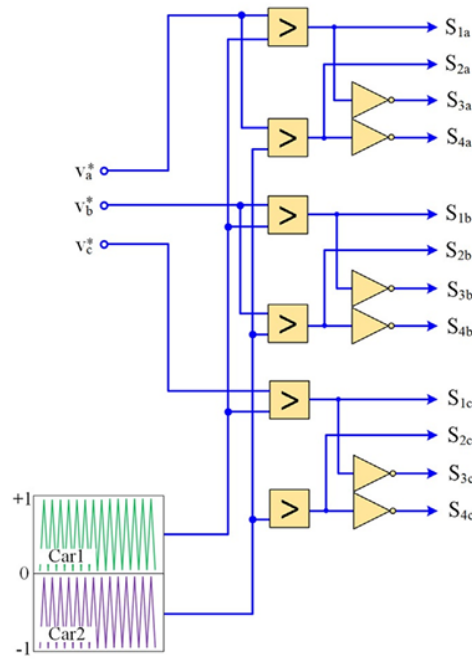
Figura 15 – Sinais de Disparos



Fonte: [24]

O diagrama de blocos para a estratégia de modulação considerando o inversor trifásico, é mostrado na Figura. 16

Figura 16 – Diagrama de blocos



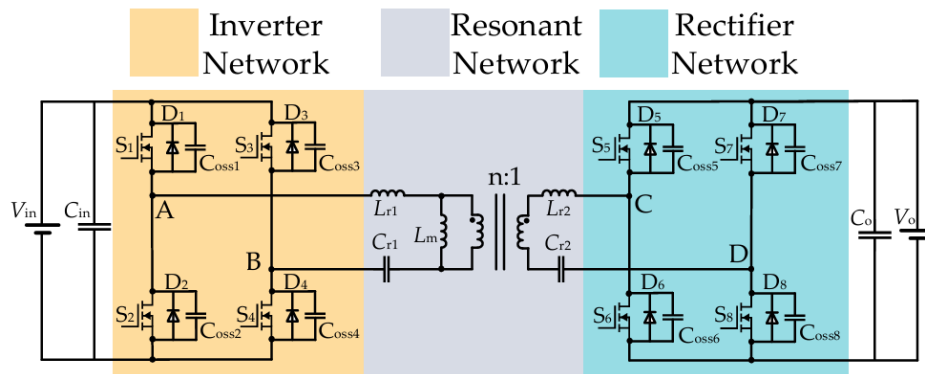
Fonte: [24]

A utilização de modulação PWM baseada em múltiplas portadoras apresenta como principal vantagem a redução da frequência efetiva de chaveamento dos dispositivos semicondutores, o que resulta em menores perdas de comutação e maior eficiência global do conversor [24].

2.5 Conversor Ressonante de Ponte Ativa Dupla (DAB-CLLC)

A estrutura do DAB-CLLC é ilustrada na Figura 17. Esse tipo de topologia tem um grande potencial para ser utilizada no estágio CC/CC, assim como outros conversores ressonantes, seu desempenho depende muito da estratégia de controle.

Figura 17 – Conversor DAB-CLLC



Fonte: Autor [26]

Na estrutura do DAB-CLLC é ilustrada na Figura 17, os transistores de comutação S_1

a S_4 formam a ponte completa do lado primário, enquanto os dispositivos S_5 a S_8 constituem a ponte completa do lado secundário.

O transformador apresenta uma razão de transformação $N : 1$, possuindo uma indutância de magnetização (L_m) responsável pela excitação do núcleo. As componentes L_{r1} , L_{r2} , C_{r1} e C_{r2} correspondem às indutâncias e capacitâncias ressonantes dos lados primário e secundário, respectivamente. O transformador de alta frequência garante o isolamento elétrico entre as duas pontes do conversor.

As tensões V_p e V_s representam as tensões nos enrolamentos primário e secundário, enquanto os capacitores C_{in} e C_o atuam como elementos de filtragem. No modo direto de operação, a energia é transferida do primário (V_p) para o secundário (V_s) [26].

Como ambas as seções do circuito apresentam topologias em ponte completa simétricas, o sistema é capaz de operar de forma bidirecional, permitindo o fluxo de potência em ambas as direções [26].

2.5.1 Metodologia de Projeto

A metodologia de projeto de um conversor ressonante constitui uma das etapas mais críticas e desafiadoras no desenvolvimento desse tipo de sistema, principalmente devido às interdependências entre seus diversos parâmetros e à forma como cada um influencia o comportamento dos demais. Além disso, a configuração do tanque ressonante adotado pode impactar diretamente a complexidade do processo de projeto [27].

Dessa maneira, elaborar uma metodologia de projeto otimizada torna-se uma tarefa complexa, considerando o grande número de variáveis envolvidas e suas inter-relações. Para tornar o processo de *design* mais acessível e sistemático, são frequentemente introduzidos parâmetros intermediários que auxiliam na simplificação dos cálculos e da análise [27].

Além da complexidade associada ao grande número de variáveis, outro fator relevante é a variedade de técnicas de modelagem e análise que podem ser empregadas para representar matematicamente o sistema, permitindo a otimização do projeto e o desenvolvimento de estratégias de controle em malha fechada. Assim, dependendo das especificações de desempenho e da aplicação pretendida, diferentes métodos de modelagem podem ser mais adequados [28].

Em geral, o projeto do conversor DAB ressonante com tanque CLLC envolve uma ampla gama de metodologias, parâmetros e técnicas de modelagem, o que torna o processo de desenvolvimento particularmente desafiador. As técnicas de modelagem aplicadas aos conversores ressonantes podem basear-se em diferentes abordagens, como a análise pela primeira aproximação harmônica (*First Harmonic Approximation* – FHA), a análise no domínio da frequência ou resposta em frequência (*Frequency Response* – FR), a análise no domínio do tempo (*Time Domain Modeling* – TDM) e, ainda, a modelagem no domínio da fase (*phase domain*) [27].

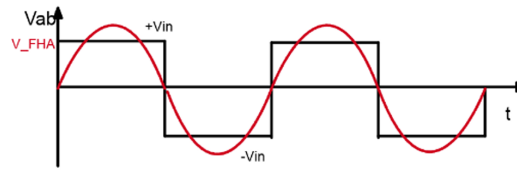
A técnica FHA (*First Harmonic Approximation*) é considerada a forma mais simples de modelagem aplicada a conversores ressonantes. Nessa abordagem, apenas os componentes fundamentais em corrente alternada das tensões e correntes do tanque ressonante são levados em consideração. No entanto, é importante destacar que a precisão dessa técnica tende a diminuir

à medida que a frequência de operação do conversor se afasta da frequência de ressonância do tanque. Em geral, o método FHA é utilizado principalmente para determinar os parâmetros do tanque ressonante com base nas funções de ganho de tensão [28].

2.5.2 Ganho do Conversor

Para a análise do ganho de tensão utilizando o método FHA, adota-se a suposição de que apenas o componente fundamental das formas de onda de tensão e corrente é responsável pela transferência de energia no conversor. Como ilustrado na Figura 18 essa consideração, em que somente a componente fundamental é levada em conta na modelagem.

Figura 18 – A aproximação senoidal para uma análise FHA



Fonte: [29]

A aproximação da primeira harmônica das tensões em onda quadrada pode ser obtida pela equação (1), referente a tensão após a ponte inversora (ponte primária).

$$v_{ab}(t) = \frac{4}{\pi} V_{in} \sin(2\pi f_s t) \quad (1)$$

O seu valor eficaz é dado pela equação (2)

$$|V_{ab}| = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{in} \quad (2)$$

Da mesma forma, a magnitude da tensão de saída é dada por (3)

$$|V_o| = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{out} \quad (3)$$

Com base na equação da potência de saída, temos a resistência equivalente de saída dada pela equação (4)

$$R_{o,eq} = \frac{V_o^2}{P_{out}} = \frac{\left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{out}\right)^2}{V_{out} I_{out}} = \frac{8}{\pi^2} R \quad (4)$$

A resistência equivalente de saída referida ao lado primário é R_o dado pela equação 5

$$R_o = \frac{8n^2}{\pi^2} R, \quad (5)$$

Da mesma forma, a resistência equivalente para o modo inverso R'_o também pode ser calculada usando a modelagem FHA.

$$R'_o = \frac{8}{\pi^2 n^2} R \quad (6)$$

As componentes ressonantes L_1 , L_2 , L_m , C_1 e C_2 são independentes entre si, mantendo a frequência ressonante constante tanto no modo direto e reverso. Ou seja, $L_1 \neq n^2 L_2$ e $C_1 \neq \frac{C_2}{n^2}$ para o modo direto, e vice-versa para o modo inverso.

2.5.2.1 Ganho de tensão no modo direto (Carregamento)

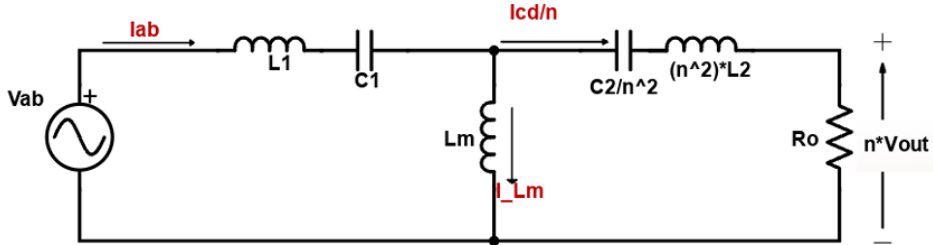
No modo de carregamento, a análise do ganho de tensão é realizada através do circuito equivalente do conversor CLLC no domínio da frequência, conforme ilustrado na Figura 19.

As frequências de ressonância, determinadas pelos componentes dos tanques primário e secundário, são definidas pelas seguintes equações:

$$\omega_{r1} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (7)$$

$$\omega_{r2} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (8)$$

Figura 19 – Circuito equivalente para o modo de carga referido ao lado primário



Fonte: [29]

Define-se a impedância do circuito equivalente, por trecho, da seguinte forma:

$$Z_1 = sL_1 + \frac{1}{sC_1} \quad (9)$$

$$Z_2 = n^2 \left(sL_2 + \frac{1}{sC_2} \right) \quad (10)$$

$$Z_m = sL_m \quad (11)$$

Onde Z_1 é a impedância ressonante em série do lado primário; Z_2 é a impedância ressonante em série equivalente do lado secundário; Z_m é a impedância do ramo magnetizante.

Tem-se a impedância de entrada dada pela equação (12)

$$Z_{IN} = \frac{V_{ab}}{I_{ab}} = Z_1 + ((Z_2 + R_o) \parallel Z_m) \quad (12)$$

Aplicando a regra do divisor de tensão:

$$\frac{nV_{out}}{V_{in}} = \frac{Z_m \parallel (Z_2 + R_o)}{Z_1 + Z_m \parallel (Z_2 + R_o)} \cdot \frac{R_o}{Z_2 + R_o} \quad (13)$$

$$\frac{nV_{out}}{V_{in}} = \frac{Z_m R_o}{Z_1 Z_m + Z_1 Z_2 + Z_1 R_o + Z_m Z_2 + Z_m R_o} \quad (14)$$

Para simplificar a equação da função de transferência, definem-se variáveis auxiliares dadas pelas Equações (15), (16) e (17). Além destas, são utilizados parâmetros fundamentais como o fator de acoplamento k , definido na Equação (18), e o fator de qualidade Q , apresentado na Equação (19).

$$a = \frac{n^2 L_2}{L_1} \quad (15)$$

$$b = \frac{C_2}{n^2 C_1} \quad (16)$$

$$s = j\omega_s \quad (17)$$

$$k = \frac{L_m}{L_1} \quad (18)$$

$$Q = \frac{\sqrt{L_1/C_1}}{R_o} \quad (19)$$

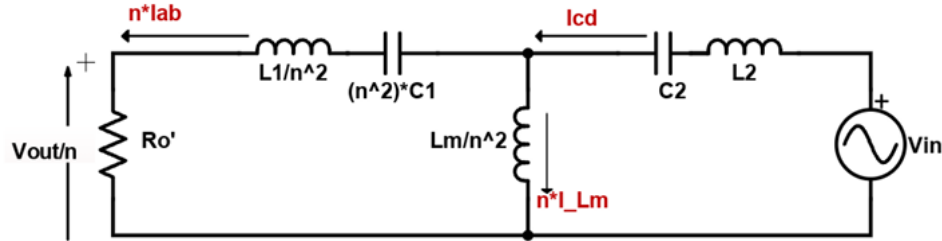
Considerando o caso em que as frequências de ressonância primária e secundária dadas pelas equações (26) e (27) são iguais, ou seja, quando a relação de transformação é unitária (1:1), os elementos do tanque ressonante no lado primário e no lado secundário apresentam valores idênticos, como veremos ao realizar o projeto dos elementos do tanque ressonante. Assim, tem-se que $\omega_{r1} = \omega_{r2}$. Logo, para esse cenário, a equação de ganho do conversor pode ser expressa conforme a equação (20).

$$\frac{nV_{out}}{V_{in}} = \frac{s^3 \left(\frac{k}{a} \frac{1}{\omega_{r1}^3 Q} \right)}{s^4 \left(\frac{1 + k + \frac{k}{a}}{\omega_{r1}^4} \right) + s^3 \left(\frac{b}{\omega_{r1} Q} (1 + k) \right) + s^2 \left(\frac{2 + \frac{k}{a} + k}{\omega_{r1}^2} \right) + s \left(\frac{b}{\omega_{r1} Q} \right) + 1} \quad (20)$$

2.5.2.2 Ganho de tensão para modo reverso (Descarga)

O ganho de tensão no modo de descarga pode ser determinado utilizando a mesma metodologia aplicada ao modo direto. O circuito equivalente correspondente a esse modo é apresentado na Figura 20.

Figura 20 – Circuito equivalente para o modo de descarga



Fonte: [29]

Seguindo o mesmo procedimento utilizado para a obtenção da equação de ganho no modo direto e considerando que os elementos ressonantes dos lados primário e secundário possuem valores idênticos em virtude da relação de transformação unitária, o ganho de tensão no modo reverso é expresso pela equação (21).

$$\frac{V_{out}}{nV_{in}} = \frac{s^3 \left(\frac{k'b'}{\omega_r^3 Q'} \right)}{s^4 \left(\frac{1+k'+k'/a'}{\omega_r^4} \right) + s^3 \left(\frac{b'}{\omega_r^3 Q'} (1+k') \right) + s^2 \left(\frac{b'}{\omega_r^2} (2+k'+k'/a') \right) + s \left(\frac{b'}{\omega_r Q'} \right) + 1} \quad (21)$$

Onde são definidas as variáveis auxiliares utilizadas para a simplificação, assim como feito para a equação do ganho no modo direto. As expressões correspondentes são apresentadas a seguir:

$$a' = \frac{L_1}{n^2 L_2}, \quad (22)$$

$$b' = \frac{n^2 C_1}{C_2}, \quad (23)$$

$$Q' = \sqrt{\frac{L_2/C_2}{R_o'}}, \quad (24)$$

$$k' = \frac{L_m}{n^2 L_2}, \quad (25)$$

$$\omega'_{r1} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}, \quad (26)$$

$$\omega'_{r2} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}, \quad (27)$$

$$s = j\omega_s. \quad (28)$$

2.5.2.3 Análise das Equações do Ganho

Para simplificar o processo de projeto do conversor, considerando o grande número de variáveis envolvidas, introduzem-se parâmetros intermediários que auxiliam tanto na análise quanto no dimensionamento do sistema. Entre esses parâmetros destacam-se o fator de qualidade (Q), o coeficiente de acoplamento (k) e a frequência de comutação normalizada (f_n), definida como a razão entre a frequência de chaveamento (f_s) e a frequência de ressonância (f_r), isto é, $f_n = f_s/f_r$.

Dentre esses parâmetros, o fator de qualidade e o coeficiente de acoplamento exercem maior influência sobre o comportamento dinâmico e a resposta do sistema [27].

O fator de qualidade (Q) é definido como a razão entre a reatância e a resistência do circuito, representando a eficiência de operação em uma determinada frequência. Em outras palavras, o valor de Q está diretamente relacionado aos pontos de operação do conversor e à sua frequência de comutação, podendo influenciar as condições de comutação em zero de tensão (ZVS) e em zero de corrente (ZCS) [27].

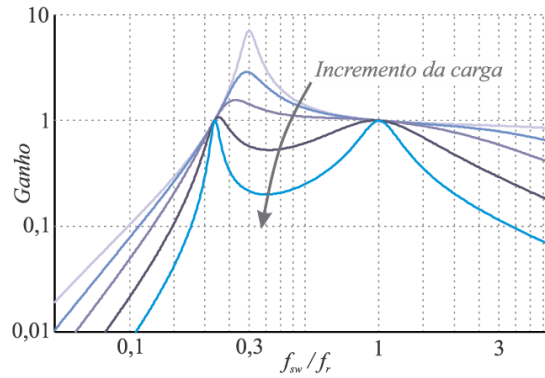
De forma análoga, o coeficiente de acoplamento (k) é definido como a razão entre a indutância de magnetização e a indutância ressonante. Esse parâmetro intermediário possui forte influência sobre o desempenho do conversor, uma vez que afeta diretamente a corrente que circula pelo tanque ressonante. Como as perdas no conversor são proporcionais à corrente ressonante, valores mais elevados dessa corrente resultam em maiores perdas e, conseqüentemente, em redução da eficiência global do sistema [27].

A frequência normalizada é empregada para facilitar a visualização e a análise das curvas de ganho, permitindo identificar o ponto de operação em função da relação entre a frequência de chaveamento e a frequência de ressonância.

Para uma análise mais precisa do comportamento do ganho, é importante compreender que, como em qualquer topologia ressonante, as características de amplificação estão diretamente associadas aos elementos reativos do circuito e às suas respectivas impedâncias, que variam conforme a frequência de comutação [30].

Analisando a curva ilustrada na Figura 21 relacionada a curva de ganho para diferentes valores de Q , pode-se notar que o incremento de carga influencia no ganho do conversor, para diferentes valores de f_n .

Figura 21 – Características de ganho de tensão do conversor CLLC



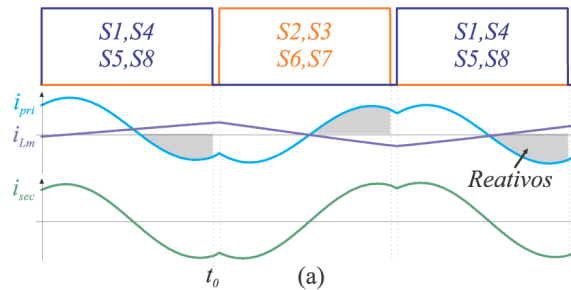
Fonte: [30]

Observa-se que, para determinadas condições de carga, a curva de ganho apresenta um comportamento mais plano, enquanto o aumento da carga tende a tornar a resposta mais oscilatória. Detalhes adicionais sobre as curvas de ganho serão apresentados nas subseções seguintes.

2.5.3 Ponto de Operação

Para uma melhor compreensão dos possíveis pontos de operação do conversor ressonante, é necessário analisar os três modos distintos de funcionamento: operação com a frequência de chaveamento acima, abaixo ou exatamente na frequência de ressonância do conjunto ressonante.

Operação com f_s abaixo da f_r : Nesse modo de operação, observa-se um fluxo significativo de energia reativa, como ilustrado na Figura 22, o que exige correntes mais elevadas para entregar a mesma potência útil, aumentando as perdas por condução. No intervalo em que S1 e S4 estão se desligando, a corrente no primário torna-se negativa, o que leva a uma comutação dissipativa nesse lado do conversor. Essa corrente negativa, por outro lado, é responsável por assegurar a condição de ZVS no estágio secundário [30].

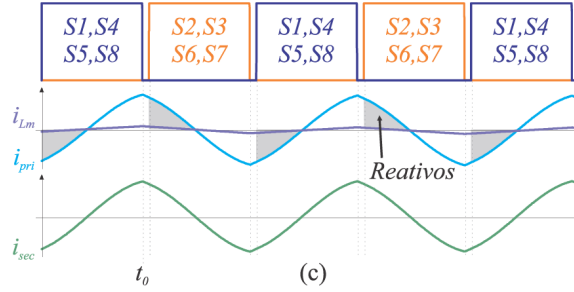
Figura 22 – Operação $f_s < f_r$ 

Fonte: [30]

Operação com f_s acima da f_r : Nessa condição, também ocorre um fluxo elevado de energia reativa, como apresentado na Figura 23 contribuindo para o aumento das perdas por condução. Apesar disso, o ZVS ainda é mantido no lado primário, embora a corrente no instante da

comutação dependente do nível de carga eleve as perdas por *turn-off* das chaves. Já o estágio secundário passa a operar sob comutação dissipativa [30].

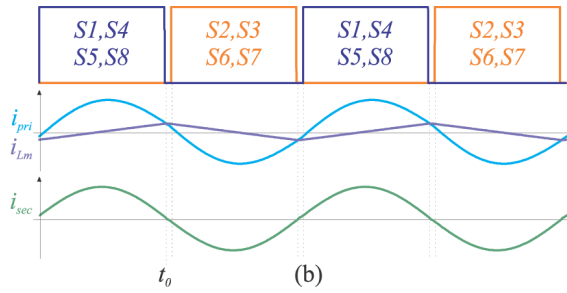
Figura 23 – Operação $f_s > f_r$



Fonte: [30]

Operação com f_s na f_r : Nesse caso, a energia reativa é praticamente nula, como ilustrado na Figura 24, permitindo uma transferência de potência mais eficiente, com corrente mínima e menores perdas por condução. No primário, a corrente no instante de comutação é sempre igual à corrente de magnetização i_{Lm} , assegurando ZVS independentemente da carga, já que essa corrente depende apenas da tensão do barramento. No secundário, a corrente no instante de comutação é sempre nula, garantindo operação em (ZCS) [30].

Figura 24 – Operação $f_s = f_r$



Fonte: [30]

Na tabela 4 é apresentado as principais características para os diferentes pontos de operação.

Tabela 4 – Comparação dos diferentes pontos de operação do conversor CLLC.

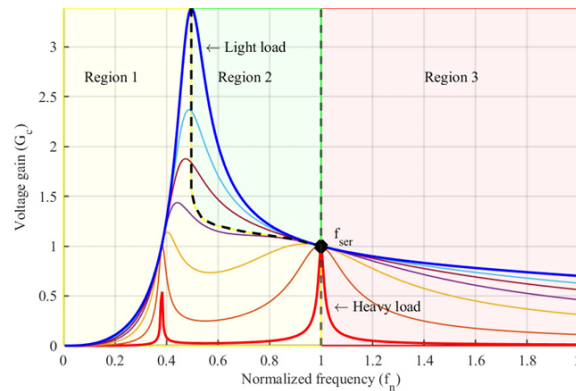
Performance	$f_{sw} < f_r$	$f_{sw} > f_r$	$f_{sw} = f_r$
Perdas <i>Turn-on</i> dos MOSFETs do primário	Altas	ZVS	ZVS
Perdas <i>Turn-off</i> dos MOSFETs do primário	ZVS	Altas	Baixas
Perdas <i>Turn-on</i> dos MOSFETs do secundário	ZVS	Altas	ZCS
Perdas <i>Turn-off</i> dos MOSFETs do secundário	Altas	ZVS	ZCS
Energia Reativa	Máxima	Elevada	Nula
Perdas por Condução	Altas	Moderadas	Baixas
Perdas por Comutação no primário	Altas	Moderadas	Baixas
Perdas por Comutação no secundário	Moderadas	Altas	Baixas
Harmônicas	Altas	Moderadas	Baixas
Performance Geral	Ruim	Moderada	Ótima

Fonte: Adaptado de [30].

2.5.4 Análise das Curvas de Ganho

Considerando as características associadas a cada ponto de operação, a análise da curva de ganho pode ser organizada em três regiões distintas de funcionamento, como ilustrado na Figura 25.

Figura 25 – Regiões de operação



Fonte: [31]

Na primeira região, a corrente ressonante do primário encontra-se adiantada em relação à tensão primária. Já nas segunda e terceira regiões, ocorre o inverso: a tensão primária passa a se adiantar em relação à corrente ressonante. A Região 3 é delimitada das demais pela frequência de ressonância série [31].

2.5.4.1 Influência do fator de acoplamento k no ganho de tensão

Como apresentado na Figura 26 a relação entre o ganho de tensão e a frequência normalizada para diferentes valores do coeficiente k .

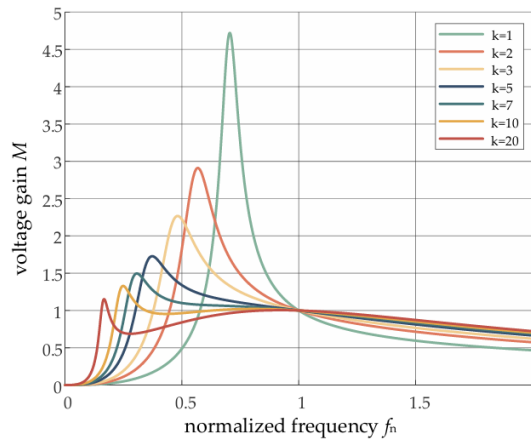
Quando $f_n = 1$, ou seja, a frequência de chaveamento é igual à frequência de ressonância, o conversor opera em regime ressonante. Nessa condição, observa-se que, independentemente do

valor de k , o ganho de tensão permanece unitário [26].

Para valores menores de k , o ganho de tensão tende a aumentar, resultando em um intervalo de modulação de frequência mais estreito característica vantajosa em aplicações que exigem ampla variação de ganho. Por outro lado, à medida que k aumenta, o valor de pico do ganho de tensão diminui gradualmente, tornando as curvas mais suaves e ampliando a faixa de modulação de frequência, com menor variação de ganho ao longo dessa região [26].

Analisando a operação em frequências de chaveamento superiores à frequência de ressonância, verifica-se que a curva de ganho assume um comportamento mais linear. Nessa faixa, quando se busca uma variação reduzida de ganho, valores mais elevados de k são preferíveis. No entanto, se k ultrapassar determinado limite, o ganho de tensão máximo do conversor torna-se inferior ao valor requerido pelo projeto, e a frequência mínima de chaveamento pode se tornar excessivamente baixa, o que limita o desempenho prático do sistema [26].

Figura 26 – Ganho de tensão e frequência normalizada em diferentes valores de k



Fonte: [26]

2.5.4.2 Influência do fator de qualidade Q no ganho de tensão

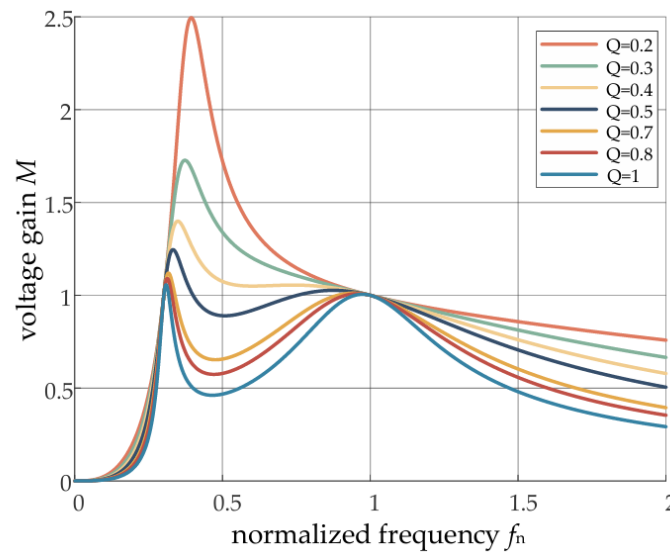
Como apresentado na Figura 27 as curvas do ganho de tensão em função da frequência normalizada para diferentes valores do fator de qualidade Q . Quando a frequência de comutação coincide com a frequência de ressonância, o conversor opera no ponto ressonante. Nessa condição, o ganho permanece igual a 1, independentemente do valor de Q .

Sob carga leve isto é, para valores reduzidos de Q o conversor pode apresentar um ganho consideravelmente maior quando operado abaixo da frequência de ressonância. Por outro lado, na faixa acima da ressonância, a redução do ganho ocorre de maneira mais suave, limitando a eficácia do controle baseado na variação da frequência [26].

Para que o conversor consiga regular a tensão de saída nessa situação, é necessário elevar a frequência de comutação. Contudo, tal aumento implica em maiores perdas por comutação. Dessa forma, a escolha do fator Q deve buscar um equilíbrio: valores muito baixos ajudam a garantir o ganho mínimo em carga leve, mas podem exigir frequências de chaveamento excessivamente elevadas [26].

Na região abaixo da frequência de ressonância, o ganho mostra maior sensibilidade às variações da frequência. Entretanto, em condições de carga pesada associadas a valores elevados de Q , o ganho máximo nessa faixa se reduz, exigindo a diminuição da frequência de comutação para ampliar a margem de modulação. Além disso, observa-se a presença de dois picos distintos na curva de ganho, o que pode comprometer a estabilidade do conversor e dificultar o projeto do sistema de controle. Assim, a seleção adequada de Q deve considerar simultaneamente estabilidade, eficiência e capacidade de regulação [26].

Figura 27 – Ganho de tensão e frequência normalizada em diferentes valores de Q



Fonte: [26]

2.5.5 Técnicas de Controle de Conversores Ressonantes

As principais estratégias de controle aplicadas aos conversores ressonantes incluem: a Modulação por Frequência de Pulso (*Pulse Frequency Modulation* – PFM), a Modulação por Deslocamento de Fase (*Phase Shift Modulation* – PSM) e a Modulação Híbrida (*Hybrid Modulation*), que combina as duas abordagens anteriores. Cada uma dessas técnicas apresenta características específicas em termos de desempenho, complexidade de implementação e eficiência, sendo escolhida conforme os requisitos de operação do sistema e a faixa de variação de potência do conversor [31].

2.5.5.1 Modulação por Frequência de Pulso (PFM)

Na (PFM), a regulação do ganho é obtida pela variação da frequência de chaveamento, mantendo-se fixo o ciclo de trabalho dos interruptores. As curvas típicas de ganho de tensão de um conversor CLLC, sob diferentes condições de carga, evidenciam três regiões distintas de operação como apresentado na Figura 25 [31].

Na primeira região, a corrente ressonante do lado primário adianta-se em relação à tensão de entrada, enquanto nas demais ocorre o oposto a tensão antecede a corrente. A fronteira entre

essas regiões é determinada pela frequência de ressonância série, ponto em que o conversor apresenta máxima eficiência [31].

Normalmente, o conversor opera nas regiões 2 e 3, próximas à frequência de ressonância, visando minimizar as perdas. Quando o conversor opera abaixo da frequência ressonante, ocorre aumento da energia circulante no tanque ressonante, resultando em maiores perdas por condução no estágio primário. Por outro lado, ao operar acima da frequência ressonante, as perdas de desligamento (*turn-off*) se elevam, pois os interruptores interrompem corrente próxima ao valor de pico da forma de onda ressonante [31].

De forma geral, a PFM é uma técnica de controle simples e eficiente, mas exige um compromisso entre a faixa de modulação de ganho e as perdas por comutação, principalmente sob condições de carga variável [31].

2.5.5.2 Modulação por Deslocamento de Fase (PSM)

Na modulação por deslocamento de fase (PSM), o controle do ganho é obtido ajustando o ângulo de defasagem (φ) entre as tensões dos nós de comutação dos lados primário e secundário. Nessa técnica, a frequência de operação é mantida acima da frequência de ressonância série, enquanto os interruptores operam com ciclo de trabalho fixo de 50%, aplicando modulação bipolar [31].

O valor do ângulo de defasagem determina a potência transferida: quando $\Theta = 0$, os interruptores de ambos os lados comutam simultaneamente; à medida que o ângulo aumenta, ocorre um atraso entre as comutações, modificando o fluxo de potência transferido [31].

Operar em frequências próximas à ressonância resulta em maior energia circulante, o que aumenta as perdas, mas também amplia a faixa útil de ganho de tensão. Em contrapartida, operar em frequências muito superiores à ressonância reduz o ganho, mas proporciona maior eficiência. Assim, a PSM destaca-se pela previsibilidade e simplicidade de implementação, exigindo, contudo, uma análise criteriosa para equilibrar eficiência e faixa de modulação de ganho [31].

Entre as variações da técnica PSM, destacam-se o *Single Phase Shift* (SPS), o *Dual Phase Shift* (DPS), o *Extended Phase Shift* (EPS) e o *Triple Phase Shift* (TPS). Cada uma dessas estratégias apresenta diferentes graus de liberdade no controle, permitindo otimizar o desempenho do conversor conforme as condições de operação. Maiores detalhes destas modulações podem ser encontradas em [32] [33].

2.5.5.3 Modulação Híbrida (PFM + PSM)

A modulação híbrida combina as abordagens PFM e PSM, utilizando simultaneamente a frequência de comutação e o ângulo de defasagem como variáveis de controle. Essa estratégia busca unir as vantagens de ambas as técnicas, mitigando suas limitações individuais [31].

Na operação puramente PFM, o conversor tende a apresentar corrente descontínua no lado secundário quando opera abaixo da frequência ressonante, o que eleva as perdas por condução. Já a PSM, embora introduza corrente contínua, pode gerar corrente reversa significativa no lado secundário quando o ângulo de defasagem é elevado [31].

Por meio da modulação híbrida, é possível determinar, para cada condição de potência, a combinação ótima entre frequência de chaveamento e ângulo de defasagem que maximize a eficiência global. Essa otimização pode ser obtida a partir de análises experimentais ou numéricas, avaliando o comportamento do conversor em diferentes pontos de operação [31].

De modo geral, os pontos de operação de maior eficiência são observados em frequências ligeiramente acima da ressonância e com ângulos de defasagem moderados, proporcionando um equilíbrio adequado entre perdas de condução, eficiência energética e estabilidade operacional [31].

2.5.6 Procedimento de Projeto

Para apresentar uma visão organizada e atualizada das metodologias de projeto aplicadas ao conversor CLLC, diversos estudos recentes foram analisados, permitindo identificar uma sequência de etapas que aparece de forma recorrente na literatura e que pode ser aplicada de maneira simplificada ao desenvolvimento de um projeto baseado em simulação.

Inicialmente, utilizando as tensões nominais de entrada e saída definidas para o conversor, determina-se a relação de transformação por meio da Equação (29):

$$N = \frac{V_{in,nominal}}{V_{out,nominal}} \quad (29)$$

Com a relação de espiras obtida e com os valores máximos e mínimos de tensão de entrada e saída especificados, é possível calcular o ganho mínimo e máximo de projeto por meio das Equações (30) e (31):

$$M_{gmin} = \frac{N V_{out,min}}{V_{in,max}} \quad (30)$$

$$M_{gmax} = \frac{N V_{out,max}}{V_{in,min}} \quad (31)$$

Após essas etapas iniciais, determina-se um dos conjuntos mais importantes de parâmetros do projeto: os parâmetros auxiliares k e Q . Ambos desempenham papel essencial na simplificação do dimensionamento do tanque ressonante e no cálculo da indutância de magnetização do conversor.

Em [26], os autores apresentam uma abordagem baseada no controle por deslocamento de fase. Nessa metodologia, o coeficiente de acoplamento k é definido considerando o ganho máximo desejado e a menor frequência normalizada de operação. O fator de qualidade Q é obtido a partir de k e do ganho máximo, sendo posteriormente ajustado com apoio na análise das curvas de ganho, de modo a selecionar a melhor combinação dos parâmetros auxiliares.

No estudo de [29], o comportamento do ganho é analisado para um valor fixo de k e diferentes valores de Q . A partir da sobreposição dos limites de ganho mínimo (M_{min}) e máximo (M_{max}) às curvas de ganho, identifica-se a faixa de operação adequada, bem como as frequências mínima e máxima associadas. Esse procedimento permite selecionar o valor de Q que atende integralmente à faixa de projeto com a menor variação possível da frequência de comutação.

Em [27], o processo de determinação dos parâmetros auxiliares incorpora aspectos adicionais, como estabilidade de tensão, transferência de energia e comportamento dinâmico. Assim, obtêm-se valores diferenciados de Q para os modos direto e reverso, enquanto k é determinado por equações mais abrangentes, resultando em uma metodologia matematicamente mais completa.

Já [34] apresenta uma abordagem com ênfase no formato da curva de ganho, especificamente para aplicações de carregamento de baterias. Os autores recomendam que o ganho

apresente comportamento levemente decrescente ao longo de toda a faixa de operação, o que leva à escolha de valores de k próximos de 10. Diferentemente das demais abordagens, o cálculo de Q não é realizado como etapa preliminar, sendo determinado diretamente a partir dos próprios parâmetros do sistema. Por envolver relações matemáticas mais específicas, a metodologia é apresentada aqui apenas em nível conceitual.

A comparação entre essas metodologias mostra que não existe um procedimento universal para definir k e Q . Cada abordagem prioriza critérios distintos como faixa de ganho, estabilidade, simplicidade de implementação ou comportamento dinâmico resultando em diferentes níveis de complexidade e detalhamento.

2.5.6.1 Cálculo do tanque ressonante

Com os parâmetros auxiliares definidos, procede-se ao cálculo dos elementos equivalentes do modelo em modo direto, ilustrado na Figura 19. O primeiro passo consiste em determinar a resistência efetiva referida ao primário, considerando a potência de saída, a tensão de saída e a relação de espiras. Esse valor é obtido pela Equação (32):

$$R_{eq} = \frac{8n^2 V_{out}}{\pi^2 I_{out}} = \frac{8n^2 V_{out}^2}{\pi^2 P_{out}} \quad (32)$$

Em seguida, determinam-se os elementos que compõem o tanque ressonante. Em [35], os autores utilizam as seguintes expressões de (32) à (35):

$$L_p = \frac{Q R_{eq}}{2\pi f_r} \quad (33)$$

$$L_s = \frac{L_p}{n^2} \quad (34)$$

$$C_p = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 L_p} \quad (35)$$

$$C_s = n^2 C_p \quad (36)$$

Essas expressões permitem calcular diretamente os valores das indutâncias e capacitâncias equivalentes associados ao tanque ressonante.

Por sua vez, [34] apresenta um tratamento mais abrangente do comportamento do conversor CLLC, incluindo a definição das frequências ressonantes associadas aos modos de operação e a determinação das capacitâncias e indutâncias equivalentes. Devido ao maior nível de detalhe e à complexidade das formulações, são destacados aqui apenas os princípios gerais do método, evitando a apresentação de equações que extrapolariam o escopo deste trabalho.

2.5.6.2 Cálculo da indutância de magnetização

Após o dimensionamento do tanque ressonante, procede-se ao cálculo da indutância de magnetização. Tanto em [29] quanto em [35], esse valor é obtido diretamente a partir do coeficiente k , conforme:

$$L_m = k L_p \quad (37)$$

Em [27], são apresentadas abordagens alternativas para o cálculo de L_m . Uma das contribuições mais relevantes é a inclusão dos efeitos das capacitâncias parasitas dos interruptores durante o tempo morto. Nessa formulação, a indutância de magnetização é dimensionada para fornecer corrente suficiente para descarregar completamente essas capacitâncias, garantindo comutação suave mesmo em condições dinâmicas:

$$L_m = \frac{t_{\text{dead}}}{16 C_{\text{oss}} f_s} \quad (38)$$

Em síntese, as etapas descritas representam a estrutura geral adotada nos métodos de projeto analisados. Embora cada abordagem apresente particularidades, todas convergem para a definição dos mesmos elementos fundamentais do conversor, variando apenas quanto ao nível de detalhe, critérios de otimização e complexidade das formulações.

3 Especificações da Simulação

Neste capítulo são apresentadas as especificações e os cálculos dos elementos de projeto utilizados nas duas topologias analisadas: o conversor DAB-CLLC e o conversor T-Type. Também são descritas as técnicas de modulação empregadas e os detalhes referentes à implementação dos modelos no ambiente Simulink.

3.1 Desenvolvimento da Simulação (DAB-CLLC)

Com base nas metodologias apresentadas anteriormente, o desenvolvimento da simulação do DAB-CLLC seguiu uma estratégia de projeto estruturada nos parâmetros ressonantes e na técnica de modulação escolhida dentre as alternativas discutidas nas seções anteriores.

3.1.1 Parâmetros de Projeto

Os parâmetros fundamentais utilizados no projeto do tanque ressonante do conversor DAB-CLLC encontram-se na Tabela 5. Esses valores definem o ponto de operação nominal e servem de base para o cálculo dos componentes.

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada nominal (V_{in})	500 V
Tensão de saída nominal (V_{out})	500 V
Frequência ressonante (f_r)	100 kHz
Potência de saída (P_{out})	5 kW

Tabela 5 – Parâmetros nominais do conversor CLLC.

Outros requisitos importantes, decorrentes da modulação adotada, incluem a necessidade de operar o conversor acima da frequência ressonante e, por determinação de projeto, manter o ganho próximo de 1.

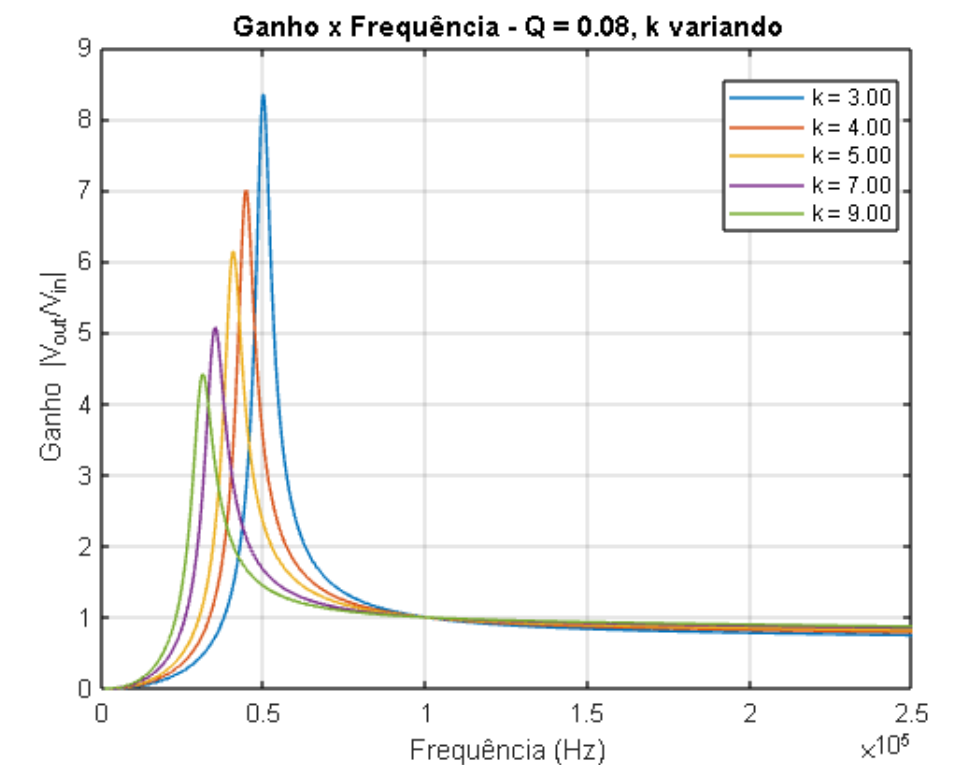
3.1.2 Relação de Transformação

Devido à igualdade entre as tensões de entrada e saída, a relação de transformação do transformador é definida como:

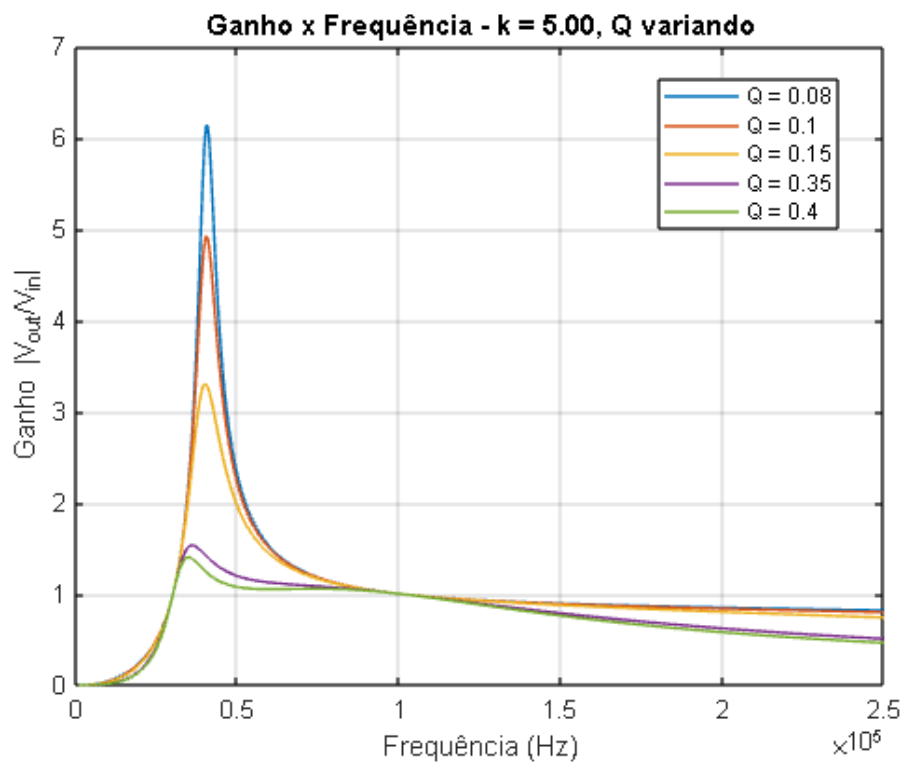
$$n = \frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{500}{500} = 1. \quad (1)$$

3.1.3 Escolha dos Fatores k e Q

Foram analisadas curvas de ganho variando-se os parâmetros k e Q , apresentadas nas Figuras 28 e 29. A partir dessas curvas, observou-se o comportamento da sensibilidade do ganho à frequência de operação.

Figura 28 – Curvas de ganho para Q constante e variação de k .

Fonte: Autor

Figura 29 – Curvas de ganho para k constante e variação de Q .

Fonte: Autor

Com base nessa análise, verifica-se que os valores de k e Q que proporcionam esse comportamento seguem duas tendências fundamentais: valores elevados de k tornam a curva mais linear e estável acima da frequência ressonante, enquanto valores reduzidos de Q contribuem para tornar a curva mais plana e menos sensível a variações de frequência. Assim, a combinação de k alto e Q baixo resulta em um comportamento de ganho mais adequado à faixa de operação desejada.

Para operação na região desejada, acima da frequência ressonante e com ganho unitário ou próximo disso, observa-se pelas curvas analisadas que, para atender a esse comportamento, é necessário que o ganho varie pouco em uma faixa mais ampla de frequências acima da ressonância. Dessa forma, mesmo ao se distanciar da frequência ressonante na qual o ganho é unitário, o conversor permanece operando com ganho próximo desse valor.

Com isso em mente, os valores de k e Q que permitem esse comportamento seguem a tendência observada: valores elevados de k tornam a curva de ganho mais linear em frequências acima da ressonância, assim como pequenos de Q .

$$k = 5 \quad Q = 0,08$$

3.1.4 Cálculo da Resistência Equivalente

A resistência equivalente vista pelo tanque é dada por:

$$R_o = \frac{8n^2}{\pi} \frac{V_{out}^2}{P_{out}} = \frac{8}{\pi} \cdot \frac{500^2}{5000} = 50 \Omega. \quad (2)$$

3.1.5 Cálculo dos Elementos do Tanque Ressonante

Capacitância do primário

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_r R_o Q} = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \text{ kHz} \cdot 50 \cdot 0.08} = 397 \text{ nF} \quad (3)$$

Capacitância do secundário

$$C_2 = n^2 C_1 = 397 \text{ nF} \quad (4)$$

Indutância do primário

$$L_1 = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 C_1} = 6,36 \mu H \quad (5)$$

Indutância do secundário

$$L_2 = L_1 = 6,36 \mu H \quad (6)$$

Indutância de magnetização

$$L_m = kL_1 = 31,8\mu H \quad (7)$$

3.1.6 Capacitores de Entrada e Saída

Os capacitores de entrada e saída serão dimensionados considerando a ondulação máxima permitida, a corrente de ripple e a estabilidade do barramento CC. Na seleção inicial dos capacitores de entrada e saída, considerou-se apenas a redução da ondulação de tensão. Para esse caso simplificado, o capacitor pode ser estimado pela relação direta entre a ondulação desejada e a corrente alternada que o atravessa, podendo ser calculado pela Equação (8):

$$C \approx \frac{I_{\text{ripple}}}{f_{\text{ripple}} \Delta V_{\text{max}}} \quad (8)$$

onde I_{ripple} é a corrente de ripple, f_{ripple} é a frequência dominante da ondulação e ΔV_{max} é a ondulação máxima aceitável na tensão de saída.

Considerando uma corrente de ripple de 2 A, uma frequência de ripple de aproximadamente 180 kHz, correspondente à operação acima da frequência de ressonância, e uma ondulação máxima permitida de $\Delta V = 0,2$ V, obtém-se o valor do capacitor como determinado na equação (9):

$$C \approx \frac{2}{180000 \cdot 0,2} \approx 5,55 \times 10^{-5} \text{ F} \approx 60 \mu\text{F}. \quad (9)$$

No entanto, para um projeto mais completo, não se deve dimensionar os capacitores apenas visando a redução do ripple. É necessário considerar também características que influenciam o comportamento dinâmico do conversor.

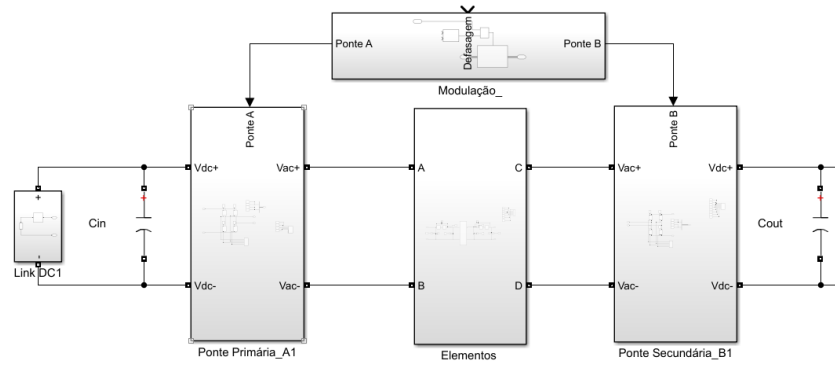
3.1.7 Tabela dos Elementos Calculados

Elemento	Valor Calculado
C_1	397 nF
C_2	397 nF
C_{in}	60 μ F
C_{out}	60 μ F
L_1	6,36 μ H
L_2	6,36 μ H
L_m	31,8 μ H
R_o	50 Ω

Tabela 6 – Elementos calculados do tanque ressonante CLLC.

Com os elementos dimensionados, o modelo completo do conversor é montado no *Simulink* conforme mostrado na Figura 30. A representação ilustra os componentes do tanque, a estrutura de modulação conectada às pontes, bem como demais partes e elementos da topologia.

Figura 30 – Conversor DAB-CLLC

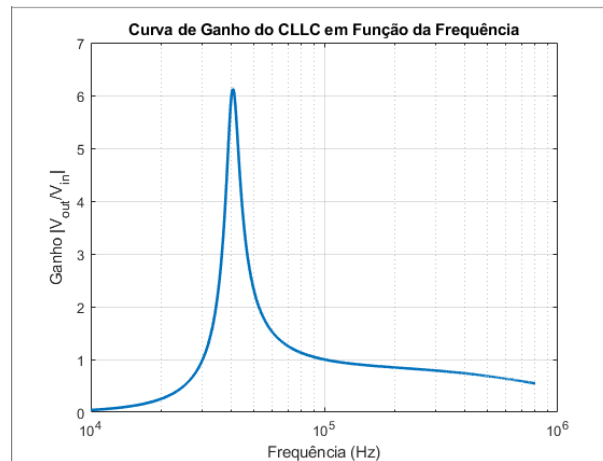


Fonte: Autor

3.1.8 Curva de Ganho do Tanque Projetado

A curva resultante obtida com os parâmetros de projeto, apresentada na Figura 31, demonstra que o ganho permanece próximo de 1 em uma faixa de frequência acima da ressonância, validando as escolhas de k e Q , as quais atenderam ao objetivo inicial de projeto. Ressalta-se que, conforme discutido na fundamentação teórica, a variação da carga influencia diretamente o comportamento do conversor. Para aplicações em baterias, seria necessário compreender de forma mais aprofundada o comportamento das curvas para diferentes estados de carga. Entretanto, nos testes a serem realizados neste trabalho, a carga utilizada será fixa, o que simplifica a análise, mas limita a avaliação completa do desempenho sob condições variáveis.

Figura 31 – Curva de ganho do tanque ressonante projetado.



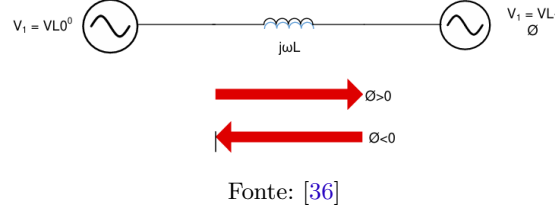
Fonte: Autor

3.1.9 Modulação Utilizada

A modulação adotada é a *Single Phase Shift* (SPS), amplamente utilizada em conversores isolados devido à simplicidade e comportamento previsível. Nessa técnica, ambas as pontes operam com ciclo de trabalho fixo de 50%, gerando tensões quadradas, e a potência transferida é controlada exclusivamente pela defasagem φ entre essas tensões. Quando $\varphi = 0$, nenhuma potência é transferida; à medida que φ aumenta a potência transferida aumenta.

De forma básica, a análise pode ser conduzida utilizando o conceito de transferência de potência entre duas fontes (ou barras) de um sistema elétrico, como ilustrado na Figura 32.

Figura 32 – Transferência de energia entre barramentos de Tensão

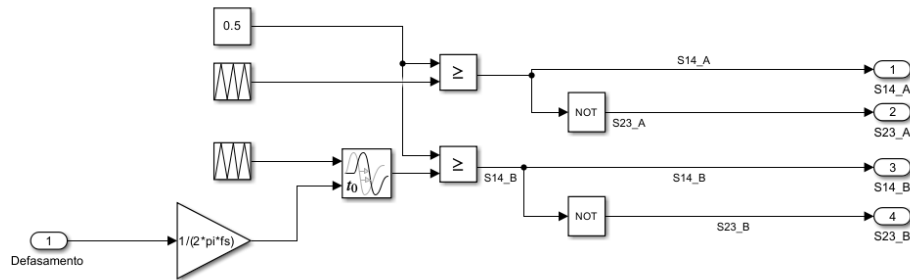


Embora o DAB-CLLC não seja composto apenas por uma indutância entre duas fontes, pois possui um tanque ressonante CLLC, o princípio fundamental de operação pode ser interpretado de maneira semelhante ao mostrado na Figura 32. Assim, ao controlar o ângulo de defasagem entre as tensões aplicadas às pontes, controla-se também o sentido e a magnitude da potência transferida. De acordo com a equação (10) que descreve esse comportamento, o aumento do ângulo de defasagem resulta em um aumento da potência transferida.

$$P = \frac{V_p \times V_s \times \sin \varphi}{\omega L} \quad (10)$$

Para a implementação dessa modulação no Simulink, utilizou-se o esquema ilustrado na Figura 33. A ponte primária recebe diretamente seu sinal PWM, enquanto a ponte secundária recebe o mesmo sinal com a defasagem desejada, aplicada por meio de um bloco *Transport Delay*. Nesse bloco, o atraso é definido a partir da conversão do ângulo de defasagem (em radianos) para tempo, conforme a Equação (11). Dessa forma, o *Transport Delay* aplica o deslocamento temporal correspondente ao ângulo especificado, resultando na defasagem adequada entre as duas pontes.

Figura 33 – Modulação implementada



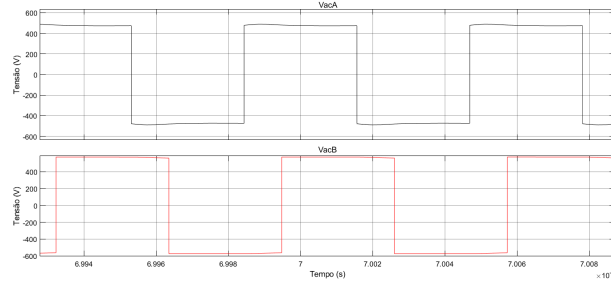
Fonte: Autor

$$t_\varphi = \frac{\varphi}{2\pi f_s} \quad (11)$$

Foi aplicado um valor arbitrário de defasagem com o objetivo de verificar se as tensões de entrada e de saída do tanque apresentavam, de fato, o deslocamento de fase esperado. Conforme

ilustrado na Figura 34, o comportamento observado confirma a defasagem prevista, validando a modulação empregada.

Figura 34 – Validação da defasagem entre as pontes.



Fonte: Autor

Com todos os elementos definidos e a modulação validada, o modelo está apto para as simulações em malha aberta.

3.2 Desenvolvimento da Simulação do Conversor T-Type

Nesta seção são apresentados os procedimentos de projeto e implementação do conversor T-Type no ambiente Simulink, incluindo parâmetros de operação, cálculos dos componentes e modulação empregada. Para que possa ser realizado as simulações.

3.2.1 Parâmetros de Projeto

Parâmetro	Valor
Tensão do barramento CC	500 V
Tensão de linha (fase-fase)	229,8 V
Tensão de linha pico	325 V
Potência nominal	10 000 W
Frequência de chaveamento	50 kHz

Tabela 7 – Parâmetros de projeto do conversor T-Type.

Esses valores servirão como base para o cálculo do indutor de entrada e dos capacitores.

3.2.2 Indutor de Entrada

$$L = \frac{V_{dc}}{8 f_s \Delta i_{L,pp}} \quad (12)$$

Substituindo $V_{dc} = 500$ V, $f_s = 50$ kHz e $\Delta i_{L,pp} = 4$ A:

$$L = \frac{500}{8 \cdot 50\,000 \cdot 4} = 312,5 \mu\text{H}. \quad (13)$$

3.2.3 Capacitores do Link CC

$$C = \frac{P \Delta t}{0,5 (V_{\text{inicial}}^2 - V_{\text{final}}^2)} \quad (14)$$

Substituindo $P = 10\,000\text{ W}$, $\Delta t = 1,5\text{ ms}$, $V_{\text{inicial}} = 506\text{ V}$ e $V_{\text{final}} = 500\text{ V}$:

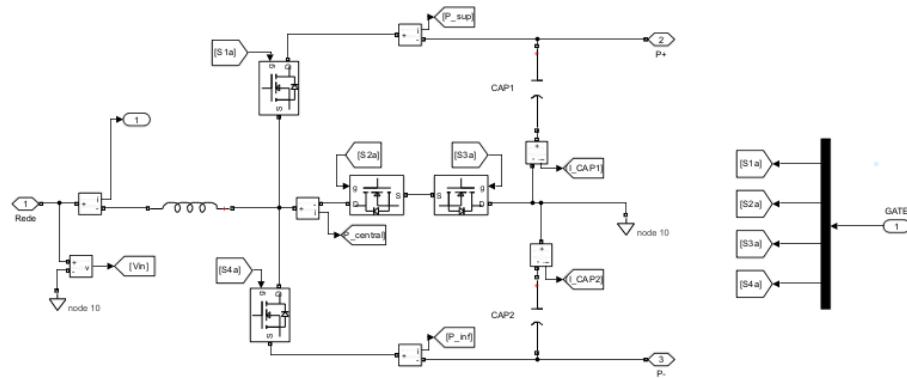
$$C = \frac{10\,000 \cdot 1,5 \times 10^{-3}}{0,5 (506^2 - 500^2)} = 5000\text{ }\mu\text{F}. \quad (15)$$

3.2.4 Modulação Utilizada

A modulação adotada no conversor T-Type baseia-se no método *multicarrier*, no qual uma onda senoidal de referência é comparada a duas portadoras triangulares defasadas entre si, conforme descrito na fundamentação teórica.

Com o objetivo de validar a modulação e compreender seu funcionamento de forma mais clara, inicialmente foi desenvolvido um modelo monofásico, conforme discutido na fundamentação teórica. A montagem dessa configuração no *Simulink* é mostrada na Figura 35.

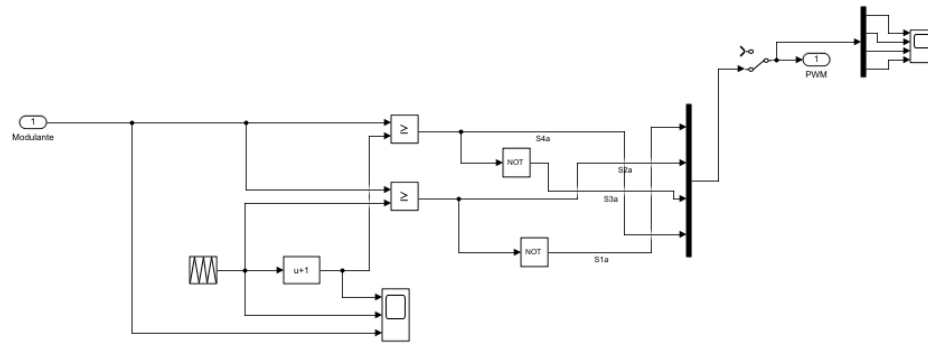
Figura 35 – Modelo monofásico utilizado para validação da modulação.



Fonte: Autor

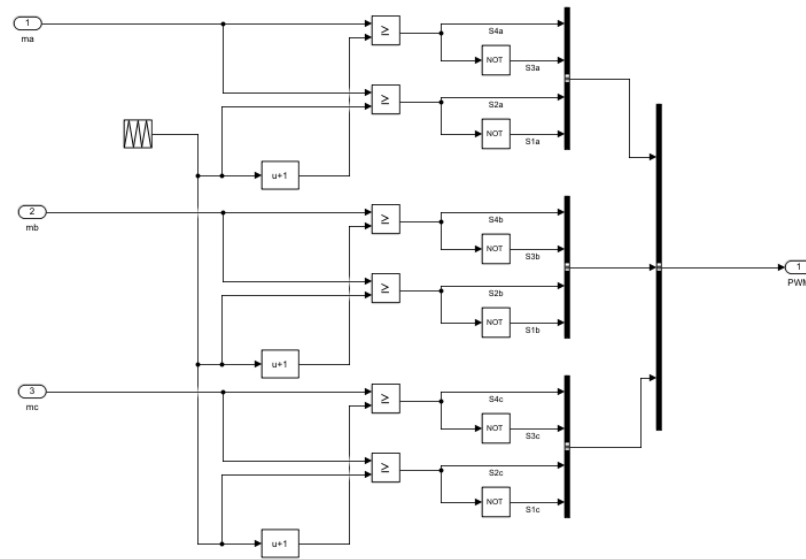
A estrutura de implementação da modulação, desenvolvida com base na descrição apresentada na fundamentação teórica, é ilustrada na Figura 36.

Figura 36 – Modulação



Fonte: Autor

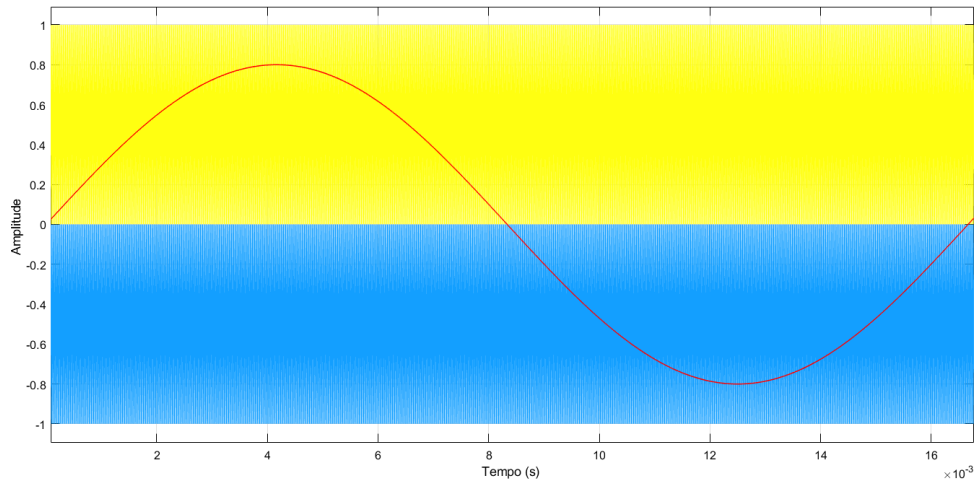
A partir da validação do modelo monofásico, foi elaborado o esquema de modulação para o modelo trifásico, mantendo-se o mesmo princípio de operação. A estrutura geral da modulação utilizada no conversor T-Type trifásico está apresentada na Figura 37.

Figura 37 – Estrutura da modulação *multicarrier* adotada no conversor T-Type.

Fonte: Autor

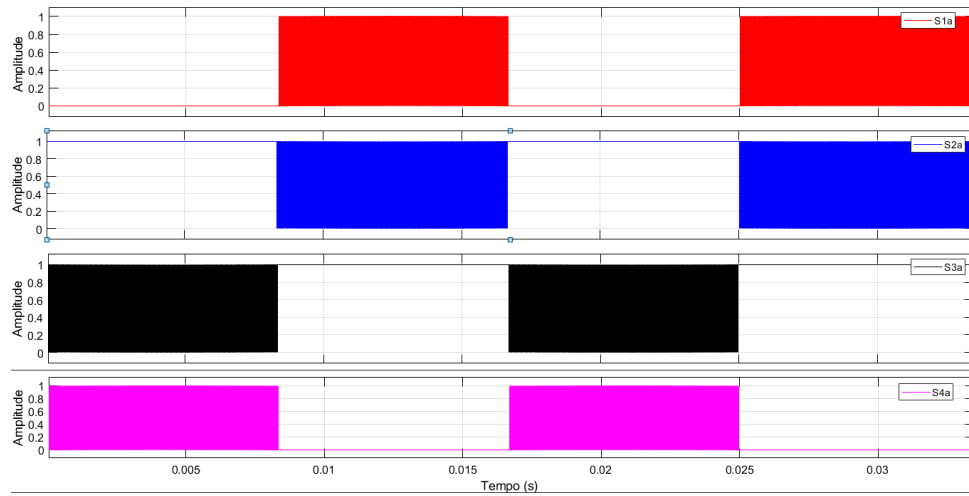
A Figura 38 apresenta a saída do bloco de modulação, destacando a onda senoidal de referência (em preto) e as duas portadoras triangulares representadas em cores distintas.

Figura 38 – Modulação



Fonte: Autor

Na Figura 39 são exibidos os sinais de acionamento (*gates*) para cada uma das chaves do modelo monofásico, os quais serviram de base para a expansão do método ao sistema trifásico.

Figura 39 – Sinais de *gates*

Fonte: Autor

No modelo trifásico, foi empregada a mesma lógica de modulação do caso monofásico. A principal diferença consiste no fato de que cada fase possui seu próprio conjunto de portadoras e sequência de comutação, mantendo-se a defasagem de cada fase.

Com a modulação devidamente implementada e os elementos do estágio de potência dimensionados, o modelo do conversor T-Type encontra-se preparado para a etapa de simulações.

4 Simulação do Conversor Não Controlado

Neste capítulo são apresentados os resultados das simulações em malha aberta realizadas com as duas topologias estudadas: o conversor DAB-CLLC e o conversor T-Type. O objetivo desta etapa é observar o comportamento natural de cada conversor sem a presença de um laço de controle, avaliando se a modulação implementada funciona corretamente e se as grandezas elétricas evoluem conforme esperado.

No caso do DAB-CLLC, analisa-se a resposta do sistema quando diferentes ângulos de defasagem são impostos entre as pontes primária e secundária. Já para o conversor T-Type, avalia-se se a estratégia PWM implementada produz uma tensão de saída adequada e se o filtro projetado é suficiente para aproximar a forma de onda de uma tensão CC estável.

4.1 Simulação do DAB-CLLC em Malha Aberta

A etapa de simulação em malha aberta do DAB-CLLC tem como finalidade verificar se a modulação por deslocamento de fase produz o comportamento esperado: transferência de potência proporcional ao ângulo de defasagem e operação estável do tanque ressonante.

4.1.1 Aplicação da Defasagem

Para avaliar a resposta dinâmica do conversor, foram aplicados valores crescentes de defasagem φ entre as pontes. Como ilustrado na Tabela 8 os ângulos utilizados e o respectivo intervalo de aplicação.

Intervalo de Tempo (s)	Valor de $\varphi(t)$
$0 \leq t < 0.025$	10°
$0.025 \leq t < 0.05$	15°
$0.05 \leq t < 0.075$	20°

Tabela 8 – Valores aplicados ao sinal $\varphi(t)$ em cada intervalo de tempo.

Com esses valores de defasagem, foram realizados testes em malha aberta para observar o comportamento natural da topologia diante da variação angular entre as pontes, bem como a resposta da potência e da corrente em função dessa defasagem.

4.1.2 Resultados Obtidos

Os resultados apresentados na Figura 40 mostram que, à medida que o ângulo de defasagem aumenta, a potência transferida também cresce de forma proporcional. Esse comportamento está em conformidade com o modelo teórico, no qual a transferência de energia entre as pontes ocorre de maneira análoga ao fluxo de potência entre duas barras em sistemas CA, sendo diretamente determinada pelo ângulo elétrico entre elas, conforme discutido anteriormente.

A Figura 40 apresenta a potência transferida durante os intervalos simulados.

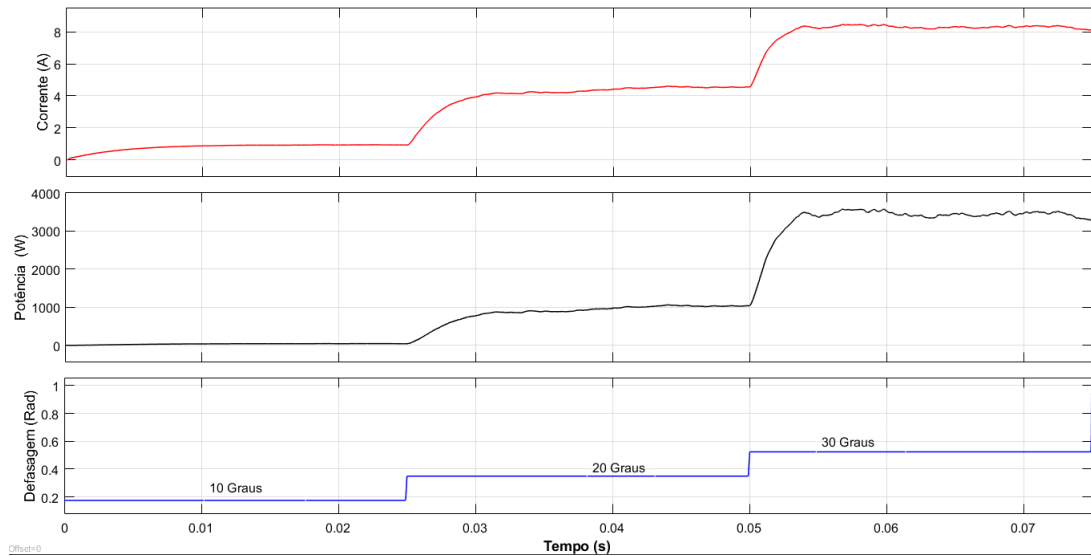


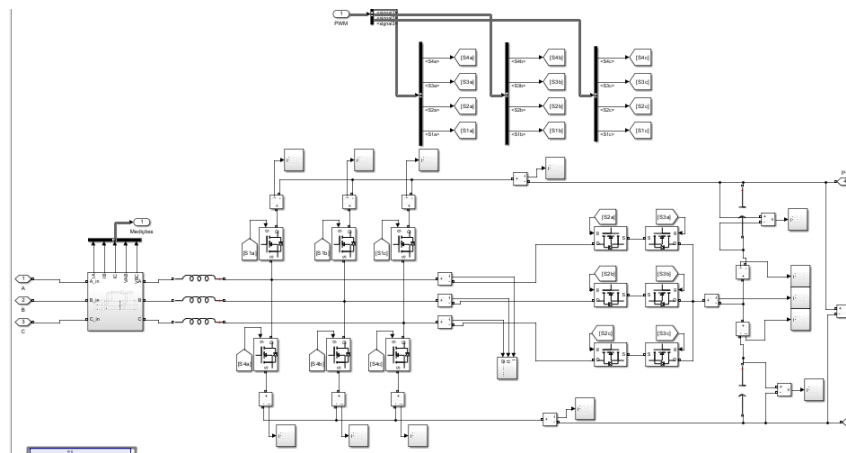
Figura 40 – Potência transferida para a carga durante a aplicação dos diferentes ângulos.

Dessa forma, observa-se que a potência transferida aumenta conforme o ângulo aplicado, validando o princípio da modulação por deslocamento de fase e confirmando o alinhamento dos resultados simulados com o comportamento teórico previsto.

4.2 Simulação do Conversor T-Type em Malha Aberta

Para o conversor T-Type, ilustrado na Figura 41, a análise em malha aberta tem como objetivo verificar a integridade da modulação PWM de três níveis e confirmar se a topologia está operando corretamente como um conversor CA/CC. Foi empregada a técnica de modulação descrita ao longo do trabalho, utilizando valores arbitrários de modulação para validar o funcionamento parcial do conversor e comprovar a coerência inicial de seu comportamento.

Figura 41 – Conversor T-Type

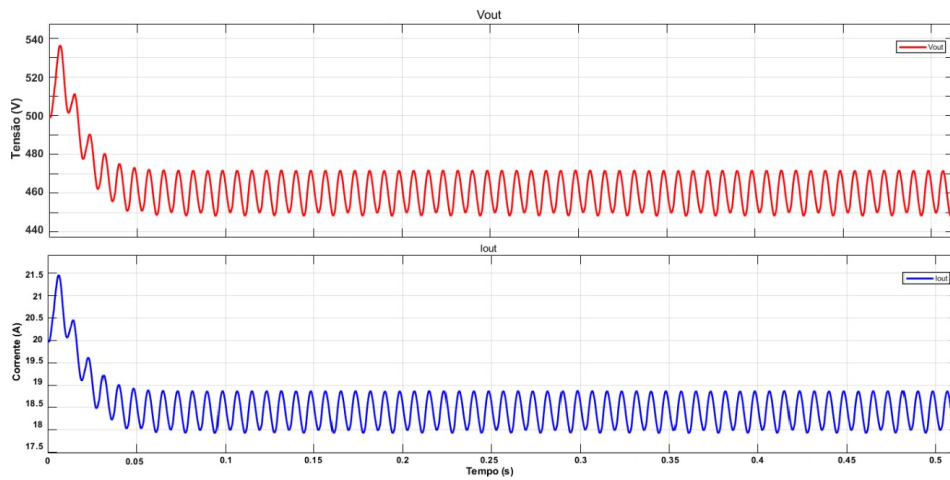


Fonte: Autor

4.2.1 Resultados Obtidos

Podemos observar, na Figura 42, as formas de onda da tensão e da corrente de saída, representadas, respectivamente, em vermelho e azul. Verifica-se que o conversor apresentou um ripple na tensão de saída e na corrente, o que prova que apenas a aplicação da modulação estudada e o dimensionamento dos componentes não são suficientes para garantir um comportamento ideal da topologia. Apesar disso, a saída se mantém quase constante, apresentando apenas a ondulação descrita, o que indica a necessidade de estudos adicionais e de investigação mais aprofundada para otimização do desempenho.

Figura 42 – Tensão e corrente de saída do conversor T-Type em malha aberta.



Fonte: Autor

O comportamento geral se aproxima do esperado para um barramento CC, evidenciando que a topologia está operando de acordo com o princípio de conversão desejado. Entretanto, os resultados ainda indicam a necessidade de aprimoramentos, tanto na técnica de modulação quanto no entendimento mais aprofundado dos aspectos dinâmicos próprios dessa topologia. Estudos adicionais são essenciais para reduzir o *ripple* observado, melhorar o desempenho e garantir uma operação mais estável e eficiente do conversor.

5 Simulação dos Conversores em Malha Fechada

Neste capítulo são apresentados os testes realizados com ambas as topologias, o conversor DAB-CLLC e o conversor T-Type, agora operando em malha fechada. O objetivo desta etapa é avaliar a resposta dinâmica dos conversores quando submetidos a estratégias de controle aplicadas às variáveis mais relevantes de cada estrutura. Diferentemente dos ensaios em malha aberta, busca-se aqui verificar o comportamento das topologias quando é introduzida uma malha de realimentação, ainda que de forma simplificada.

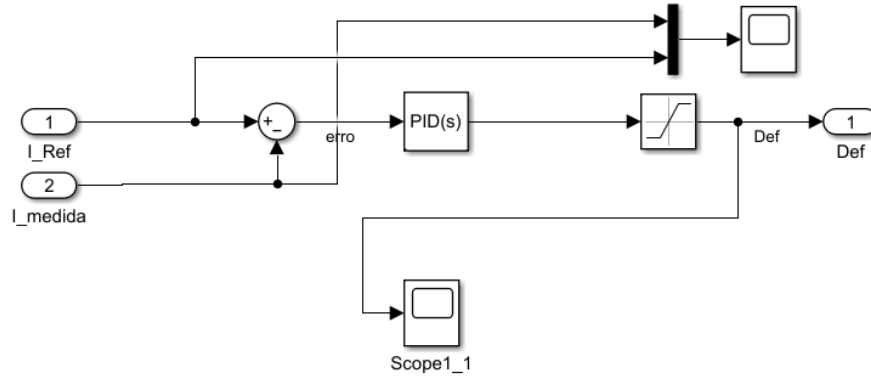
É importante ressaltar que, devido à elevada complexidade associada ao DAB-CLLC, especialmente no que diz respeito à sua modelagem dinâmica, ao comportamento dependente da frequência e à diversidade de técnicas de modulação possíveis, o desenvolvimento de um controlador completo e rigorosamente projetado ultrapassa o escopo deste trabalho. Por essa razão, tanto para o DAB-CLLC quanto para o T-Type, os controles implementados nesta etapa possuem caráter exploratório, sem seguir um método formal de projeto. O objetivo é apenas demonstrar o fechamento de malha e avaliar, de maneira preliminar, a estabilidade qualitativa, a convergência das variáveis controladas e o comportamento dinâmico básico de cada conversor.

Assim, os resultados apresentados neste capítulo não têm a finalidade de otimizar o desempenho nem de estabelecer soluções definitivas de controle, mas sim validar conceitualmente o funcionamento das topologias quando submetidas à realimentação e fornecer um ponto de partida para estudos futuros envolvendo técnicas de controle mais robustas e adequadamente projetadas.

5.1 Simulação do DAB-CLLC em Malha Fechada

Para a simulação do conversor DAB-CLLC, empregou-se a malha de controle apresentada na Figura 43, na qual foi implementado um controlador proporcional-integral (PI) para o controle de corrente de saída. Os parâmetros do controlador foram ajustados de forma arbitrária, com base em testes realizados no ambiente de simulação, sem a aplicação de um método formal de projeto.

Figura 43 – Malha de controle implementada para o DAB-CLLC.



Fonte: Autor

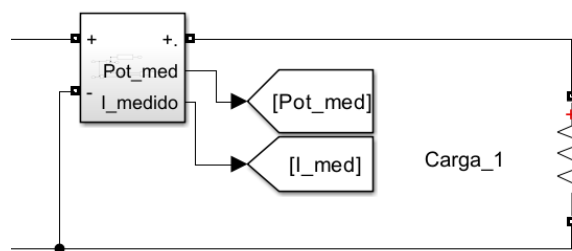
Os ganhos do controlador foram definidos de forma arbitrária, resultando em:

$$k_p = 10, \quad k_i = 0,01,$$

e estabeleceu-se uma corrente de referência de 10 A.

Com o objetivo de melhorar a qualidade dos sinais fornecidos ao controlador, foram inseridos filtros passa-baixa nas medições da potência e da corrente de saída, conforme ilustrado na Figura 44. Esses filtros têm a função de atenuar as componentes de alta frequência presentes nos sinais medidos provenientes do chaveamento em alta frequência do estágio CLLC, reduzindo de forma significativa o *ripple* e o ruído associados ao processo de comutação. Dessa forma, o controlador passa a operar com sinais sem ruídos e representativos dos valores médios das grandezas observadas, contribuindo para uma regulação mais estável e confiável.

Figura 44 – Filtros passa-baixa aplicados aos sinais de potência e corrente.



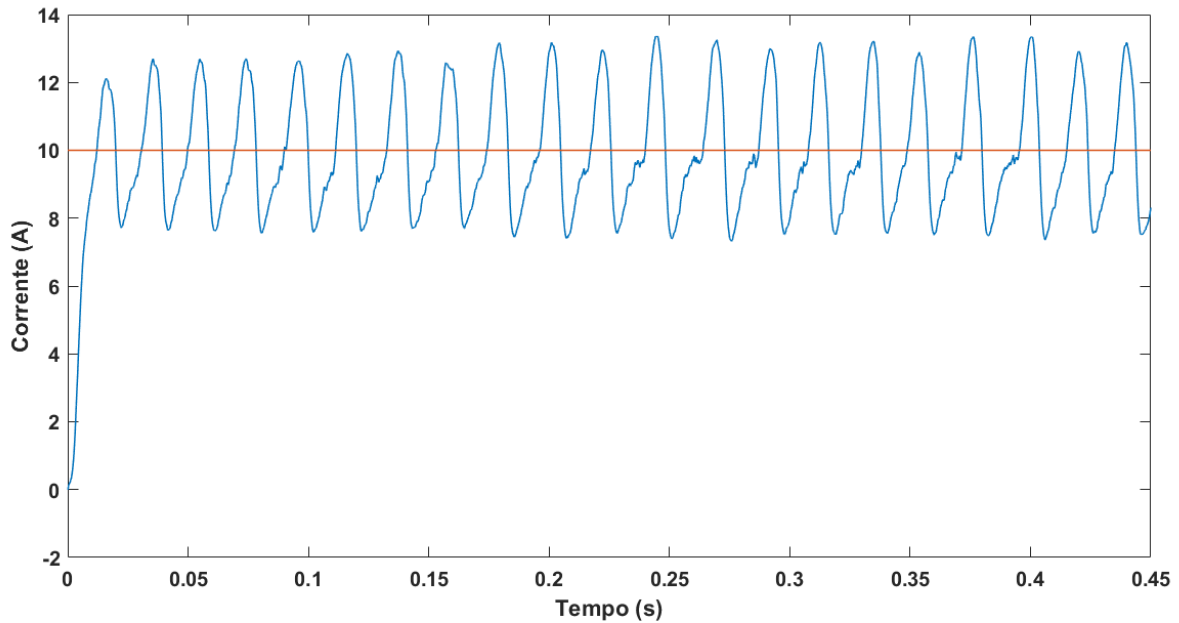
Fonte: Autor

5.1.1 Resultados

Como já era esperado, o controle do DAB-CLLC ajustado apenas por meio de modificações empíricas dos parâmetros apresentou instabilidades, como ilustrado na figura 45 reforçando a necessidade de uma investigação mais aprofundada sobre o projeto do controlador, bem como

sobre as técnicas de modulação e estratégias de controle mais adequadas para essa topologia. Como mencionado anteriormente, o DAB-CLLC possui um nível significativo de complexidade, o que exige metodologias de projeto e controle mais estruturadas e um estudo detalhado de seu comportamento dinâmico.

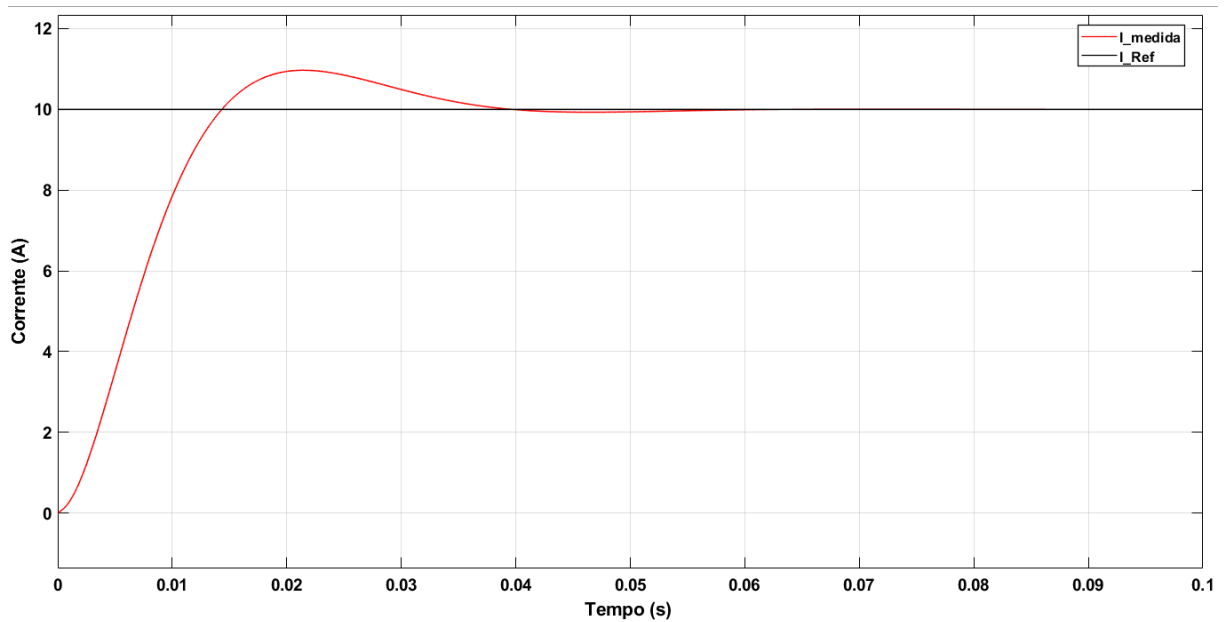
Figura 45 – Resposta dinâmica instável obtida para o DAB-CLLC.



Fonte: Autor

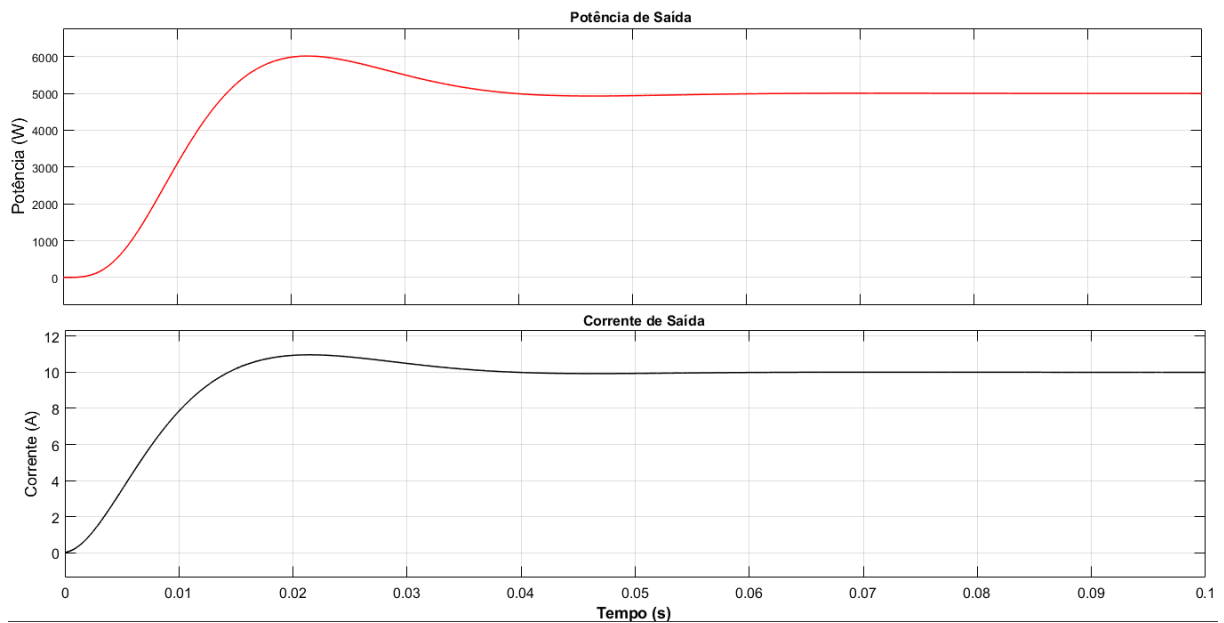
Um exemplo de topologia que apresenta maior facilidade de projeto é o DAB convencional, o qual também foi modelado e simulado com o propósito de auxiliar na compreensão do comportamento do DAB ressonante. Utilizando a mesma configuração de montagem, o mesmo esquema de modulação e os mesmos parâmetros de controle, o DAB convencional apresentou estabilidade ao longo de toda a simulação, conforme ilustrado nas Figuras 46 e 47. Observa-se que a corrente de saída acompanha adequadamente a referência desejada, sem a necessidade de um projeto de controle mais complexo.

Figura 46 – Simulação do DAB convencional com a mesma estratégia de controle.



Fonte: Autor

Figura 47 – Potência e corrente do DAB convencional apresentando estabilidade.



Fonte: Autor

A principal diferença entre as duas topologias reside na sua estrutura de potência, enquanto o DAB emprega apenas um indutor como elemento de transferência de energia, o DAB-CLLC utiliza um tanque ressonante composto por múltiplos indutores e capacitores. Essa maior quantidade de componentes eleva a ordem do sistema e introduz dinâmica adicional, tornando o processo de modelagem, dimensionamento e controle consideravelmente mais complexo. Assim, confirma-se que o DAB-CLLC requer metodologias de projeto mais detalhadas para garantir estabilidade e desempenho satisfatório.

5.2 Simulação do Conversor T-Type em Malha Fechada

O desenvolvimento da malha de controle do conversor T-Type encontra-se em estágio inicial, e os resultados obtidos até o momento evidenciam a necessidade de ajustes adicionais e análises futuras mais detalhadas para alcançar um desempenho satisfatório.

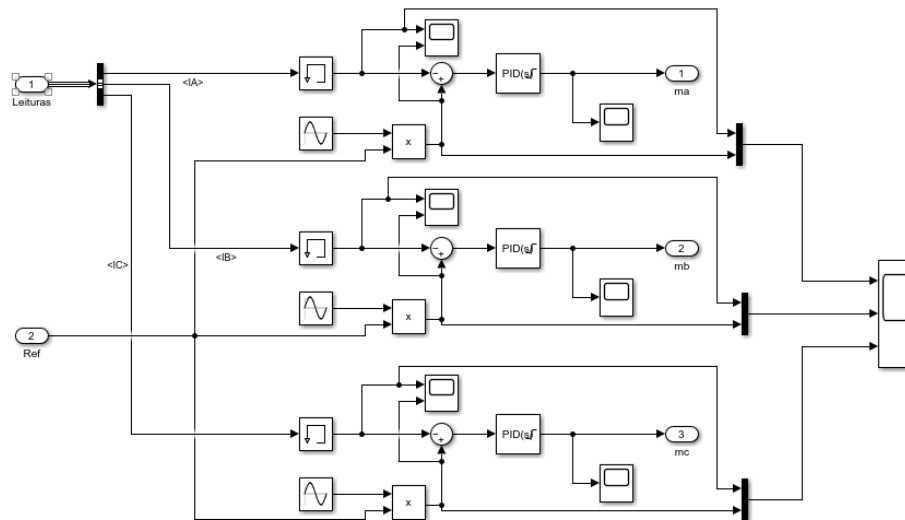
5.2.1 Controle da Corrente de Entrada

Por se tratar do estágio de entrada do sistema de recarga, é desejável que a corrente absorvida da rede seja senoidal e em fase com a tensão, de modo a garantir um elevado fator de potência e reduzir distorções harmônicas. Com esse objetivo, foi implementada uma estratégia de controle simplificada, ilustrada na Figura 48.

O método adotado consiste em definir referências senoidais para as correntes de entrada das três fases, respeitando a defasagem característica entre elas, e compará-las com as correntes efetivamente medidas, conforme mostrado no diagrama da Figura 48. Para este estudo preliminar, a corrente senoidal de referência foi fixada em 100 A. O erro entre as correntes medidas e suas respectivas referências é processado por um controlador (PI), cuja ação ajusta os sinais de modulação de modo a forçar as correntes a seguirem o perfil senoidal desejado.

Os parâmetros do controlador PI foram definidos de forma arbitrária, adotando-se $K_p = 60$ e $K_i = 0.5$, uma vez que o objetivo desta etapa é apenas analisar o comportamento inicial do conversor em malha fechada e identificar possíveis pontos de melhoria no projeto de controle.

Figura 48 – Malha de controle implementada para o conversor T-Type.



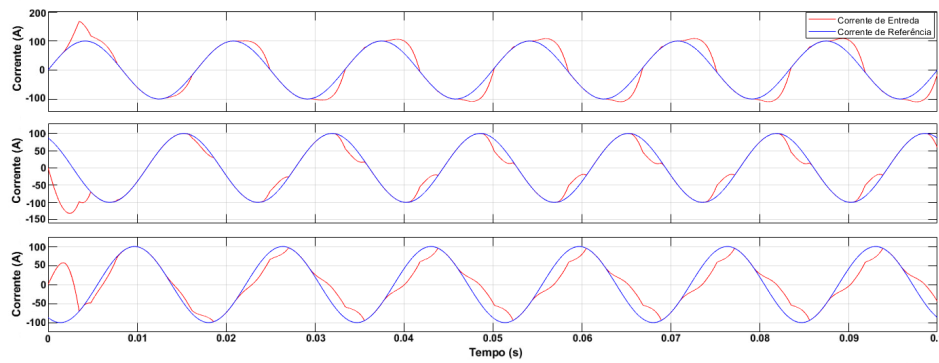
Fonte: Autor

5.2.2 Resultados

Os resultados obtidos para as correntes de entrada, apresentados na Figura 49, indicam que o conversor ainda não atinge o desempenho esperado. Observa-se distorção significativa nas formas de onda, o que sugere a necessidade de um projeto de controle mais robusto, bem como de uma revisão dos parâmetros dos indutores de entrada e das condições de operação do conversor.

Além disso, os efeitos característicos de topologias de três níveis, relacionados ao desequilíbrio das tensões nos capacitores do barramento, devem ser mais bem analisados, pois influenciam diretamente a resposta do sistema e podem estar contribuindo para o comportamento observado. Esses aspectos exigem uma investigação mais aprofundada, de modo a compreender seu impacto nas correntes de entrada e na estabilidade da malha de controle.

Figura 49 – Correntes de entrada obtidas na simulação do conversor T-Type em malha fechada.



Fonte: Autor

Diante desses resultados, torna-se evidente a necessidade de um estudo mais detalhado da topologia T-Type, incluindo técnicas avançadas de controle, estratégias de balanceamento dos capacitores do barramento CC e métodos de modelagem capazes de representar com maior precisão a dinâmica do conversor.

6 Considerações Finais e Trabalhos Futuros

O presente trabalho teve como objetivo analisar as principais topologias empregadas nos estágios CA/CC e CC/CC de carregadores *off-board* do tipo 3, identificando quais delas apresentam os melhores desempenhos frente a requisitos como alta eficiência, elevada densidade de potência, baixas perdas, reduzida distorção harmônica, capacidade de operar de forma bidirecional e aptidão para aplicações de alta potência. A partir desse levantamento, verificou-se que as topologias *T-Type* (para o estágio CA/CC) e *DAB-CLLC* (para o estágio CC/CC) se destacam de maneira significativa, apresentando vantagens técnicas em relação às alternativas avaliadas.

No decorrer do estudo, aprofundou-se especialmente a análise do conversor *DAB-CLLC*, o qual se mostrou uma topologia de elevada complexidade, oferecendo inúmeras possibilidades de projeto, técnicas de modelagem, estratégias de controle e diferentes esquemas de modulação. Essa variedade de abordagens, explicada ao longo da dissertação, evidencia que o desenvolvimento de um conversor *DAB-CLLC* envolve múltiplas decisões interdependentes, tornando-o um campo de pesquisa ainda em expansão. Um dos métodos de projeto identificados na literatura foi implementado e avaliado em malha aberta, demonstrando a viabilidade das abordagens discutidas e revelando que cada caminho de projeto pode desdobrar-se em novos ramos de investigação, tanto teóricos quanto experimentais.

Quanto ao conversor *T-Type*, sua análise mostrou que essa topologia é uma das que mais se destacam entre as alternativas avaliadas para o estágio CA/CC, especialmente por suas vantagens em eficiência e qualidade de energia. Entretanto, observou-se que, apesar de amplamente utilizada como inversor, ainda existe uma limitada base de dados e de estudos aprofundados sobre o emprego do *T-Type* como retificador em carregadores de veículos elétricos. Assim, este trabalho atua como um ponto de partida para a exploração dessa topologia no contexto CA/CC, apresentando seus fundamentos, características e testes preliminares, e abrindo caminho para pesquisas mais detalhadas.

De forma geral, tanto o *DAB-CLLC* quanto o *T-Type* se mostram topologias com elevado potencial, mas ainda com lacunas teóricas e práticas a serem preenchidas. Suas estruturas mais recentes na literatura reforçam a necessidade de estudos adicionais para consolidar modelos, técnicas de controle e metodologias de projeto mais robustas. Dessa forma, esta dissertação contribui ao fornecer uma base comparativa e um direcionamento inicial para o aprofundamento dessas topologias, reforçando seu potencial de aplicação em carregadores *off-board* de alta potência.

Trabalhos Futuros

Para trabalhos futuros, diversas frentes de pesquisa podem ser exploradas a partir das análises realizadas neste estudo. No caso do estágio CC/CC baseado na topologia *DAB-CLLC*, recomenda-se investigar de forma mais detalhada quais técnicas de modelagem são mais adequa-

das para representar com precisão o comportamento dinâmico do conversor, bem como avaliar e comparar diferentes estratégias de controle.

Ressalta-se que, para o DAB-CLLC, existe um amplo conjunto de metodologias de projeto e modelagem dos elementos do tanque ressonante, que incluem técnicas clássicas baseadas na aproximação da primeira harmônica (FHA), análises no domínio da frequência, modelagem no domínio do tempo e abordagens híbridas que combinam modelos lineares e não lineares. Da mesma forma, há diferentes grupos de técnicas de modulação, incluindo as estratégias baseadas em deslocamento de fase, modulação por variação de frequência e técnicas mistas que combinam ambas para ampliar a região de ganho e melhorar a eficiência. Assim, o DAB-CLLC apresenta um grande número de possibilidades e ramificações a serem desenvolvidas, tornando-o uma topologia com amplo potencial para pesquisas futuras. Outro aspecto relevante consiste em explorar com maior detalhamento a operação bidirecional, considerando seus impactos sobre a qualidade da energia e sobre o sistema como um todo.

No que se refere ao estágio CA/CC utilizando a topologia T-Type, recomenda-se aprofundar o estudo do seu comportamento quando empregada como conversor CA/CC, bem como sua aplicação em estratégias de controle do fator de potência. A literatura ainda apresenta poucos detalhes sobre sua utilização nessa função, oferecendo referências limitadas e, em muitos casos, insuficientes para um desenvolvimento e análise completos voltados a carregadores de veículos elétricos. De modo geral, encontram-se mais informações relacionadas ao seu funcionamento como inversor, enquanto sua operação como retificador ainda é pouco explorada, por se tratar de uma topologia emergente.

Dessa forma, torna-se importante desenvolver uma fundamentação teórica e experimental mais robusta sobre seu desempenho em condições de operação conectada à rede, incluindo análises de eficiência, distorção harmônica e resposta dinâmica. Além disso, é relevante investigar técnicas de modulação e estratégias de controle que explorem plenamente seu potencial bidirecional.

Por fim, destaca-se a necessidade de estudos voltados à operação integrada das duas topologias analisadas, considerando o controle coordenado entre o conversor T-Type e o DAB-CLLC. Pesquisas futuras podem abranger a análise conjunta do fluxo de potência entre os estágios, o comportamento dinâmico do sistema completo, questões de estabilidade e desempenho, além da otimização global visando maior eficiência, densidade de potência e confiabilidade. Essas investigações complementares permitirão consolidar as topologias estudadas como alternativas robustas e eficientes para aplicação em carregadores *off-board* de alta potência.

Referências

- [1] Kai Zhou, Yanze Wu, Xiaogang Wu, Yue Sun, Da Teng, and Yang Liu. Research and development review of power converter topologies and control technology for electric vehicle fast-charging systems. *Electronics*, 12(7):1581, March 2023. Article 1581.
- [2] Mohammed Masud Rana, S. M. Mahfuz Alam, Faiaz Allahma Rafi, Swarup Bashu Deb, Boker Agili, Miao He, and Mohd. Hasan Ali. Comprehensive review on the charging technologies of electric vehicles (ev) and their impact on power grid. *IEEE Access*, 13:35124–35156, February 2025.
- [3] Yameena Tahir, Atif Iqbal, Muhammad Faisal Nadeem, Irfan Khan, Syed Mohammad Rafi Rahman, and Yinliang Xu. A state-of-the-art review on topologies and control techniques of solid-state transformers for electric vehicle extreme fast charging. *IET Power Electronics*, 14(9):1560–1576, April 2021.
- [4] Qianwen Song, Xiangjun Li, Minyu Chen, Yiyang Hu, and Josep M. Guerrero. A comprehensive review of power converter topologies and control methods for electric vehicle fast charging applications. *Energies*, 14(9):2533, 2021.
- [5] Viet Thang Tran, Danny Sutanto, and Kashem M. Muttaqi. The state of the art of battery charging infrastructure for electrical vehicles: Topologies, power control strategies, and future trend. In *2017 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*, pages 1–6. IEEE, 2017.
- [6] Rajendra Prasad Upputuri and Bidyadhar Subudhi. A comprehensive review and performance evaluation of bidirectional charger topologies for v2g/g2v operations in ev applications. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 10(1):583–595, March 2024.
- [7] Thomas Dias, Didier Ferrer, Philippe Ladoux, and Sébastien Sanchez. Comparative study of active front end converters for off board ev fast chargers. In *EVI: Charging Ahead (EVI 2023)*, Glasgow, UK, November 2023. IET.
- [8] Welton da Silva Lima. *Conversor CA-CC Monofásico de Estágio Integrado, Bidirecional, Isolado e Baseado em Conversores Intercalados T-Type de 3 Níveis*. PhD thesis, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, December 2021. Tese de Doutorado. Orientador: Prof. Dr. Luiz Henrique Silva Colado Barreto.
- [9] Fatemeh Nasr Esfahani, Ahmed Darwish, and Barry W. Williams. Power converter topologies for grid-tied solar photovoltaic (pv) powered electric vehicles (evs)—a comprehensive review. *Energies*, 15(13):4648, 2022.
- [10] Marcelo Granato Siqueira. Desenvolvimento de carregador rápido para veículos elétricos. Master’s thesis, Universidade Federal de Itajubá (UNIFEI), Itajubá, July 2023. Dissertação de Mestrado. Orientador: Prof. Dr. Robson Bauwelz Gonzatti.

- [11] Mohd Rizwan Khalid, Irfan A. Khan, Salman Hameed, M. S. Jamil Asghar, and Jong-Suk Ro. 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*, 2021.
- [12] Suwaiba Mateen, Mohmmad Amir, Ahteshamul Haque, and Farhad Ilahi Bakhsh. Ultra-fast charging of electric vehicles: A review of power electronics converter, grid stability and optimal battery consideration in multi-energy systems. *Sustainable Energy, Grids and Networks*, 35:101112, 2023.
- [13] Hao Tu, Hao Feng, Srdjan Srdic, and Srdjan Lukic. Extreme fast charging of electric vehicles: A technology overview. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 5(4):861–878, 2019.
- [14] Md. Safayatullah, Mohamed Tamasas Elrais, Sumana Ghosh, Reza Rezaii, and Issa Batarseh. A comprehensive review of power converter topologies and control methods for electric vehicle fast charging applications. *IEEE Access*, 10:40753–40793, 2022.
- [15] Hakan Polat, Farzad Hosseinabadi, Md. Mahamudul Hasan, Sajib Chakraborty, Thomas Geury, Mohamed El Baghdadi, Steven Wilkins, and Omar Hegazy. A review of dc fast chargers with bess for electric vehicles: Topology, battery, reliability oriented control and cooling perspectives. *Batteries*, 9(2):121, 2023.
- [16] Gabriele Arena, Pietro Emiliani, Andrii Chub, Dmitri Vinnikov, and Giovanni De Carne. Dc fast charging of electric vehicles: A review on architecture and power conversion technology. In *2023 IEEE 17th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*. IEEE, 2023.
- [17] Halise Kilicoglu and Pietro Tricoli. Technical review and survey of future trends of power converters for fast-charging stations of electric vehicles. *Energies*, 16(13):5204, 2023.
- [18] Mohamed Seleem, Yousry Atia, Belal Abou-Zalam, and Sameh Abd-Elhaleem. A technological review on fast chargers for electric vehicles: Standards, architectures, power converter topologies, fast charging techniques, impacts and future research directions. *International Journal of Robotics and Control Systems*, 4(1):217–261, 2024.
- [19] Gowthamraj Rajendran, Chockalingam Aravind Vaithilingam, Norhisam Mison, Kanendra Naidu, and Md Rishad Ahmed. A comprehensive review on system architecture and international standards for electric vehicle charging stations. *Journal of Energy Storage*, 42:103099, 2021.
- [20] Seyedamin Valedsaravi, Abdelali El Aroudi, and Luis Martínez-Salamero. Review of solid-state transformer applications on electric vehicle dc ultra-fast charging station. *Energies*, 15(15):5602, 2022.
- [21] Jagadish Patil and M. Sasikala. Fast charging for electric vehicles: Power converter topologies and their control methods. In *2023 International Conference on Applied Intelligence and Sustainable Computing (ICAISC)*. IEEE, 2023.

- [22] Muhammet Beşer Tezgel and Ahmet Karaarslan. Hybrid psm-pwm combined modulation applied to bidirectional dual active bridge clc resonant converter. *Journal of Engineering Technology and Applied Sciences*, 10(1):1–19, 2025.
- [23] Kui-Jun Lee. Analytical modeling of neutral point current in t-type three-level pwm converter. *Energies*, 13(6):1324, 2020.
- [24] İbrahim Çolak, Kamal Al-Haddad, and Tarek AbdelSalam, editors. *Multilevel Inverters: Introduction and Emerent Topologies*. Academic Press, 2021.
- [25] Regis Nibaruta, Sohaib Qazi, Anand Krishnamurthy Iyer, Prasanth Venugopal, Volodymyr Havryliuk, and Thiago Batista Soeiro. T-type converter with zero common-mode voltage modulation for potential transformer-less EV charger application. In *2024 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pages 1712–1718. IEEE, 2024.
- [26] Ning-Zhi Jin, Yu Feng, Ze-Yu Chen, and Xiao-Gang Wu. Bidirectional clc resonant converter based on frequency-conversion and phase-shift hybrid control. *Electronics*, 12(7):1605, 2023.
- [27] Rafael Amadeo García Pérez, Jesús Muñoz-Cruzado-Alba, Eduardo Galván Díez, and Juan Manuel Carrasco Solís. Classification of design methodologies of dual active bridge-based resonant converters for battery energy storage systems. *Electronics*, 13(23):4748, 2024.
- [28] Guvanthi Abeysinghe Mudiyanse, Niloufar Keshmiri, and Ali Emadi. A review of dc-dc resonant converter topologies and control techniques for electric vehicle applications. *IEEE Open Journal of Power Electronics*, 4:945–964, 2023.
- [29] Infineon Technologies AG. Operation and modeling analysis of a bidirectional clc converter: Ref-dab11kizsicsys: An example of the 11 kw bidirectional design. Application Note AN-2024-06, Infineon Technologies AG, July 2024.
- [30] Arthur de Jesus Staats and Humberto Pinheiro. Técnica para rastreamento de ressonância em conversor clc. In *SEPOC 2021*, pages 1–6, Santa Maria, Brasil, 2021.
- [31] Lucas C.G. Mulder. Hybrid control strategy for bi-directional clc dc-dc converters in electric vehicle onboard chargers. Master’s thesis, Eindhoven University of Technology, 2022.
- [32] N. Noroozi, A. Emadi, and M. Narimani. Performance evaluation of modulation techniques in single-phase dual active bridge converters. *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, 2021.
- [33] Sergio Coelho, Tiago J. C. Sousa, Vitor Monteiro, Luis Machado, Joao L. Afonso, and Carlos Couto. Comparison and validation of five modulation strategies for a dual active bridge converter. *EAI Endorsed Transactions on Energy Web*, 9(6), 2023.
- [34] Davide Francisco Cordeiro Moniz. Conversor dc-dc bidirecional isolado ressonante aplicado a veículos eléctricos. Master’s thesis, Universidade de Coimbra, Coimbra, Setembro 2015. Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores.

-
- [35] T. Arputhamary and L. Premalatha. Performance analysis of s-psc, e-psc, and d-psc modulations for clc r-dab converter. In *2024 IEEE International Conference on Smart Power Control and Renewable Energy (ICSPCRE)*, 2024.
 - [36] Texas Instruments. Bidirectional, dual active bridge reference design for level 3 electric vehicle charging stations. Application Report TIDUES0E, Texas Instruments, Dallas, TX, USA, April 2024. Design Guide, Revision E.

Referências

- [1] Kai Zhou, Yanze Wu, Xiaogang Wu, Yue Sun, Da Teng, and Yang Liu. Research and development review of power converter topologies and control technology for electric vehicle fast-charging systems. *Electronics*, 12(7):1581, March 2023. Article 1581.
- [2] Mohammed Masud Rana, S. M. Mahfuz Alam, Faiaz Allahma Rafi, Swarup Bashu Deb, Boker Agili, Miao He, and Mohd. Hasan Ali. Comprehensive review on the charging technologies of electric vehicles (ev) and their impact on power grid. *IEEE Access*, 13:35124–35156, February 2025.
- [3] Yameena Tahir, Atif Iqbal, Muhammad Faisal Nadeem, Irfan Khan, Syed Mohammad Rafi Rahman, and Yinliang Xu. A state-of-the-art review on topologies and control techniques of solid-state transformers for electric vehicle extreme fast charging. *IET Power Electronics*, 14(9):1560–1576, April 2021.
- [4] Qianwen Song, Xiangjun Li, Minyu Chen, Yiyang Hu, and Josep M. Guerrero. A comprehensive review of power converter topologies and control methods for electric vehicle fast charging applications. *Energies*, 14(9):2533, 2021.
- [5] Viet Thang Tran, Danny Sutanto, and Kashem M. Muttaqi. The state of the art of battery charging infrastructure for electrical vehicles: Topologies, power control strategies, and future trend. In *2017 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*, pages 1–6. IEEE, 2017.
- [6] Rajendra Prasad Upputuri and Bidyadhar Subudhi. A comprehensive review and performance evaluation of bidirectional charger topologies for v2g/g2v operations in ev applications. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 10(1):583–595, March 2024.
- [7] Thomas Dias, Didier Ferrer, Philippe Ladoux, and Sébastien Sanchez. Comparative study of active front end converters for off board ev fast chargers. In *EVI: Charging Ahead (EVI 2023)*, Glasgow, UK, November 2023. IET.
- [8] Welton da Silva Lima. *Conversor CA-CC Monofásico de Estágio Integrado, Bidirecional, Isolado e Baseado em Conversores Intercalados T-Type de 3 Níveis*. PhD thesis, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, December 2021. Tese de Doutorado. Orientador: Prof. Dr. Luiz Henrique Silva Colado Barreto.
- [9] Fatemeh Nasr Esfahani, Ahmed Darwish, and Barry W. Williams. Power converter topologies for grid-tied solar photovoltaic (pv) powered electric vehicles (evs)—a comprehensive review. *Energies*, 15(13):4648, 2022.
- [10] Marcelo Granato Siqueira. Desenvolvimento de carregador rápido para veículos elétricos. Master’s thesis, Universidade Federal de Itajubá (UNIFEI), Itajubá, July 2023. Dissertação de Mestrado. Orientador: Prof. Dr. Robson Bauwelz Gonzatti.

- [11] Mohd Rizwan Khalid, Irfan A. Khan, Salman Hameed, M. S. Jamil Asghar, and Jong-Suk Ro. 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*, 2021.
- [12] Suwaiba Mateen, Mohammad Amir, Ahteshamul Haque, and Farhad Ilahi Bakhsh. Ultra-fast charging of electric vehicles: A review of power electronics converter, grid stability and optimal battery consideration in multi-energy systems. *Sustainable Energy, Grids and Networks*, 35:101112, 2023.
- [13] Hao Tu, Hao Feng, Srdjan Srdic, and Srdjan Lukic. Extreme fast charging of electric vehicles: A technology overview. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 5(4):861–878, 2019.
- [14] Md. Safayatullah, Mohamed Tamasas Elrais, Sumana Ghosh, Reza Rezaii, and Issa Batarseh. A comprehensive review of power converter topologies and control methods for electric vehicle fast charging applications. *IEEE Access*, 10:40753–40793, 2022.
- [15] Hakan Polat, Farzad Hosseinabadi, Md. Mahamudul Hasan, Sajib Chakraborty, Thomas Geury, Mohamed El Baghdadi, Steven Wilkins, and Omar Hegazy. A review of dc fast chargers with bess for electric vehicles: Topology, battery, reliability oriented control and cooling perspectives. *Batteries*, 9(2):121, 2023.
- [16] Gabriele Arena, Pietro Emiliani, Andrii Chub, Dmitri Vinnikov, and Giovanni De Carne. Dc fast charging of electric vehicles: A review on architecture and power conversion technology. In *2023 IEEE 17th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*. IEEE, 2023.
- [17] Halise Kilicoglu and Pietro Tricoli. Technical review and survey of future trends of power converters for fast-charging stations of electric vehicles. *Energies*, 16(13):5204, 2023.
- [18] Mohamed Seleem, Yousry Atia, Belal Abou-Zalam, and Sameh Abd-Elhaleem. A technological review on fast chargers for electric vehicles: Standards, architectures, power converter topologies, fast charging techniques, impacts and future research directions. *International Journal of Robotics and Control Systems*, 4(1):217–261, 2024.
- [19] Gowthamraj Rajendran, Chockalingam Aravind Vaithilingam, Norhisam Mison, Kanendra Naidu, and Md Rishad Ahmed. A comprehensive review on system architecture and international standards for electric vehicle charging stations. *Journal of Energy Storage*, 42:103099, 2021.
- [20] Seyedamin Valedsaravi, Abdelali El Aroudi, and Luis Martínez-Salamero. Review of solid-state transformer applications on electric vehicle dc ultra-fast charging station. *Energies*, 15(15):5602, 2022.
- [21] Jagadish Patil and M. Sasikala. Fast charging for electric vehicles: Power converter topologies and their control methods. In *2023 International Conference on Applied Intelligence and Sustainable Computing (ICAISC)*. IEEE, 2023.

- [22] Muhammet Beşer Tezgel and Ahmet Karaarslan. Hybrid psm-pwm combined modulation applied to bidirectional dual active bridge clc resonant converter. *Journal of Engineering Technology and Applied Sciences*, 10(1):1–19, 2025.
- [23] Kui-Jun Lee. Analytical modeling of neutral point current in t-type three-level pwm converter. *Energies*, 13(6):1324, 2020.
- [24] İbrahim Çolak, Kamal Al-Haddad, and Tarek AbdelSalam, editors. *Multilevel Inverters: Introduction and Emerent Topologies*. Academic Press, 2021.
- [25] Regis Nibaruta, Sohaib Qazi, Anand Krishnamurthy Iyer, Prasanth Venugopal, Volodymyr Havryliuk, and Thiago Batista Soeiro. T-type converter with zero common-mode voltage modulation for potential transformer-less EV charger application. In *2024 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pages 1712–1718. IEEE, 2024.
- [26] Ning-Zhi Jin, Yu Feng, Ze-Yu Chen, and Xiao-Gang Wu. Bidirectional clc resonant converter based on frequency-conversion and phase-shift hybrid control. *Electronics*, 12(7):1605, 2023.
- [27] Rafael Amadeo García Pérez, Jesús Muñoz-Cruzado-Alba, Eduardo Galván Díez, and Juan Manuel Carrasco Solís. Classification of design methodologies of dual active bridge-based resonant converters for battery energy storage systems. *Electronics*, 13(23):4748, 2024.
- [28] Guvanthi Abeysinghe Mudiyansele, Niloufar Keshmiri, and Ali Emadi. A review of dc-dc resonant converter topologies and control techniques for electric vehicle applications. *IEEE Open Journal of Power Electronics*, 4:945–964, 2023.
- [29] Infineon Technologies AG. Operation and modeling analysis of a bidirectional clc converter: Ref-dab11kizsicsys: An example of the 11 kw bidirectional design. Application Note AN-2024-06, Infineon Technologies AG, July 2024.
- [30] Arthur de Jesus Staats and Humberto Pinheiro. Técnica para rastreamento de ressonância em conversor clc. In *SEPOC 2021*, pages 1–6, Santa Maria, Brasil, 2021.
- [31] Lucas C.G. Mulder. Hybrid control strategy for bi-directional clc dc-dc converters in electric vehicle onboard chargers. Master’s thesis, Eindhoven University of Technology, 2022.
- [32] N. Noroozi, A. Emadi, and M. Narimani. Performance evaluation of modulation techniques in single-phase dual active bridge converters. *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, 2021.
- [33] Sergio Coelho, Tiago J. C. Sousa, Vitor Monteiro, Luis Machado, Joao L. Afonso, and Carlos Couto. Comparison and validation of five modulation strategies for a dual active bridge converter. *EAI Endorsed Transactions on Energy Web*, 9(6), 2023.
- [34] Davide Francisco Cordeiro Moniz. Conversor dc-dc bidirecional isolado ressonante aplicado a veículos eléctricos. Master’s thesis, Universidade de Coimbra, Coimbra, Setembro 2015. Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores.

-
- [35] T. Arputhamary and L. Premalatha. Performance analysis of s-psc, e-psc, and d-psc modulations for clc r-dab converter. In *2024 IEEE International Conference on Smart Power Control and Renewable Energy (ICSPCRE)*, 2024.
 - [36] Texas Instruments. Bidirectional, dual active bridge reference design for level 3 electric vehicle charging stations. Application Report TIDUES0E, Texas Instruments, Dallas, TX, USA, April 2024. Design Guide, Revision E.