



UNIVERSIDADE FEDERAL DE MATO GROSSO DO SUL
FACULDADE DE ENGENHARIAS, ARQUITETURA E URBANISMO E GEOGRAFIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



Conversores Bidirecionais como Infraestrutura para o Carregamento Rápido e Off-Board de Veículos Elétricos

Bruno Cândia Dalla Nora

Campo Grande - MS

Agosto de 2025



UNIVERSIDADE FEDERAL DE MATO GROSSO DO SUL
FACULDADE DE ENGENHARIAS, ARQUITETURA E URBANISMO E GEOGRAFIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



Conversores Bidirecionais como Infraestrutura para o Carregamento Rápido e Off-Board de Veículos Elétricos

Bruno Cândia Dalla Nora

Dissertação de mestrado apresentada como exigência para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica na área de Processamento Eletrônico de Energia da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul – UFMS.

Orientador: Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito

Campo Grande - MS

Agosto de 2025

Dissertação de mestrado apresentada como exigência para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica na área de Processamento Eletrônico de Energia da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul – UFMS.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito
Orientador

Prof. Dr. Luigi Galotto Junior
UFMS

Prof. Dr. Leonardo Poltronieri Sampaio
UTFPR

Campo Grande - MS
Julho de 2025

AGRADECIMENTOS

Este trabalho, sem dúvidas, foi uma jornada. Uma jornada de desenvolvimento não só na área acadêmica, mas da maturidade. Agradeço por ter tido a oportunidade de trilhar este caminho e ter aprendido tanto.

Primeiramente, agradeço a Deus por me guiar e iluminar ao longo do mestrado e da vida, e aos meus pais, Maurício e Evanise, pelo apoio incondicional em frente aos desafios da vida, da graduação, e agora, do mestrado. Fico tão feliz de ter ambos comigo aqui, nesse momento importante, e ver que, acima de todas as dificuldades, eles sempre se mantiveram ao meu lado.

Para que eu pudesse estar aqui, algumas pessoas foram imprescindíveis, e por elas, eu agradeço, como meu orientador, Dr. Moacyr, que tanto se esforçou para me auxiliar a crescer tanto dentro quanto fora deste trabalho, um profissional exemplar e que também, em meio aos cálculos e formas de onda, sempre contribuiu com uma pérola de sabedoria e incentivo, me mantendo motivado mesmo nos momentos mais tempestuosos.

Aos meus colegas e professores do BATLAB, que mantiveram os dias de pesquisa muito mais leves com sua presença e descontração, criando um ambiente mais leve e assim, auxiliando também em outros momentos, em especial, o Mestre Guilherme, um parceiro desde a graduação, que nunca deixou de estender a mão para ajudar, e ao Allysson e Henrique Mateus por estarem comigo na jornada.

Por fim, aos meus amigos e irmãos da Ordem DeMolay, Ordem da Cavalaria e aos Maçons que me acompanharam, sendo sempre uma organização na qual sou apaixonado e onde sempre encontrei amigos que me motivaram, ajudaram e ouviram, em especial aos irmãos Mateus Nazário, Ervilário Junior, João Victor Marques e Prianti, que estiveram comigo nesta jornada.

RESUMO

O uso de veículos elétricos está se expandindo. Com isto, o carregamento se torna peça chave na viabilização desta tecnologia, sendo o carregamento rápido um ponto diferencial no uso diário de veículos elétricos, onde o uso de conversores de energia bidirecionais pode se tornar relevante. Sendo assim, este trabalho tem como foco o estudo e a simulação de conversores CA-CC e CC-CC para o carregamento rápido de um veículo elétrico, baseado no modelo Tesla *Cybertruck*. O modelo de simulação emprega técnicas de paralelismo e controle para simular a estratégia de carga da bateria veicular. Como resultados, foram obtidas formas de onda de corrente dos conversores CA-CC e CC-CC com e sem paralelismo, podendo atingir potências mais elevadas com um único controle central, reduzindo a potência individual dos conversores individuais, e assim, reduzindo custos e volume. Foi possível obter a potência de 254 kW através de quatro conversores Neutral-Point-Clamped Voltage Source Inverter (NPC VSI), no caso do conversor de conexão à rede, enquanto na conexão CC-CC foram utilizados 2 conversores Double-Active-Bridge em paralelo por NPC VSI. A estratégia de controle é realizada por meio da Transformada abc/dq0 juntamente com o algoritmo de sincronia PLL. Já a estratégia de modulação dos DABs é a *single-phase-shift* (SPS). Como conclusão, o paralelismo via controle central foi uma estratégia válida para fornecer potência à bateria do veículo, podendo então, em trabalhos futuros, ser implementada de forma modular para atingir potências ainda maiores.

Palavras-Chave: Conversores Bidirecionais, Carregamento Veicular, Transferência de Potência.

ABSTRACT

The use of electric vehicles has expanded. With that in mind, proper charging is key to assist in the evolution of this technology, with fast charging being a differential in day use, where bidirectional power flow can be especially relevant. As such, this work has as its main goal to study and simulate DC-DC and AC-DC power converters for fast-charging of an Electric Vehicle based on Tesla's Cybertruck model. The simulation employs parallelism and control to simulate the battery charging strategy. As a result, there were multiple current waveforms from both types of converters with parallelism in each of them, meaning higher power demands can be obtained with a single central control scheme, reducing individual power requirements for each converter cell, meaning the cost and volume for the components can be lowered. It was possible to obtain close to 254 kW from 4 NPC VSI connected to the grid, all using the $ad\text{-}dq0$ transformation rule with an SRF-PLL. For the Double-Active-Bridge, 4 converters generated 32kW of power each using a Single-Phase-Shift strategy. This work then concludes that central control parallelism is a valid strategy to supply an EV battery, and in future works, be implemented to reach even higher power standards.

Keywords: Bidirectional Converters, Electric Vehicles Charging, Power Transfer.

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	9
1.1. Contextualização, Justificativa (motivação) para o desenvolvimento do trabalho	9
1.2. Objetivos	10
Objetivos Gerais	10
Objetivos Específicos	10
1.3. Organização do Trabalho (Resumo dos capítulos)	11
2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	12
2.1. Fundamentação Teórica	12
2.2. Estado da arte	14
2.3. TOPOLOGIAS DOS CARREGADORES VEICULARES	15
2.3.1. CONVERSORES CA-CC	15
2.3.1.1 Three-Phase Voltage Source Inverter	15
2.3.1.2. Three-Phase Neutral-Point-Clamped Voltage Source Inverter	16
2.3.1.3. Conversor T-Type VSI	17
2.3.2. CONVERSORES CC-CC	18
2.3.2.1 Conversor Full-Bridge	18
2.3.2.2. Conversor Full-Bridge LLC Ressonante	18
2.3.2.3. Conversor Double-Active-Bridge (DAB)	19
2.3.2.4. Conversor DAB NPC	20
2.3.2.5. Conversor DAB T-Type	21
2.4. SOLUÇÕES INTEGRADAS	22
2.4.1. Entrelaçamento	22
2.4.2. Conversão Duplo-Estágio	23
2.4.3. Paralelismo empregado à conversores duplo-estágio	23
2.5. FORMAS DE CONTROLE PARA PARALELISMO	24
2.5.1 Controle Droop	24
2.5.2 Controle Centralizado	24
2.5.3 Controle Mestre-Escravo	25
2.6. MODULAÇÃO PHASE-SHIFT	25
2.6.1 Single-Phase-Shift	25
2.6.2. Extended Phase-Shift	26
2.6.3. Double Phase-Shift	26

	8
2.6.4. <i>Triple-Phase-Shift</i>	26
2.7. <i>MODULAÇÃO PWM</i>	26
2.7.1. <i>PWM Senoidal com Portadoras Deslocadas em Nível</i>	26
2.7.2. <i>PWM Senoidal com Injeção de Harmônicas</i>	27
2.7.3. <i>Modulação Vetorial Baseada em Portadora (CB-SVPSM)</i>	27
2.8. <i>TRANSFORMADA DE CLARKE E PARK</i>	27
3. 1. CONVERSORES ESCOLHIDOS	29
3.2. CONVERSOR NPC VSI	30
3.3 Modelagem do NPC	33
3.4. CONVERSOR <i>DOUBLE-ACTIVE-BRIDGE</i>	39
3.5 MODELAGEM DO CONVERSOR DAB	43
3.5.1 Cálculo dos Indutores e Capacitores do Barramento CC	46
3.6 CONTROLE	46
3.6.1 <i>Double-Active-Bridge</i>	46
3.3.2 NPC VSI Trifásico	47
4. SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL	51
4.1 CONVERSOR DAB CONVENCIONAL	51
4.2 CONVERSOR TRIFÁSICO VSI NPC	56
5. CONSIDERAÇÕES FINAIS E CRONOGRAMA	62
5.1. CONSIDERAÇÕES FINAIS	62
5.2. CRONOGRAMA	62
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	63

1. INTRODUÇÃO

1.1. CONTEXTUALIZAÇÃO, JUSTIFICATIVA PARA O DESENVOLVIMENTO DO TRABALHO

O uso de combustíveis fósseis para veículos, de forma geral, é a maneira mais difundida para se conseguir energia para a mobilidade. Este tipo de combustível possui participação importante no aumento de emissão de gases do efeito estufa, como o dióxido de carbono (CO_2), o que contribui com o aquecimento global [1]. Segundo [2], o efeito estufa é importante na manutenção da vida na Terra, devido à conservação dos níveis de temperatura, visto que os gases emitidos formam uma camada protetora que retém os raios infravermelhos de escaparem da atmosfera. Ao mesmo tempo, este efeito também causa o aumento constante da temperatura do planeta conforme os gases se acumulam, sendo imperativo que haja uma regulação das emissões dos mesmos na atmosfera.

Diante da necessidade urgente de controlar a emissão dos gases e, consequentemente, mitigar o efeito estufa e o aquecimento global, a substituição da frota de veículos convencionais por veículos híbridos ou completamente elétricos, surge como uma alternativa possível para reduzir os índices de poluição [3,4]. Além disso, uma otimização do posicionamento dos pontos de carregamento comerciais (eletropostos) pode vir a contribuir para a viabilidade econômica desta estratégia [5].

Diariamente, esta substituição da frota de veículos, se for concretizada, acabará por mudar significativamente a forma com que a rede elétrica é utilizada. Iste devido à alta demanda de energia referente aos carregamentos. Essa mudança pode exigir adaptações na infraestrutura da mesma por parte das concessionárias, além de também afetar a maneira com que os usuários abastecem seus veículos. Assim, diversos estudos e pesquisas em carregamento, manutenção e uso de veículos elétricos têm surgido [6], além de pesquisas focando na tecnologia das próprias baterias e no controle dos estados de saúde e de carga das mesmas, têm ganhado destaque [7,8].

Para uma melhor compreensão do carregamento veicular é interessante observar os tipos de carregamento. Estes métodos de carregamento são divididos em três níveis: nível 1, que é o carregamento lento, nível 2, que é o carregamento semirrápido, o carregamento nível 3, considerado como carregamento rápido e o carregamento nível 4, considerado como ultrarrápido [9]. Estes níveis também podem ser classificados em virtude do tipo de corrente, CA ou CC, tipo de conexão, potência de saída e tempo [10]. Neste trabalho, o método de carregamento rápido será estudado por seus benefícios ao usuário, principalmente o tempo reduzido.

Dentre as potências de carregamento disponíveis, há também técnicas que propõem carregar o veículo de maneira inteligente. Estas são divididas em carregamento não-controlado e carregamento inteligente, onde as mesmas são divididas de acordo com a aplicabilidade e fluxo de potência [11]. Este carregamento inteligente visa otimizar alguma variável do processo (lucro, tempo, perdas de energia) enquanto busca manter a integridade da rede.

Para garantir qualidade e estabilidade da rede elétrica, frente a esta possível mudança de frota, é necessário carregar o veículo elétrico drenando formas de onda de corrente de forma a reduzir a distorção harmônica total (DHT) mantendo a qualidade de energia, um processo onde conversores eletrônicos de potência são peças-chave. Adicionalmente, estes conversores também são classificados em virtude de sua localização, podendo ser do tipo *on-board* ou *off-board*, onde as aplicações podem ser vistas no interior da estrutura do veículo ou em eletropostos, respectivamente. Outra forma de classificação do carregamento é a via cabos ou em estrutura sem acoplamento de fios – *wireless* [12,13,14].

Em todas as classificações citadas acima, os conversores de potência são partes essenciais das mesmas, especialmente dos sistemas de potência modernos, que, dependendo dos parâmetros necessários, são divididos em algumas categorias, sendo elas: CC-CC, CC-CA (inversor), CA-CC (retificador) e CA-CA. No carregamento rápido, as topologias também serão bidirecionais, isto é, permitem o fluxo de potência podendo ser do carro para a rede (*Vehicle to Grid*, ou V2G) ou da rede para o carro (*Grid to Vehicle*, ou G2V). Por normativas, o sistema também deve ser isolado da rede e cada método possui sua própria topologia de conversor e método de controle [15, 16].

Essa dissertação incentiva o uso de fluxos de potência bidirecionais por meio de um estudo de implementação de conversão duplo-estágio via NPC VSI e DAB com estratégias de paralelismo. A implementação da estratégia V2G permite a injeção da potência ativa, o fornecimento de suporte sobre o controle de potência reativa na rede elétrica, a suavização das flutuações de tensão e a redução da demanda de energia em momentos de pico. No entanto, esta tecnologia pode reduzir a vida útil da bateria devido ao uso excessivo de carga e descarga da mesma, sendo necessário ponderar a utilização desta tecnologia. Este efeito negativo tende a ser reduzido conforme novas gerações de VE atingem baterias de maior capacidade e vida útil média [17,18,19,20]. Esses serviços ancilares devem ser analisados para cada caso em específico, mas podem, de maneira geral, operar como suporte à rede elétrica, no ponto de conexão de eletropostos.

1.2. OBJETIVOS

Objetivos Gerais

Realizar uma revisão bibliográfica sobre topologias de conversores e estratégias de implementação, como paralelismo, arquitetura em duplo estágio e entrelaçamento, com o objetivo de identificar soluções escalonáveis para recarga rápida em eletropostos.

Objetivos Específicos

- I. Escolher a topologia de conversor apropriada à aplicação;
- II. Simular a operação dos conversores escolhidos;
- III. Otimizar o funcionamento do sistema através de controle em malha fechada;
- IV. Utilizar os conversores em conjunto para um carregamento via simulação.

1.3. ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO

Neste capítulo, foram explicadas as motivações gerais e a contextualização deste trabalho, que tem como escopo a realidade de implementação de veículos elétricos para a redução de gases de efeito estufa, além de manter o uso dos mesmos atrativo por meio da carga rápida e da propriedade de fornecer energia para a rede elétrica, ampliando os benefícios ao usuário.

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Para fundamentar a proposta, são apresentados os tipos de carregamento, as diferenças entre veículos elétricos e suas especificações, as topologias de conversores comparadas e a escolha final, além das estratégias de controle empregadas, como phase-shift para o Double-Active Bridge, PLL, transformadas de Clarke e Park para o NPC-VSI trifásico, e soluções integradas como paralelismo e duplo-estágio.

CAPÍTULO 3 – ANÁLISE QUANTITATIVA E QUALITATIVA DO CARREGADOR VEICULAR

Para a compreensão do controle dos conversores, são apresentadas as modelagens matemáticas do DAB e NPC VSI, o dimensionamento dos controladores com base nas funções de transferência obtidas, e a análise das respostas em frequência por meio da ferramenta Sisotool do MATLAB.

CAPÍTULO 4 – SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL E RESULTADOS

Neste capítulo, são expostos os métodos e resultados das simulações via *Simulink*, demonstrando a viabilidade da implementação dos conversores em paralelo, atingindo potências próximas de 250 kW enquanto mantem-se a qualidade de energia por meio da observação da Distorção Harmônica Total (DHT/THD) da corrente da rede, *ripples* de tensão e corrente de saída e potência fornecida à bateria.

CAPÍTULO 5 – CONSIDERAÇÕES FINAIS E TRABALHOS FUTUROS

A partir dos resultados obtidos na seção anterior, as conclusões finais deste trabalho são apresentadas e propostas de trabalhos futuros.

2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

O carregamento elétrico de fato é um dos aspectos mais importantes quando se trata de veículos elétricos e uma possível substituição da frota. Dentre estes carregamentos, há quatro níveis distintos [21] conforme a tensão, corrente e potência. Na Tabela 1, estão descritos os níveis de potência.

Tabela 1 - Níveis de Carregamento.

Especificação	Nível 1	Nível 2	Nível 3	Nível 4
Potência	1,44 kW - 1,9 kW	3,1 kW - 19,2 kW	20 kW - 350 kW	> 350 kW
Tipo de Carregador	<i>On-board</i>	<i>On-board</i>	<i>Off-board</i>	<i>Off-board</i>
Níveis de tensão e corrente fornecidos	120/230 Vac, 12A - 16A, monofásico	208/240 Vac, 12A - 80A, monofásico	208/240 Vac & 300 - 800 Vdc, 250 - 500 A, trifásico	>1000 Vdc, 400A e polifásico
Tempo de Carregamento	11 – 36 horas (16 – 50 kWh)	2 – 6 horas (16 – 30 kWh)	> 30 minutos (20 – 50 kWh)	10 minutos (20 – 50 kWh)

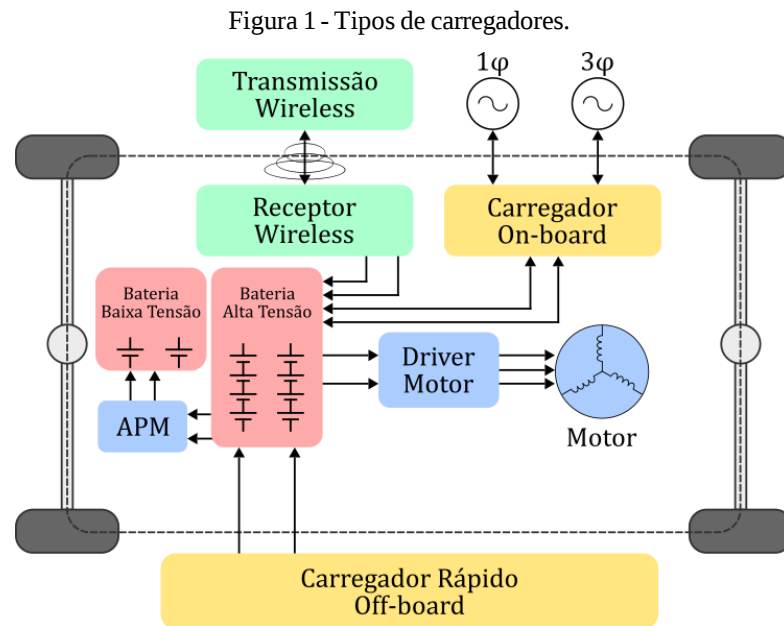
Fonte: Adaptado de [9,21].

O carregamento nível 1, em torno de 1,44 a 1,9 kW, é o carregamento mais simples, onde o VE pode ser carregado em uma tomada comum na residência, podendo ter a facilidade de conexão, ou até mesmo em algum conector específico, porém com a desvantagem de alto tempo de carregamento, sendo de aproximadamente 8 horas. O carregamento nível 2, com potência acima de 3,1 kW até próximo de 19,2 kW, possui a necessidade de um ponto de força específico, ou tomadas mais potentes, porém com um carregamento mais rápido que o nível 1, também é feito em estações de carregamento comerciais, diferentemente do nível anterior, que é focado na residência do usuário.

Por fim, o carregamento nível 3, ou carregamento rápido, possui a necessidade de um eletroposto, pois sua alta potência, a partir de 20 kW o torna muito caro e também volumoso em relação aos carregamentos anteriores, assim como o carregamento nível 4, que consiste em potências acima de 350 kW, conforme preconiza as normas NBR 17019 [22] e IEC 61851-1 [23].

Outra forma de categorizar os tipos de carregamento advém da localização do sistema

de conversão dos veículos, que se dividem em *on-board* e *off-board*, conforme pode ser visto na Figura 1.



Fonte: [24].

Na Figura 1, é possível ainda verificar o carregamento *wireless*. Este tipo de carregamento é interessante já que não utiliza conectores físicos. Entretanto, este não será abordado neste trabalho, pois exige elevado investimento, além de que o carregamento *off-board* via cabos é o mais indicado, na atualidade, para elevadas potências, que é no caso o nível 3.

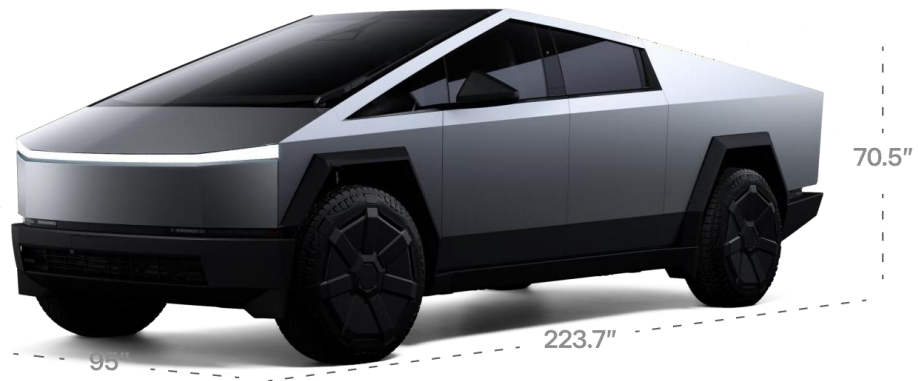
Em face aos tipos de carregamento, há também os tipos de veículos elétricos, visto que os mesmos definem a quantidade de potência requerida pelos carregadores. Como exemplo, são citados os veículos apresentados na Figura 2 e na Figura 3, mostrando dois extremos desta relação veículo-bateria-carregador.

Figura 2 – Veículo BYD Dolphin.



Fonte: [25].

Figura 3 – Veículo Cybertruck.



Fonte: [26].

Estes veículos também possuem divisões sobre o tipo de funcionamento, conforme [27], se enquadrando nos subtipos BEV, PHEV, HEV, FCEV. Estas definições estão resumidas na sequência:

- 1) **BEV (Battery Electric Vehicle):** Veículo Elétrico a Bateria – É um veículo totalmente elétrico, que depende exclusivamente de baterias recarregáveis para alimentar os motores elétricos. Não utiliza combustíveis fósseis e não possui motor a combustão.
- 2) **PHEV (Plug-in Hybrid Electric Vehicle):** Veículo Híbrido Elétrico Plug-in – É um veículo híbrido que combina um motor de combustão interna com um motor elétrico. A principal característica é que a bateria do motor elétrico pode ser recarregada por uma tomada (plug-in), permitindo uma autonomia elétrica maior do que um híbrido convencional. Ele pode ser operado tanto em modo totalmente elétrico quanto híbrido, usando o motor a combustão e o motor elétrico em conjunto.
- 3) **HEV (Hybrid Electric Vehicle):** Veículo Híbrido Elétrico – É um veículo que combina um motor de combustão interna com um motor elétrico. A bateria do motor elétrico é recarregada durante a condução, normalmente pelo motor a combustão ou por frenagem regenerativa, e não pode ser recarregada por uma tomada. O sistema híbrido gerencia a utilização de ambos os motores de forma otimizada, sem a necessidade de carregamento externo.
- 4) **FCEV (Fuel Cell Electric Vehicle):** Veículo Elétrico com Célula a Combustível – É um veículo que utiliza uma célula de combustível para gerar eletricidade, geralmente a partir da reação de hidrogênio com oxigênio. Ao contrário dos BEVs, que usam baterias recarregáveis, os FCEVs emitem apenas vapor d'água como subproduto e possuem uma autonomia semelhante aos veículos a

combustão, além de tempos de recarga rápidos. Um comparativo das vantagens e desvantagens é apresentado na Tabela 2.

Tabela 2 – Tipos de Veículos Elétricos.

Tipo	Vantagens	Desvantagens
BEV	Emissão de gases zero ou quase Alta eficiência energética Independente de óleo Baixo ruído do motor	Alto custo de compra Baterias mais caras Problemas com estação de carregamento Necessidade de reposição das baterias
PHEV	Emissão de gases menor que HEV Alta eficiência do combustível Combustível variado	Tecnologia complexa Exige administração de fontes de energia/combustíveis Dependente de combustíveis fósseis Há maior emissão de gases
HEV	Emissão de gases menor que veículos à combustão Alta eficiência do combustível Combustível variado	Alto custo Tecnologia complexa Dependente de combustíveis fósseis Exige administração de fontes de energia/combustíveis
FCEV	Emissão de gases zero ou próximo disso Alta eficiência Independente de eletricidade	Alto custo do combustível Problemas da geração de hidrogênio Alto custo e complexidade técnica

Adaptado de [27].

Comparando ambos os veículos, cujas autonomias e potência são diferentes, a potência próxima ao do Tesla *Cybertruck* foi escolhida por sua maior compatibilidade com o tema deste trabalho, que é o carregamento rápido, visto que a energia das baterias é algo em torno de 122 kWh [28], em contraste com o BYD Dolphin Mini, que possui 38 kWh [25].

2.2. ESTADO DA ARTE

O estudo de circuitos conversores de potência é um tópico já antigo, relacionado a múltiplas aplicações, desde baixas até elevadas potências. O funcionamento é dependente principalmente de um transistor que, por meio de um sinal *gate*, acaba por fazer um

condicionamento da energia elétrica, que em conjunto com filtros passivos, mantém os níveis de tensão e corrente dentro de padrões aceitáveis para alimentar as cargas elétricas [29].

Já considerando os níveis de carregamento descritos no tópico anterior, os conversores que serão trabalhados devem atender sempre ao nível 3, sendo este sempre isolado, segundo a norma NBR 17019 [22].

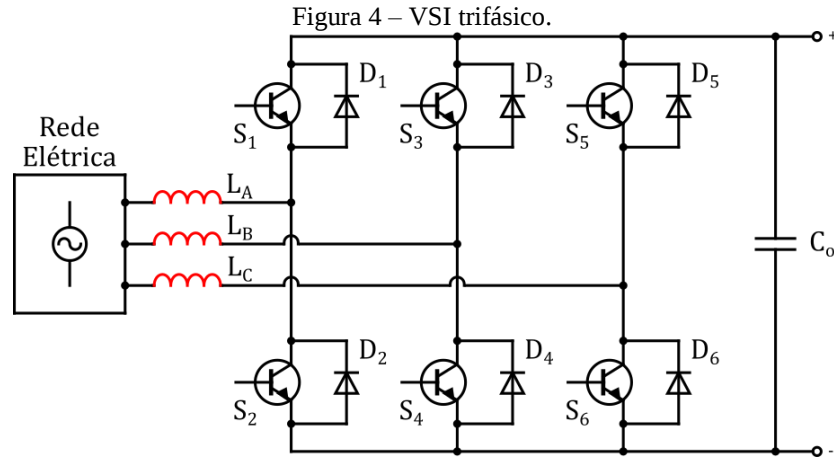
Dentre estes tipos de circuitos, há alguns revisados neste trabalho para aplicações em carregadores de veículos elétricos, que estarão dispostos, na sequência e por tópicos. A topologia preferível é a de duplo estágio de conversão, tendo, portanto, um conversor CA-CC seguido de um conversor CC-CC.

2.3. TOPOLOGIAS DOS CARREGADORES VEICULARES

2.3.1. CONVERSORES CA-CC

2.3.1.1 Three-Phase Voltage Source Inverter

O conversor trifásico, conforme exibido na Figura, 5 é composto por 6 interruptores controlados, permitindo a retificação da potência fornecida pela rede, visto que o mesmo também possui diodos em antiparalelo com os transistores, é possível que haja fluxo bidirecional potência. É necessário também que os sinais de *gate* do mesmo braço sejam controlados para que não haja curto, mantendo sempre um interruptor de potência aberto e outra fechado. Este circuito pode ser utilizado em pontos de força simples por sua versatilidade e também pode ser isolado por meio de um transformador de baixa frequência para maior segurança. A vantagem desta topologia é a baixa DHT (Distorção Harmônica Total), fator de potência próximo ao unitário, alta eficiência e um controle mais simples que as demais topologias CA/CC que serão abordadas nos próximos dois tópicos, porém, é necessário que os indutores de conexão com a rede, destacados na Figura 4, em vermelho, sejam de maior indutância [31].

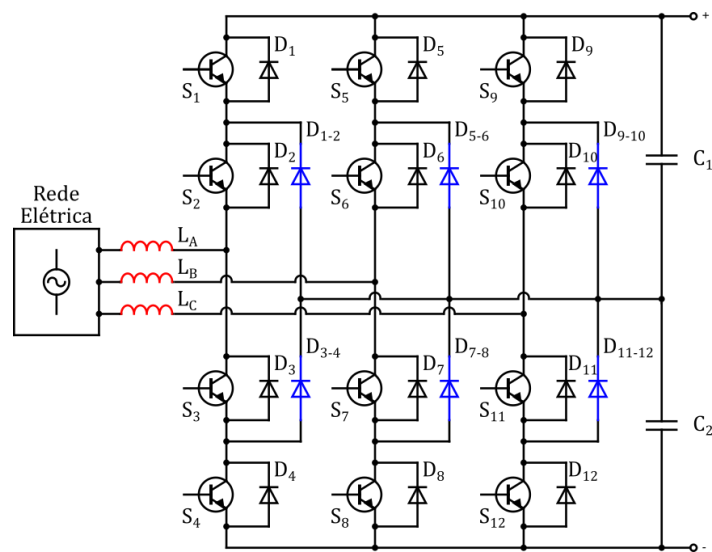


Fonte: Adaptado de [30].

2.3.1.2. Three-Phase Neutral-Point-Clamped Voltage Source Inverter

O conversor VSI NPC apresentado na Figura 5 é uma variação do conversor VSI trifásico padrão, sendo caracterizada pelo aumento de componentes como os interruptores controlados e diodos, tendo o dobro de interruptores e 6 diodos adicionais. Esta composição gera um DHT menor [32] que o VSI trifásico padrão, podendo reduzir o filtro de conexão, além de poder ser combinada com outras topologias em cascata ou paralelo [33], possibilitando a geração de potências maiores com interferência eletromagnética menor e uma faixa de fator de potência extensiva [35,31]. Como desvantagem, visto que há um maior número de componentes, o custo de produção é maior e o controle acaba se tornando mais complexo [32,33].

Figura 5 – VSI NPC trifásico.



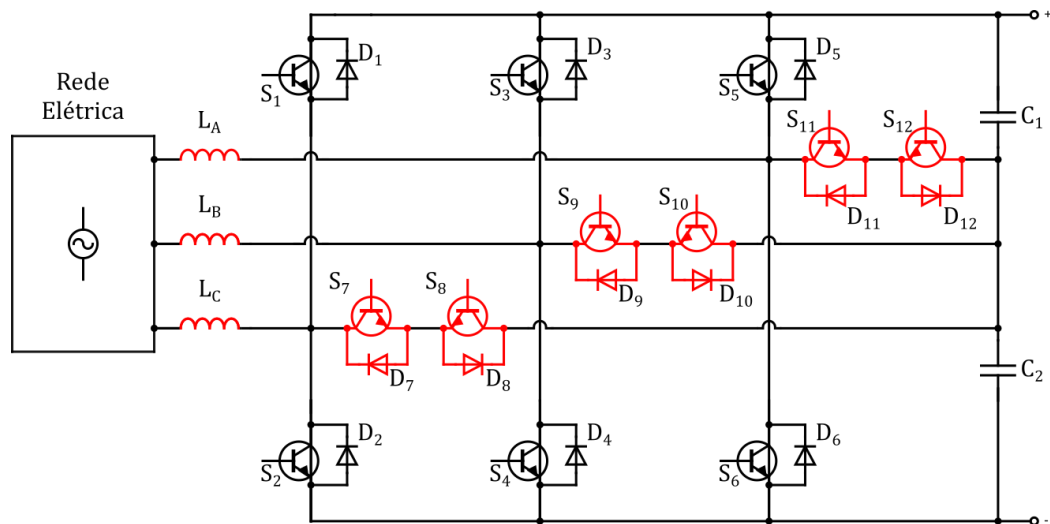
Fonte: Adaptado de [30].

2.3.1.3. Conversor T-Type VSI

Como variação do conversor VSI convencional, há também o conversor *T-Type*, exposto na Figura 6, sendo este também bidirecional. Suas vantagens são: baixo DHT, menores perdas, alto fator de potência e custo menor se comparado aos conversores anteriores, visto que possui menor número de componentes [35]. No entanto, as perdas são menores em comparação ao NPC em médias frequências, na faixa entre 4 kHz e 30 kHz [36,37,38]; necessita de balanceamento de tensão do lado CC devido a divisão do barramento CC, além de um controle mais complexo e uma limitação do controle de fluxo de potência reativa [31].

Em [18], foram comparados o conversor VSI padrão e VSI NPC, demonstrados nesta seção, se baseando em uma aplicação de carregamentos rápidos. Em [36, 37, 38], comparando-se o VSI NPC com o T-Type VSI, foi observado que o *T-Type* é mais vantajoso em relação às perdas nas frequências entre 4kHz e 30 kHz, o que demonstra que o conversor VSI NPC é o mais indicado para a frequência de 40 kHz utilizada neste trabalho. Na Tabela 3 há um comparativo acerca destas estruturas.

Figura 6 – Conversor T-Type VSI.



Fonte: Adaptado de [35].

Tabela 3 – Comparativo entre os conversores VSI.

Grandeza	VSI padrão	NPC VSI	TT VSI
Interruptores	6	12	12
Diodos	6	18	12
Esforço de Tensão	V_{cc}	$0,5 V_{cc}$	$0,5 V_{cc}$
Perdas de Comutação	Alta	Baixa	Muito baixa*

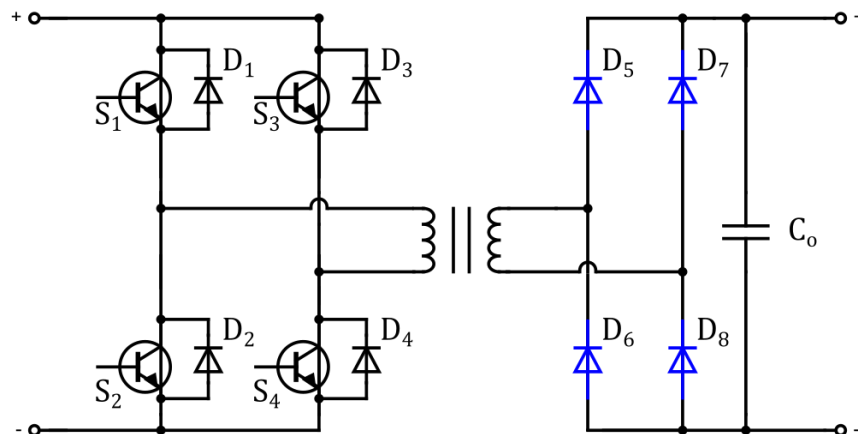
Fonte: Adaptado de [30-38]. *Limitado em frequência, conforme [36-38].

2.3.2. CONVERSORES CC-CC

2.3.2.1 Conversor Full-Bridge

O conversor *Full-Bridge* está representado na Figura 7. Observando a topologia, é possível notar a ausência de interruptores controlados no lado direito do conversor, sendo assim, apenas o fluxo unidirecional de potência é permitido [39]. A vantagem deste conversor é a sua simplicidade de controle, menor quantidade de componentes e a possibilidade de implementar *Zero-Voltage Switching (ZVS)* na ponte de entrada, reduzindo as perdas nos componentes e gerando assim uma maior eficiência [39].

Figura 7 – Conversor Full-Bridge.



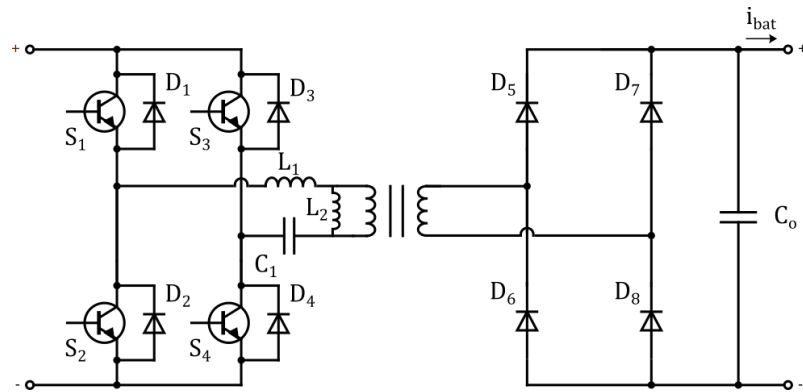
Fonte: [30].

2.3.2.2. Conversor Full-Bridge LLC Ressonante

Uma alternativa ao conversor *Full-Bridge*, o conversor LLC ressonante adiciona em sua configuração três componentes no primário do transformador, considerando a indutância de

magnetização do transformador [30], como é apresentado na Figura 8. Como vantagem, este conversor proporciona esforços de corrente reduzidos, boa eficiência e também a viabilidade de técnicas de *soft-switching* como *ZVS turn-on* e *ZCS turn-off*. Porém, como desvantagem há uma redução no ganho de tensão no sentido reverso devido a disposição assimétrica dos componentes [40] e uma menor eficiência se comparado ao *Full-bridge* convencional [30].

Figura 8 – Conversor Full-Bridge LLC Ressonante.

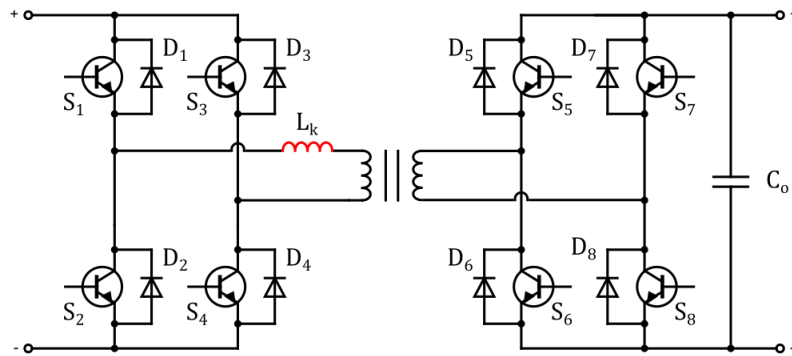


Fonte: Adaptado de [30].

2.3.2.3. Conversor Double-Active-Bridge (DAB)

Dentre os conversores, o conversor *Double-Active-Bridge*, cuja topologia está representada na Figura 9, atua como um conversor extremamente versátil e mantendo a vantagem da utilização de um transformador em alta frequência como isolamento, trazendo segurança elétrica com redução de volume. Tendo em vista que ele é composto por duas pontes ativas (*full-bridge*), possui a capacidade de bidirecionalidade [42]. Como vantagem, há a capacidade de *ZVS*, uma ampla faixa de tensão em aplicações [43] e controle mais simples se comparado às suas variações, porém, possui a desvantagem em carga leve, onde há uma dificuldade em ter *soft turn-on* para os interruptores de potência quando há diferença nas tensões durante a operação em carga leve [44]. Assim, um cuidado na etapa de projeto é fundamental para garantir essa redução de perdas por comutação.

Figura 9 - Conversor DAB convencional.

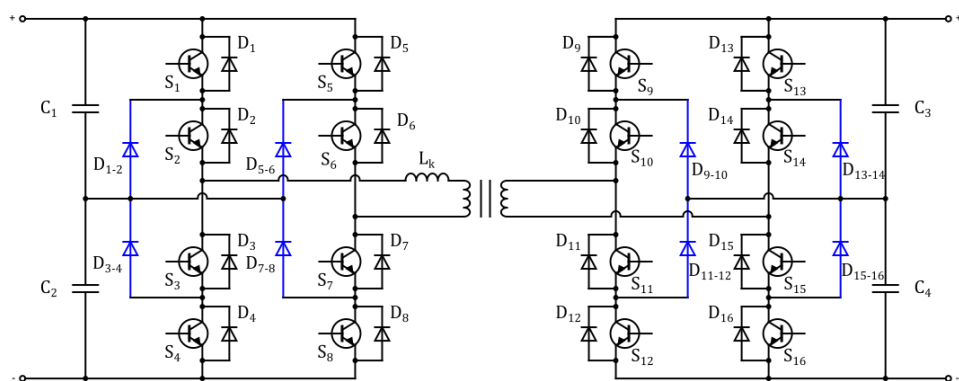


Fonte: Adaptado de [41].

2.3.2.4. Conversor DAB NPC

Assim como o conversor CA-CC, o DAB possui também uma variante NPC, que possui como vantagem a redução dos esforços de tensão nos componentes, aumentando sua aplicabilidade em alta tensão, além de permitir uma maior flexibilidade no controle e menor esforço de tensão [43]. Porém, como desvantagem há o aumento de componentes, gerando maiores perdas, e uma maior complexidade de controle, visto que há o dobro de interruptores controlados se comparado ao DAB convencional, acrescido do desbalanceamento de tensão no barramento CC, podendo gerar sobretensão nos componentes e desbalanceamento na tensão nos terminais do transformador, causando aumento de perdas [43].

Figura 10 - Conversor DAB NPC.



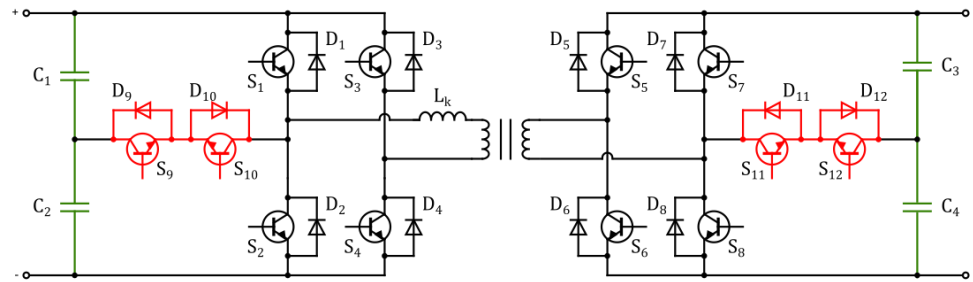
Fonte: Adaptado de [41].

2.3.2.5. Conversor DAB T-Type

Outra variação do conversor DAB convencional, a topologia *T-Type* possui como características o mesmo esforço de tensão nos componentes que o DAB convencional, porém

consegue gerar mais níveis de tensão no transformador, melhorando sua eficiência [44] e sem problemas com desbalanceamento de tensão, o que dispensa os diodos de fixação do neutro [43], conforme apresentado na Figura 11. Porém, como há mais componentes, haverá maiores perdas se comparado aos outros modelos de DAB, além de que não é possível obter o ZVS nos interruptores adicionais [43], o que implica nas perdas do conversor.

Figura 11 - Conversor DAB T-Type.



Fonte: Adaptado de [42].

Na Tabela 4 é apresentada uma comparação entre as topologias em estudo, vantagens e desvantagens, mostrando as particularidades de cada conversor apresentado neste tópico.

Tabela 4 - Comparativo entre os conversores CC-CC.

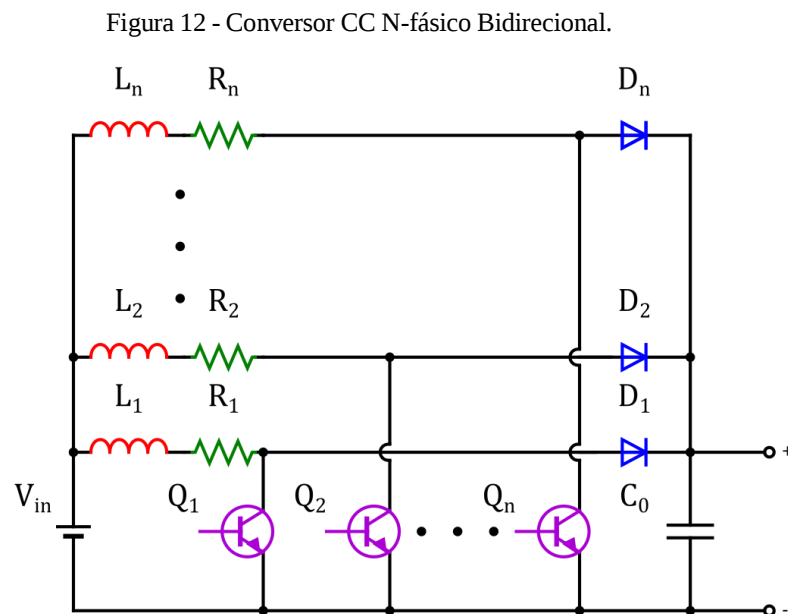
Conversor	Vantagem	Desvantagem
Full-Bridge	Controle simples, saída variável	Complexo atingir o ZVS em carga leve, alta perda nos componentes, é unidirecional
Full-Bridge LLC	Baixa corrente reativa, ZVS no primário e ZCS no secundário	Complexo atingir eficiência e ZVS em largas faixas de operação, controle limitado, é unidirecional
DAB convencional	Bidirecional, grande faixa de operação, controle mais simples que o NPC e TT, pode atingir o ZVS, controle simples	Corrente reativa inerente, condição de ZVS, operação em carga leve com maiores perdas
DAB NPC	Bidirecional, maior quantidade de níveis gerados, menores esforços de tensão nos componentes individuais	Maior complexidade, maiores perdas que o convencional e desbalanceamento de tensão
DAB TT	Bidirecional, pode gerar mais níveis de tensão no transformador, não há o desbalanceamento de tensão	Controle mais complexo que o convencional, maiores perdas entre DABs por não atingir ZVS nos componentes adicionais

Fonte: Adaptado de [30-44].

2.4. SOLUÇÕES INTEGRADAS

2.4.1. Entrelaçamento

O entrelaçamento de componentes, tal como apresentado no conversor da Figura 12, é uma solução interessante para o aumento de potência. Conforme há mais ramificações, menores os esforços nos mesmos, embora haja uma maior complexidade no controle. Em [46] é explicado que, como vantagens, esta estratégia proporciona a redução de tamanho dos componentes, redução do ripple de tensão e corrente na entrada e saída e melhoria nas propriedades de impedância de saída. No entanto, com o aumento das fases entrelaçadas, há também o aumento de componentes, custo, volume e complexidade de controle, visto que há a necessidade de balancear e sincronizar as correntes das ramificações [44,46].



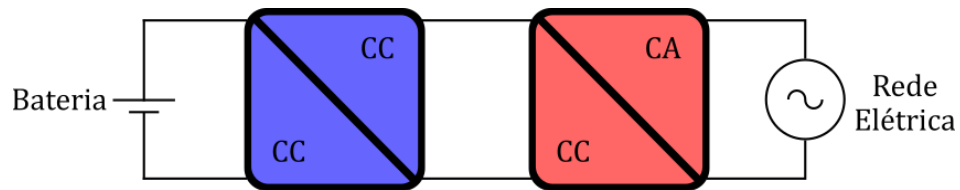
Fonte: Adaptado de [45].

2.4.2. Conversão Duplo-Estágio

A Figura 13 apresenta um exemplo de conversor em arquitetura de duplo estágio. Nessa configuração, o conversor CA-CC realiza a interface direta com a rede elétrica, drenando energia, e fornecendo-a ao estágio CC-CC subsequente, que pode operar em modo elevador (*step-up*) ou redutor (*step-down*) de tensão [48]. Essa estratégia é amplamente adotada em sistemas de geração fotovoltaica e em aplicações de recarga de veículos elétricos [49]. Apesar das vantagens funcionais, a principal desvantagem está no aumento do número de componentes, o que implica maior custo, volume e perdas associadas. Portanto, sua viabilidade depende

diretamente da eficiência dos conversores empregados em cascata [50].

Figura 13 - Esquema de um conversor duplo-estágio.

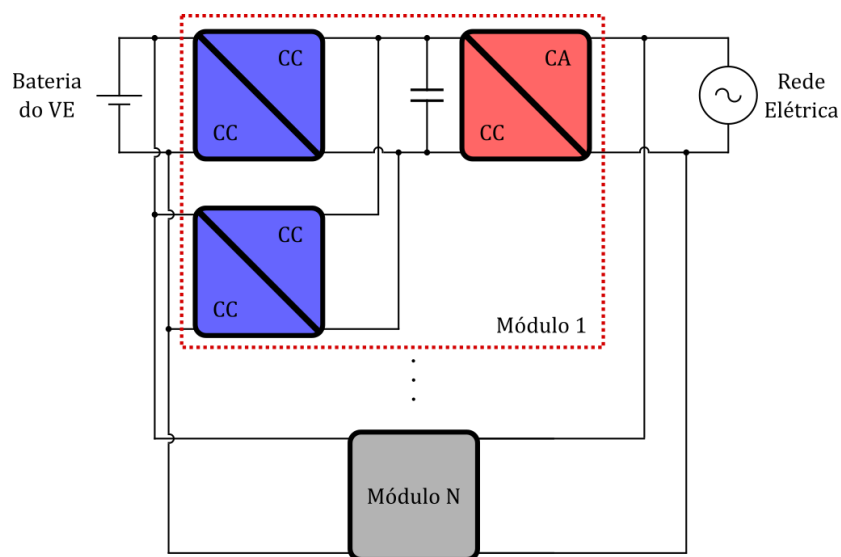


Fonte: Adaptado de [47].

2.4.3. Paralelismo empregado à conversores duplo-estágio

Na Figura 14 está exposta a topologia de carregador alvo, que une a estratégia de duplo-estágio e expande a mesma, aplicando o conceito do paralelismo [51]. Entre suas vantagens, destacam-se a redução do número de componentes individuais e a diminuição dos esforços de tensão e corrente sobre os dispositivos, contribuindo para um funcionamento mais estável e menor risco de falhas ou danos aos componentes. Outro ponto interessante é a padronização dos conversores e a possibilidade de aplicações de alta potência, visto que como serão componentes menores e esforços menores, as perdas serão reduzidas [52]. Sua facilidade de implementação também é uma vantagem excelente, onde em [53] é evidenciado que é possível replicar os módulos para atingir potências altas e manter a confiabilidade e robustez do sistema (escalabilidade). O paralelismo, que é estudado em [52] e [53], possui diversas formas de implementação, que são abordadas no tópico 2.5, como: controle centralizado, líder-seguidor e *droop*.

Figura 14 – Sistema de carregamento duplo-estágio com paralelismo.



Fonte: Adaptado de [47].

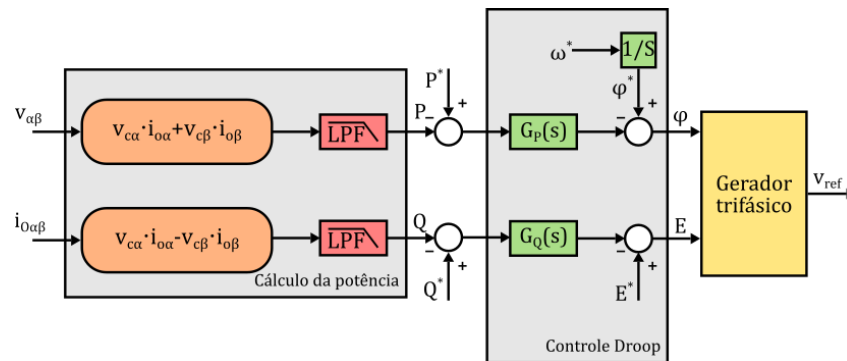
2.5. FORMAS DE CONTROLE PARA O PARALELISMO

2.5.1 Controle Droop

O controle tipo *Droop* tem foco na operação do conversor como se fosse uma máquina síncrona, baseando-se nas curvas P-f Q-V, e, assim, nos níveis de tensão na carga. Pode ser utilizado em várias aplicações e topologias, como nos estudos apresentados em [54-56]. Também tem como característica a baixa velocidade de controle e a necessidade de valores de referência de tensão e frequência, para que seja possível gerar potências ativa e reativa de saída específicas de acordo com a carga.

Esta estratégia de controle foca na tensão de saída e frequência, e seu uso é mais frequente para conexões com a rede, porém ainda pode ser aplicado de maneira autônoma da mesma. Neste contexto, esta estratégia poderia ser utilizada na estação de carregamento rápido de EV, mas como o sistema de controle do lado CA terá como foco a corrente, o controle *droop* não será utilizado. Na Figura 15 há um exemplo do controle Droop, onde as potências calculadas em conjunto com um sistema de sincronização para gerar uma tensão de referência V_{ref} .

Figura 15 – Exemplo do controle Droop.



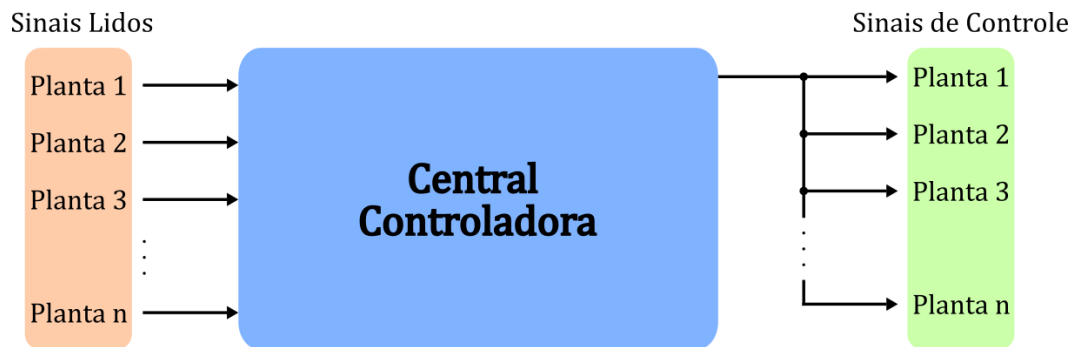
Fonte: Adaptado de [54-56].

2.5.2 Controle Centralizado

O controle centralizado é simples, pois é necessário apenas um único sinal de controle para todos os conversores conectados em paralelo, sendo considerado a saída final do grupo de conversores para ajustes. Por isso, esta estratégia de controle exige menos canais de comunicação, e apenas um laço para gerar o sinal de PWM para os chaveamentos [57], porém o mesmo deve

ser robusto, visto que, caso apresente falha, afetará todas as plantas.

Figura 16 – Esquema do controle centralizado.

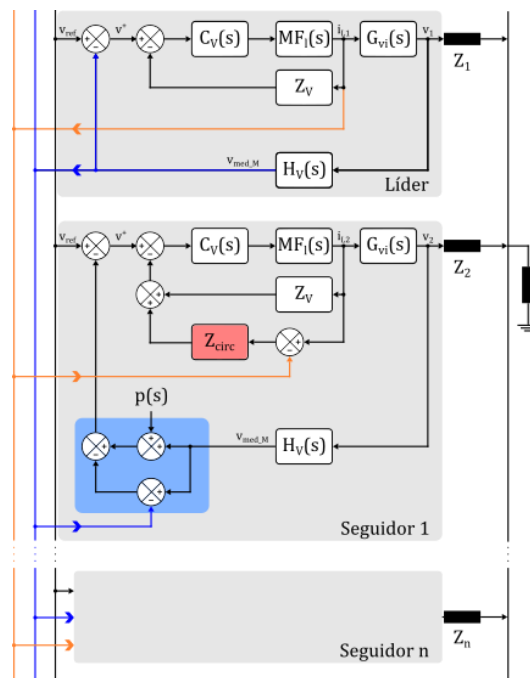


Fonte: Adaptado de [57].

2.5.3 Controle Líder-Seguidor

Conforme os demais tipos de controle, o controle “líder-seguidor” é bem semelhante ao controle centralizado, porém com uma diferença principal: o controlador funciona analisando o primeiro conversor da cadeia de paralelismo, e os demais possuem seu próprio controle, porém derivado do primeiro controlador implementado [57], conforme pode ser observado na Figura 17.

Figura 17 – Esquema do controle líder-seguidor.



Fonte: Adaptado de [57].

Com essa estratégia, é possível alcançar múltiplos níveis de corrente por conversor individual, permitindo a redistribuição do fluxo de potência de acordo com diferentes demandas operacionais. Isso viabiliza o balanceamento das correntes de saída entre os conversores, mesmo em situações de falha parcial ou funcionamento inadequado de um ou mais módulos. A desvantagem disso é que também é necessário um sistema de comunicação separado para ajustar os componentes do tipo “seguidor” de maneira adequada, além de que, caso o sistema “líder” apresente falha, o sistema todo fica inoperante.

Finalmente, comparando os conversores CC-CC, é concluído o uso do **conversor DAB convencional**, por sua topologia amplamente utilizada bem como seu controle de chaveamento mais simples em comparação com suas variantes. Já com relação aos conversores CA-CC, o **conversor NPC VSI** será escolhido devido à sua capacidade de atuar com menores perdas em frequências maiores que o *T-Type*, bem como sua capacidade de reduzir os esforços nos componentes em conjunto com o sistema de controle Líder-Seguidor, onde uma única malha de tensão irá gerar a corrente de referência para todos os conversores.

Na sequência, serão explicadas as estratégias de modulação, que impactam diretamente na forma de controle do conversor DAB e NPC VSI.

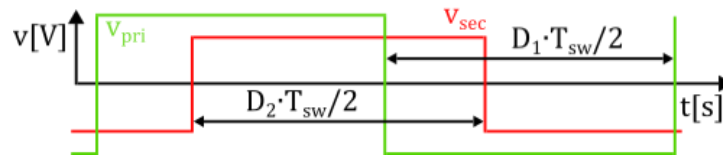
2.6. MODULAÇÃO *PHASE-SHIFT*

A modulação phase-shift (ou modulação por defasagem) é uma técnica amplamente utilizada no controle de conversores Dual Active Bridge (DAB) e outras topologias de conversores isolados de alta frequência. Sua principal característica está no controle da potência transferida entre os lados do transformador por meio da defasagem entre sinais de chaveamento. Esta modulação apresenta algumas variações que serão tratadas na sequência, como a *Single Phase-Shift*, *Extended Phase-Shift*, *Double Phase-Shift* e *Triple Phase-Shift* (SPS, EPS, DPS e TPS, respectivamente) [58-63].

2.6.1 *Single-Phase-Shift*

A modulação SPS (single-phase-shift) aplica o deslocamento de fase apenas em um dos braços do conversor DAB, simplificando o controle, mas com limitações em cargas leves devido a maiores esforços nos componentes, bem como aumento de energia reativa circulante [58]. Na Figura 18, há a representação do SPS, mostrando a defasagem entre as ondas de tensão no primário (V_{pri}) e secundário (V_{sec}) do transformador do DAB, apresentado na Figura 9.

Figura 18 – Single-Phase-Shift.

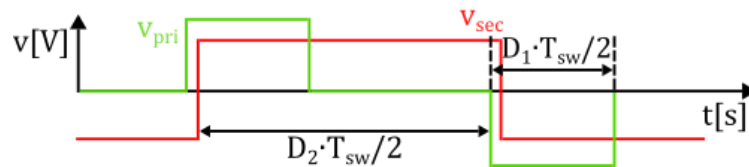


Adaptado de [59].

2.6.2. Extended Phase-Shift

Considerando as características da SPS, é possível aprimorar a modulação por meio da ampliação da região do SPS, gerando uma obtenção do ZVS para uma faixa maior da razão cíclica, porém ainda mantendo a condição de ser uma forma de melhorar o controle entre as chaves de uma mesma ramificação [60]. Na Figura 19, é possível identificar que o há um aumento de área em tensão alta em relação ao proposto pelo *single phase-shift*.

Figura 19 – Representação do EPS.

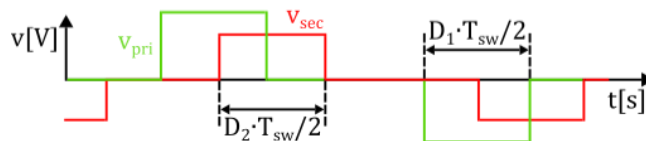


Fonte: Adaptado de [59].

2.6.3. Double Phase-Shift

A DPS, como o nome já sugere, é a duplicação do método *phase-shift* para incluir a defasagem nas chaves presentes no secundário, sendo assim, há uma melhoria no controle e um menor fluxo de energia reativa [61-62]. Na Figura 20, há uma representação do DPS, com o aumento da faixa de tensão nula.

Figura 20 – Representação do DPS.

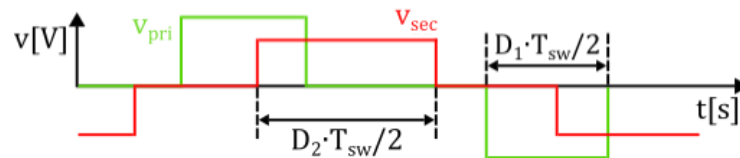


Fonte: Adaptado de [59].

2.6.4. Triple-Phase-Shift

A modulação tripla, assim como a sua antecessora, a DPS, é uma técnica que expande o conceito de modulação entre o primário e secundário, onde o DPS aplicaria a mesma modulação para cada lado do transformador, a TPS incluiria sinais modulados de maneira diferente, permitindo que haja uma liberdade de controle maior e uma maior eficiência no funcionamento do conversor, visto que há uma defasagem diferente entre os sinais de disparo em cada ponte de cada lado do transformador, sendo às demais modulações apenas um caso específico do TPS [63], representado na Figura 21.

Figura 21 – Representação do TPS.



Fonte: Adaptado de [59].

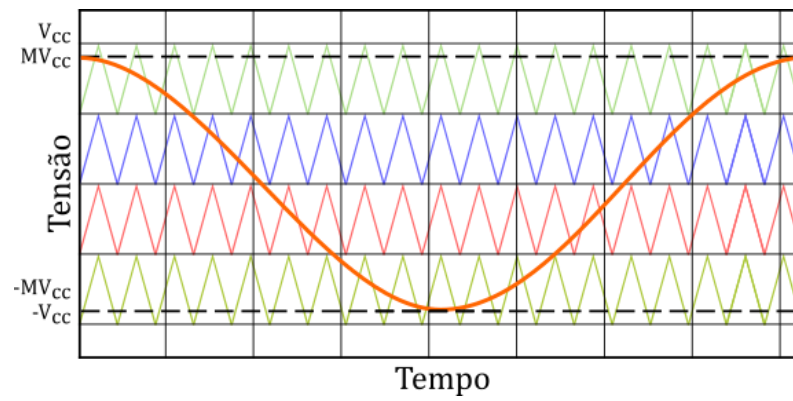
2.7. MODULAÇÃO PWM

Em [64], múltiplas modulações foram propostas, onde serão explicadas neste tópico, divididas em modulação PWM, modulação com injeção de harmônicas e modulação vetorial.

2.7.1. PWM Senoidal com Portadoras Deslocadas em Nível

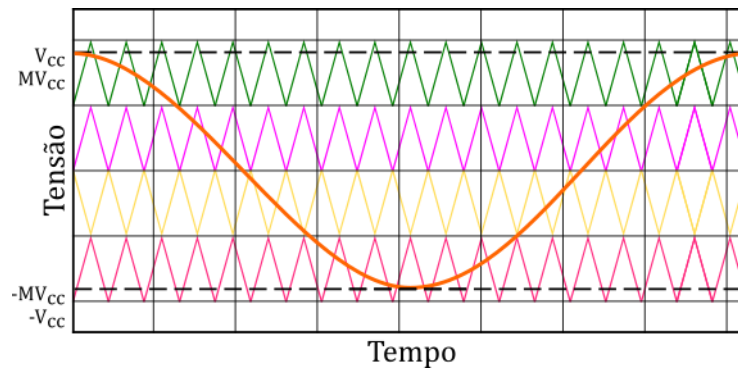
Esta técnica de modulação possui três variações, cada uma tendo como característica o deslocamento das portadoras triangulares. No conversor NPC, que utiliza grampeamento por meio de diodos, há os tipos: Disposição de fase (PD), no qual as portadoras estão em fase; Disposição de fase oposta (POD), onde as portadoras apenas positivas estão defasadas em 180° com as portadoras negativas e Disposição de fase oposta e alternada (APOD), onde a defasagem entre as portadoras adjacentes é de 180° [64]. Nas Figura 23, 24 e 25 estão ilustradas as modulações PD, POD e APOD, respectivamente.

Figura 22 – Modulação PD.



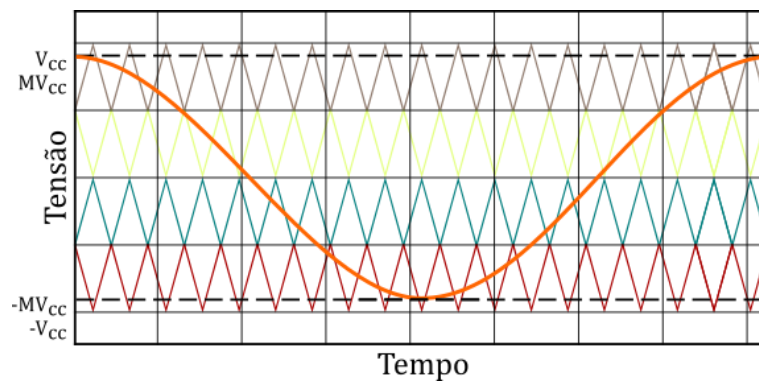
Fonte: Adaptado de [64].

Figura 23 – Modulação POD.



Fonte: Adaptado de [64].

Figura 24 – Modulação APOD.



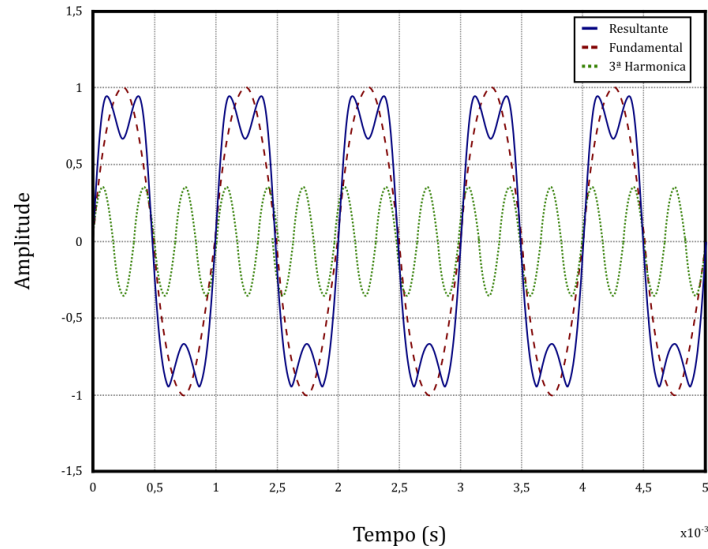
Fonte: Adaptado de [64].

2.7.2. PWM Senoidal com Injeção de Harmônicas

Nesta técnica de modulação, há um acréscimo de harmônicas na referência senoidal por fase. No caso, em [64], a injeção é feita na terceira harmônica, evitando assim prejudicar a tensão

fundamental de linha, visto que todos os termos de modo comum são cancelados entre as fases. Como vantagem há melhor aproveitamento do barramento CC do conversor, atingindo um maior valor eficaz de tensão de saída, conforme apresentado na Figura 25 [65].

Figura 25 – Modulação com Injeção de Harmônicas.

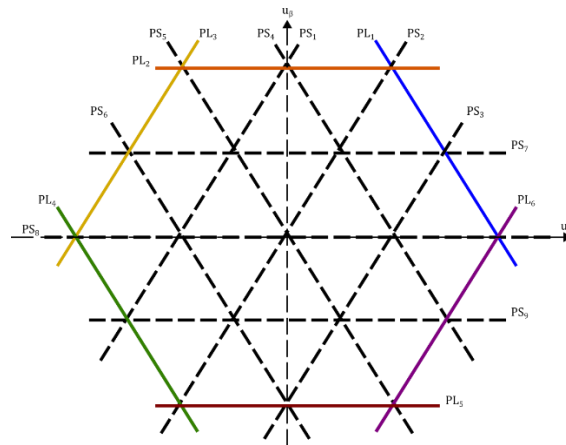


Fonte: Adaptado de [65].

2.7.3. Modulação Vetorial Baseada em Portadora (CB-SVPSM)

A modulação vetorial, representada na Figura 26, permite aumentar o grau de liberdade por meio da possibilidade da adição de qualquer sinal de sequência zero às senóides de referência, o que gera um aumento na região linear de operação do conversor. Em [66], também é evidenciado que a aplicação desta modulação reduz não só número de comutação dos interruptores, mas como o conteúdo harmônico da tensão de saída.

Figura 26 – Esquema de Modulação Vetorial.



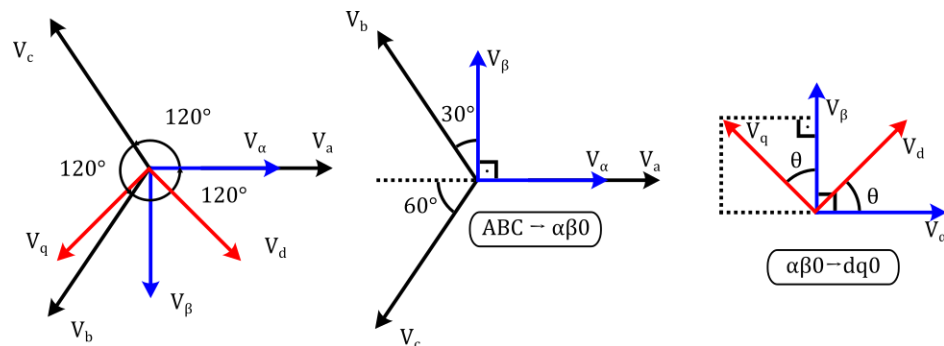
Fonte: Adaptado de [66].

Em resumo, comparando as modulações apresentadas, foi escolhido por seguir com a modulação *Single-Phase-Shift* para o conversor DAB e PWM PD para o conversor NPC VSI pela facilidade de implementação e manutenção da bidirecionalidade.

2.8. TRANSFORMADA DE CLARKE E PARK

Uma ferramenta importante que será implementada são as Transformadas de Clarke e Park, que convertem sistemas no eixo abc para coordenadas $\alpha\beta 0$ e $dq0$, respectivamente, e são essenciais na utilização eficiente por meio da simplificação das variáveis de sistemas trifásicos como o apresentado neste trabalho. Em [67], há uma representação dos sistemas de coordenada de ambas as transformadas, conforme pode ser visto na Figura 27.

Figura 27 - Transformadas no Referencial Síncrono.



Fonte: Adaptado de [67].

A transformada de Clarke, representada pela transformação da coordenada abc para a coordenada $\alpha\beta 0$, é representada pela equação (1), enquanto a transformada de Park, que

transforma o sistema $\alpha\beta 0$ para $dq0$, é representada na equação (2).

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Combinar ambas as transformadas por meio de uma associação gera a transformada direta T, que transforma sistemas abc diretamente para $dq0$, como pode ser visto em (3), utilizando o ângulo de fase da rede, obtido por meio de um PLL para sincronizar com a rede, permitindo assim que as coordenadas dq estejam alinhadas com as componentes ativas e reativas da rede.

$$T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 120^\circ) & \sin(\theta + 120^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

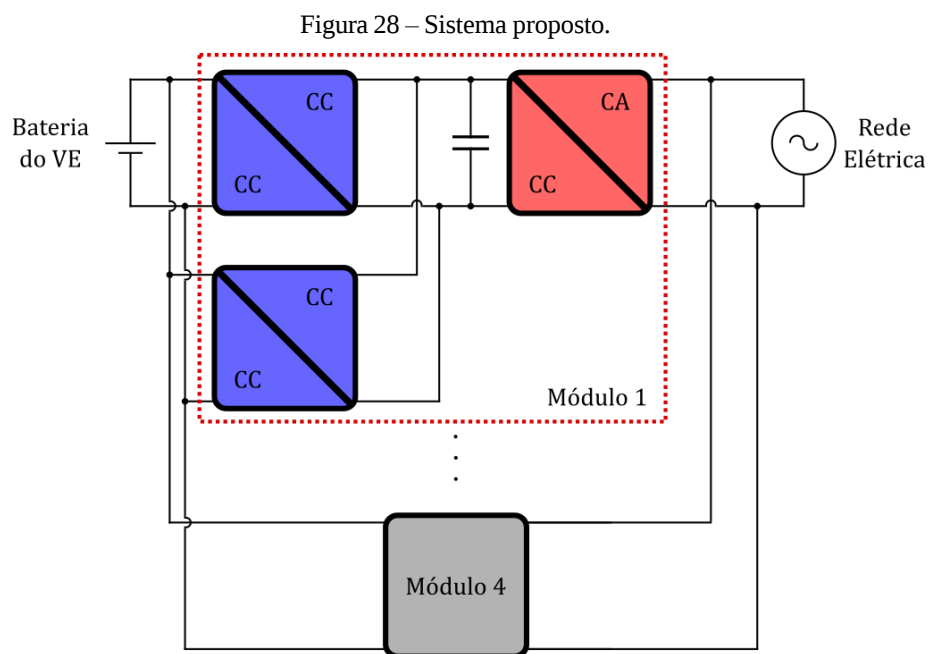
CONSIDERAÇÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram estudadas as topologias de circuitos de carregamento, bem como as estratégias entre as mesmas, além de conceitos importantes de modulação escolhidos, como o PWM PD e SPS em conjunto com a escolha da estratégia de duplo-estágio com paralelismo com conversores DAB convencional e NPC VSI em um único sistema.

3. ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CARREGADOR VEICULAR

3.1. CONVERSORES ESCOLHIDOS

Considerando a utilização de um conversor VSI NPC trifásico, conforme Figura 5 e um conversor DAB, conforme Figura 9. Estes serão ligados com a estratégia de paralelismo, resultando no esquema da Figura 28. Além disso, na Tabela 5 estão os dados considerados para o carregamento proposto.



Fonte: Autor.

Tabela 5 – Dados do veículo.

Grandeza	Valor
Potência de Carregamento Máxima	250 kW CC
Potência de Carregamento 10-80%	200 kW CC
Tensão máxima	800 V CC
Autonomia	460 Km

Fonte: [68].

As modelagens serão demonstradas na seção 3.2 e 3.5, onde o conversor VSI NPC trifásico foi modelado sendo visto pelo lado CC e pela rede, além do conversor DAB ter sido modelado via pequenos sinais, para que seus respectivos controladores sejam calculados. Os parâmetros dos conversores estão expostos na Tabela 6.

Tabela 6 – Dados dos conversores individuais.

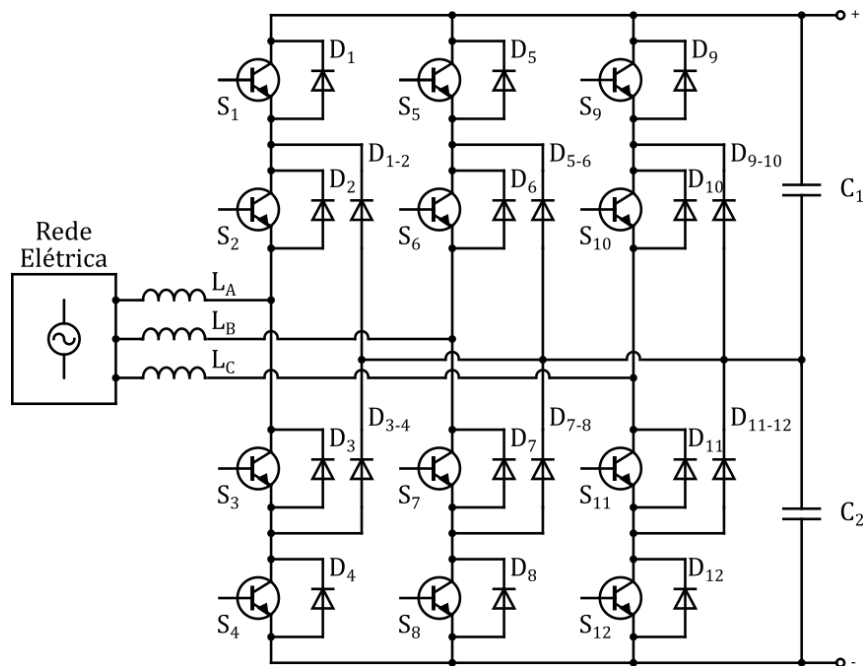
Parâmetro	DAB	NPC VSI
Frequência de Chaveamento	100 kHz	40 kHz
Potência Máxima	32 kW	64 kW
Tensão de Entrada	800 V _{CC}	127 V _{CA}
Tensão de Saída	800 V _{CC}	800V _{CC}
Corrente Máxima	40 A	80 A

Fonte: Autor.

3.2. CONVERSOR NPC VSI

O conversor NPC VSI possui a configuração apresentada na Figura 29. Neste caso, serão utilizados os parâmetros individuais da Tabela 6.

Figura 29 – NPC VSI Trifásico.



Fonte: Adaptado de [64].

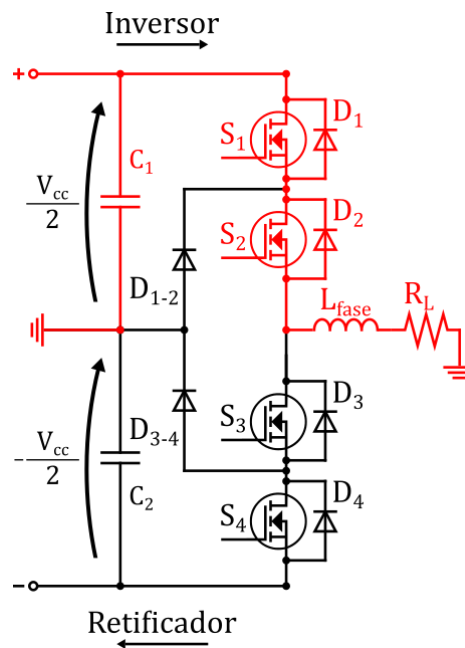
Considerando o conversor como um retificador em sua fase de carregamento, e inversor para a etapa de descarga, serão utilizadas as tensões de fase da rede elétrica trifásica como variáveis para gerir o controle, onde as fases A, B e C do sistema trifásico se encontram devidamente equilibradas.

As correntes drenadas da rede elétrica devem atingir o valor desejado durante o carregamento. Sobre outras formas de onda, a forma de onda de saída deverá acompanhar a tensão de saída desejada, que é em torno de 800 V, que obviamente variará de acordo com o nível de estado de carga das baterias estacionárias.

Antes da modelagem matemática, serão explicadas as possibilidades de comutação dos interruptores de um inversor NPC, bem como os três níveis de tensão resultantes [64]. Estas etapas estão destacadas nas Figuras 30 a 32, considerando uma carga resistiva e um único braço, para fins de exemplificação.

Na primeira etapa de comutação, conforme mostrado na Figura 30, os interruptores S_1 e S_2 conduzem em estado de inversor, isto é, no sentido fonte-carga, com nível de tensão em metade do valor disponível no barramento CC, já no sentido de retificador, D_1 e D_2 conduzem.

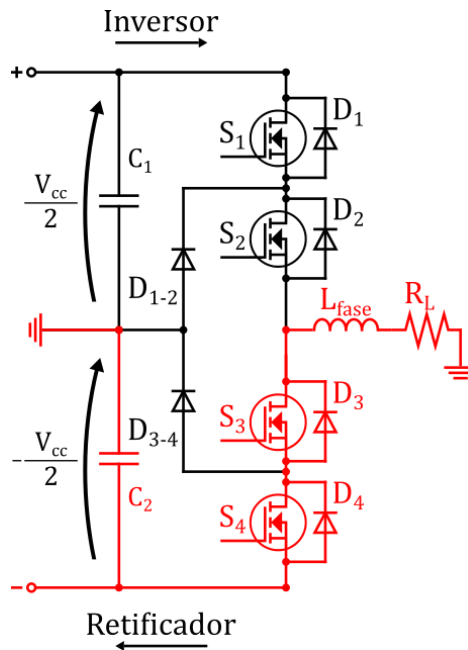
Figura 30 – Primeiro estado de comutação do conversor NPC VSI.



Fonte: Adaptado de [64].

Nesta segunda etapa de comutação da Figura 31, a configuração conduz via os diodos D_3 e D_4 , invertendo a polaridade da tensão, porém ainda mantendo corrente positiva para o lado CA. Caso a corrente se mantenha como retificador, as chaves S_3 e S_4 irão entrar em condução.

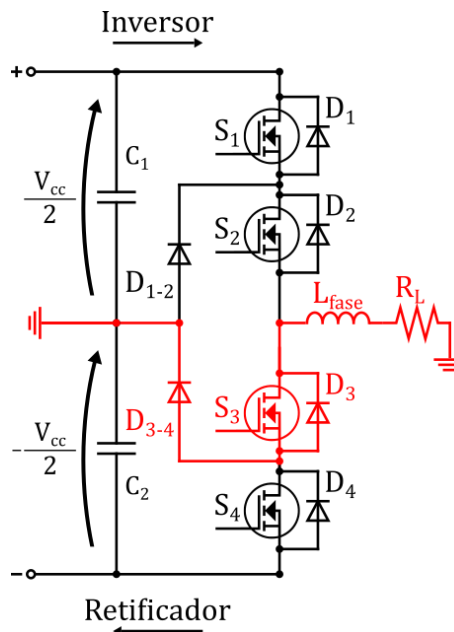
Figura 31 – Segundo estado de comutação do conversor NPC VSI.



Fonte: Adaptado de [64].

No terceiro estado de comutação, apresentado na Figura 32 a condução será feita pela chave S_3 e diodo D_{3-4} , sendo este chaveamento em tensão nula, enquanto fornece corrente para o lado CA como inversor.

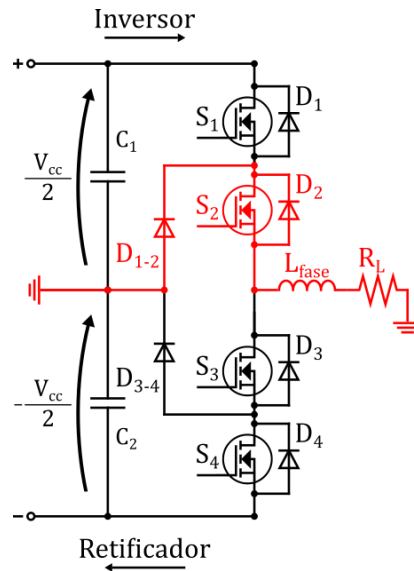
Figura 32 – Terceiro estado de comutação do conversor NPC VSI.



Fonte: Adaptado de [64].

Na última etapa possível na Figura 33, a tensão nula se mantém, porém o sentido da corrente está invertido, fornecendo energia ao lado CC, devido aos componentes S_2 e D_{1-2} entrarem em condução.

Figura 33 – Quarto estado de comutação do conversor NPC VSI.



Fonte: Adaptado de [64].

Para realizar a modelagem do conversor trifásico NPC VSI, é seguido o proposto em [69], e também haverá um controle único para as 3 fases por meio do uso das Transformadas de Clarke e Park [67]. Para que este controle ocorra, é necessário obter a função de transferência da corrente em função da razão cíclica, que neste caso, será também a modulante do sinal senoidal utilizado na comparação dos chaveamentos. Sendo assim, na Tabela 6 há o resumo dos dispositivos em condução para cada sentido de corrente.

Tabela 7: Dispositivos em condução de acordo com o modo de operação.

Operação	Tensão de Saída	Dispositivos
Inversor	$V_{cc}/2$	S_1 e S_2
	0	D_{1-2} e S_2
	$-V_{cc}/2$	D_3 e D_4
Retificador	$-V_{cc}/2$	S_3 e S_4
	0	D_{3-4} e S_3
	$V_{cc}/2$	D_1 e D_2

Fonte: Adaptado de [64].

3.3 MODELAGEM DO NPC VSI

Conforme [69], o sistema trifásico será considerado equilibrado e com tensão de sequência positiva. Assim, a representação das tensões de cada fase está de acordo com o sistema (4).

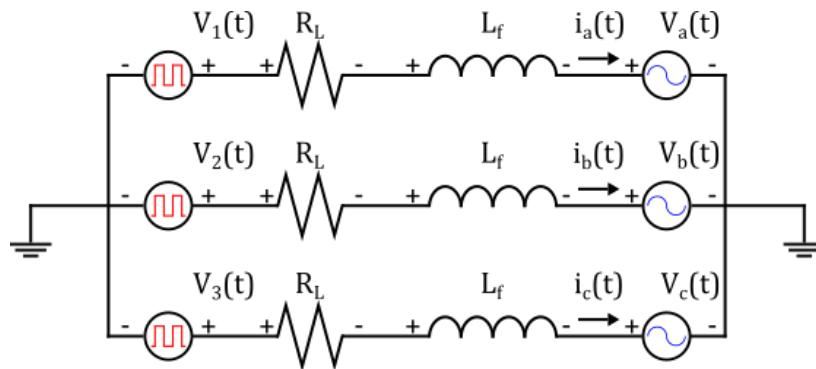
$$\begin{cases} v_a(t) = V_p \sin(\omega t) \\ v_b(t) = V_p \sin(\omega t - 120^\circ) \\ v_c(t) = V_p \sin(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (4)$$

Em termos das tensões de linha, têm-se o conjunto de equações (5).

$$\begin{cases} v_{ab}(t) = \sqrt{3}V_p \sin(\omega t + 30^\circ) \\ v_{bc}(t) = \sqrt{3}V_p \sin(\omega t - 90^\circ) \\ v_{ca}(t) = \sqrt{3}V_p \sin(\omega t + 150^\circ) \end{cases} \quad (5)$$

Para a modelagem, o sistema será analisado via equivalente monofásico, conforme apresentado em [54]. O sistema pode ser verificado na Figura 34, onde $V_1(t)$, $V_2(t)$ e $V_3(t)$ representam as tensões no ponto central de cada braço do inversor, que são controladas pelo conversor.

Figura 34 – Esquema simplificado do conversor.



Fonte: Adaptado de [69].

Realizando a lei de Kirchhoff das tensões, é obtido o sistema de equações (6).

$$\begin{cases} v_1(t) - v_a(t) - L_f \frac{di_a(t)}{dt} - R_L i_a(t) = 0 \\ v_2(t) - v_b(t) - L_f \frac{di_b(t)}{dt} - R_L i_b(t) = 0 \\ v_3(t) - v_c(t) - L_f \frac{di_c(t)}{dt} - R_L i_c(t) = 0 \end{cases} \quad (6)$$

Para esta análise, as tensões controladas serão escritas em função da tensão do barramento e da razão cíclica do inversor. Com a modulação utilizada, e em termos de tensão de fase, o inversor pode fornecer o limite de metade da tensão do barramento CC em sua saída. Sendo assim, a representação das tensões de saída está exposta no sistema (7).

$$\begin{cases} v_1(t) = \frac{V_{DC}}{2} d_a(t) \\ v_2(t) = \frac{V_{DC}}{2} d_b(t) \\ v_3(t) = \frac{V_{DC}}{2} d_c(t) \end{cases} \quad (7)$$

Para fins de simplificação das notações das equações, é possível ter a representação vetorial das equações, assim como em (8), (9) e (10).

$$\vec{v}_{abc} = \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\vec{i}_{abc} = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\vec{d}_{abc} = \begin{bmatrix} d_a(t) \\ d_b(t) \\ d_c(t) \end{bmatrix} \quad (10)$$

Utilizando a relação de malhas exposta em (6) com as representações de vetor de (8), (9) e (10) e substituindo com as equações de (7), o sistema é representado em forma vetorial através de (11).

$$\frac{V_{DC}}{2} \vec{d}_{abc} - \vec{v}_{abc} - L_f \frac{d\vec{i}_{abc}}{dt} - R_L \vec{i}_{abc} = 0 \quad (11)$$

Para aplicar a transformada direta, representada em (3), na expressão (11), a derivada da

corrente no tempo do indutor L_f deve ser desenvolvida, conforme (12) e (13).

$$\vec{i}_{abc} = T^{-1} \vec{i}_{dq0} \quad (12)$$

$$\frac{d}{dt} \vec{i}_{abc} = \frac{d}{dt} T^{-1} \vec{i}_{dq0} + T^{-1} \frac{d}{dt} \vec{i}_{dq0} \quad (13)$$

A derivada da transformada inversa é representada por (14).

$$\frac{d}{dt} T^{-1} = T^{-1} \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

Com a derivada já representada, é possível aplicar a transformada em (11), e, substituindo (12) em (11), há como resultado a expressão (15).

$$T \frac{V_{DC}}{2} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} - T \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} - T L_f \frac{d}{dt} \left(T^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \right) - T R_L \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (15)$$

Como a transformada passa as variáveis do sistema abc para dq0, os componentes abc dos vetores são alterados e a equação (13) e (14) substituída em (15). Assim, resultando em (16).

$$\frac{V_{DC}}{2} \begin{bmatrix} d_a \\ d_q \\ d_0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} - T L_f \left(\left(T^{-1} \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \right) + T^{-1} \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \right) \right) - R_L \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = 0 \quad (16)$$

Supondo que o sistema é equilibrado e simétrico, o que considera os elementos de sequência zero nulos, e eliminando as transformadas com suas inversas, obtém-se (17).

$$\frac{V_{DC}}{2} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} - L_f \left(\left(\begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \right) + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \right) \right) - R_L \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = 0 \quad (17)$$

Considerando a tensão da rede como equilibrada, as tensões de quadratura serão nulas, e então, é possível representar (17) com um sistema de equações dos eixos dq conforme (18).

$$\begin{cases} i_d R_L + L_f \frac{di_d}{dt} = \frac{V_{DC}}{2} d_d - v_d + \omega L_f i_q \\ i_q R_L + L_f \frac{di_q}{dt} = \frac{V_{DC}}{2} d_q - \omega L_f i_d \end{cases} \quad (18)$$

É visto então que os eixos de quadratura e direto possuem acoplamento direto, e para realizar o desacoplamento, as componentes ωL_f serão realimentados, resultando em (19).

$$\begin{cases} i_d R_L + L_f \frac{di_d}{dt} = \frac{V_{DC}}{2} d_d - v_d \\ i_q R_L + L_f \frac{di_q}{dt} = \frac{V_{DC}}{2} d_q \end{cases} \quad (19)$$

Para chegar na função de transferência das correntes, será primeiro aplicado perturbações nos sinais, assim como demonstrado em [70], que serão compostos por uma parte constante, representada pela letra maiúscula (D_q), e uma parte variável, que será representada pela letra minúscula e com acento ($\hat{d}_q$). As expressões em (20) são as resultantes deste processo. Os valores constantes, enquanto derivadas, serão nulos, obtendo-se, assim, (21).

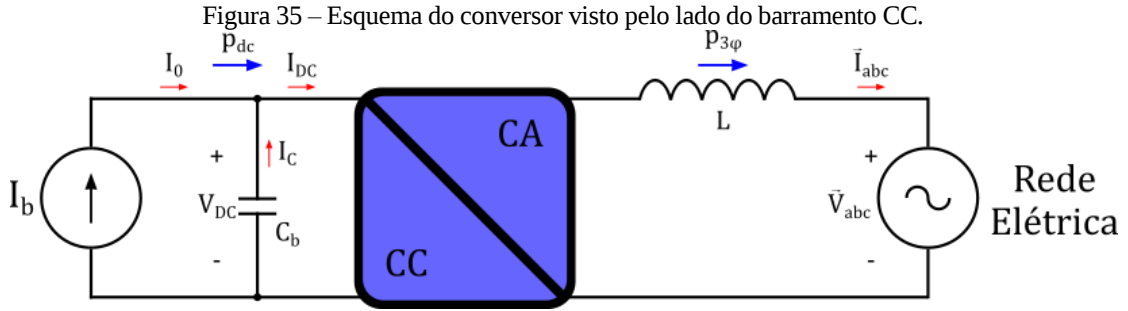
$$\begin{cases} (i_d + \hat{i}_d) R_L + L_f \frac{d(i_d + \hat{i}_d)}{dt} = \frac{V_{DC}}{2} (d_d + \hat{d}_d) - (v_d + \hat{v}_d) \\ (i_q + \hat{i}_q) R_L + L_f \frac{d(i_q + \hat{i}_q)}{dt} = \frac{V_{DC}}{2} (d_q + \hat{d}_q) \end{cases} \quad (20)$$

$$\begin{cases} \hat{i}_d R_L + L_f \frac{d\hat{i}_d}{dt} = \frac{V_{DC}}{2} \hat{d}_d - \hat{v}_d \\ \hat{i}_q R_L + L_f \frac{d\hat{i}_q}{dt} = \frac{V_{DC}}{2} \hat{d}_q \end{cases} \quad (21)$$

Como o foco é controlar as correntes de entrada, será isolado a corrente de eixo de quadratura e eixo direto, enquanto se curto-circuita o lado da rede, zerando o termo $\hat{v}_d$, sendo assim, em (22), há a Função de Transferência final de cada corrente em função da razão cíclica,

$$\begin{cases} \frac{\hat{i}_d(s)}{\hat{d}_d(s)} = \frac{\frac{V_{DC}}{2}}{R_L + L_f s} \\ \frac{\hat{i}_q(s)}{\hat{d}_q(s)} = \frac{\frac{V_{DC}}{2}}{R_L + L_f s} \end{cases} \quad (22)$$

Pelo lado CC, há o esquema simplificado proposto e apresentado na Figura 35.



Fonte: Adaptado de [69].

As potências CC e trifásica podem ser representadas em (23).

$$\begin{cases} p_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \\ p_{DC} = -V_{DC} C \frac{dv_{dc}}{dt} + V_{DC} i_o \end{cases} \quad (23)$$

Tendo em vista que a potência trifásica, em coordenadas dq0, em um sistema equilibrado possui valores nulos de sequência zero, é possível descrever a potência trifásica pela relação (24).

$$p_{3\phi} = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \quad (24)$$

Substituindo (24) em (23) e igualando as potências, obtém-se (25).

$$\frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) = -V_{DC} C \frac{dv_{dc}}{dt} + V_{DC} i_o \quad (25)$$

Com a aplicação de perturbações nos sinais da equação (25), obtém-se a equação (26).

$$\begin{aligned} & \frac{3}{2} [(v_d + \hat{v}_d)(i_d + \hat{i}_d) + (v_q + \hat{v}_q)(i_q + \hat{i}_q)] \\ &= -(V_{DC} + \hat{v}_{DC}) C \frac{d(V_{DC} + \hat{v}_{DC})}{dt} + (V_{DC} + \hat{v}_{DC})(i_o + \hat{i}_o) \end{aligned} \quad (26)$$

Como é desejado a função de transferência entre a tensão CC e a corrente de eixo direto, para obtê-la, as outras perturbações devem ser consideradas nulas, o que resulta em (27).

$$\frac{3}{2}[V_d I_d + v_q \hat{i}_d + V_q I_q] = -V_{DC} C \frac{d\hat{v}_{DC}}{dt} + V_{DC} i_o + \hat{v}_{DC} i_o \quad (27)$$

A partir de (27) separam-se os valores CC e os CA, obtém-se as expressões (28) e (29).

$$\frac{3}{2}[V_d I_d + V_q I_q] = V_{DC} i_o \quad (28)$$

$$\frac{3}{2}[v_d \hat{i}_d] = -V_{DC} C \frac{d\hat{v}_{DC}}{dt} + \hat{v}_{DC} i_o \quad (29)$$

Visto que i_o é constante, a derivada dele será nula, obtendo então a equação (30).

$$\frac{3}{2} v_d \hat{i}_d = -V_{DC} C \frac{d\hat{v}_{DC}}{dt} \quad (30)$$

Como o sistema trifásico da rede foi considerado como simétrico e equilibrado, a tensão de eixo direto pode ser substituída pela tensão de pico da rede, além da consideração de que a corrente de saída seja fornecida estritamente pelo capacitor do barramento, é possível simplificar a função, que, quando aplicada a Transformada de Laplace, resulta em (31).

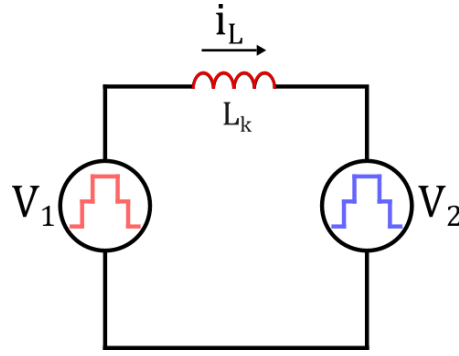
$$\frac{\hat{v}_{dc}(s)}{\hat{i}_d(s)} = -\frac{3}{2} \frac{V_{pico}}{V_{DC} C s} \quad (31)$$

3.4. CONVERSOR *DOUBLE-ACTIVE-BRIDGE*

No segundo estágio de conversão, será utilizada a topologia *Double-Active-Bridge*, ou DAB, para regular o fluxo de potência do barramento CC para a bateria do veículo. A topologia utilizada será a disposta na Figura 09, com os dados propostos na Tabela 5. Este conversor já é amplamente utilizado em carregamento de veículos elétricos pelas diversas vantagens, como as citadas no Capítulo 2, item 2.3.2.3..

Antes de analisar as formas de onda do conversor em si, é importante apresentar o conceito de fluxo de potência no sistema, conforme apresentado na Figura 36, onde é visto que o elemento de indutância onde se passa a corrente i_L é o principal responsável pela transferência de potência, sendo este o indutor de dispersão L_k .

Figura 36 – Modelo de transferência de potência do DAB.



Fonte: Adaptado de [71].

Seguindo as equações em [71], o fluxo de potência é resultado da defasagem entre as tensões V_1 e V_2 , em especial pois este afeta a corrente no indutor, que está representada nos quadrantes pelas equações (32) e (33) no primeiro e segundo quadrantes, respectivamente.

$$\begin{cases} i_L(\delta) = i_L(0) + \Delta I_1 \\ \Delta I_1 = \frac{V_1 + V_2}{2\pi f_s L_k} \delta \end{cases} \quad (32)$$

$$\begin{cases} i_L(\pi) = i_L(\delta) + \Delta I_2 \\ \Delta I_2 = \frac{V_1 - V_2}{2\pi f_s L_k} (\pi - \delta) \end{cases} \quad (33)$$

Com os sinais de corrente no indutor sendo simétricos e com os dois quadrantes restantes sendo semelhantes aos representados porém com sinais opostos, tem-se a equação (34) [71].

$$i_{L_k}(\pi) = i_{L_k}(\delta) + \Delta I_1 + \Delta I_2 = -i_{L_k}(\pi) + \Delta I_1 + \Delta I_2 \quad (34)$$

Ao substituir as equações (32) e (33) e simplificando, é possível obter as equações dos picos de corrente no indutor para meio período, visto que a cada meio período há uma retificação das mesmas, o que também explica o termo do dobro da frequência de chaveamento, conforme (35) e (36).

$$i_{L_k}(\pi) = \frac{V_1\pi + V_2(2\delta - \pi)}{4\pi f_s L_k} \quad (35)$$

$$i_{L_k}(\delta) = \frac{V_2\pi + V_1(2\delta - \pi)}{4\pi f_s L_k} \quad (36)$$

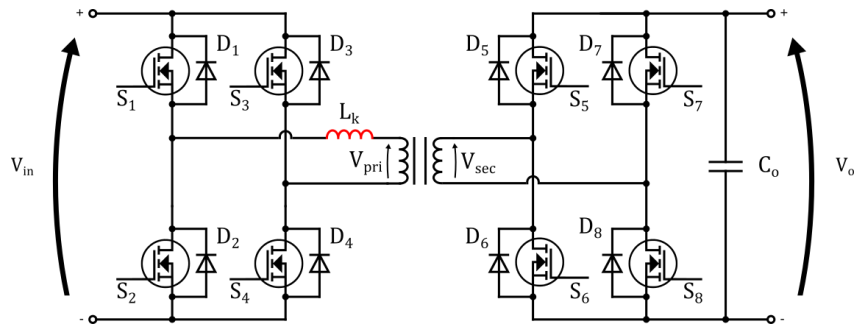
Considerando a potência em conversores em um sistema ideal, sem perdas, a potência transferida pode ser representada por (37), que sendo desenvolvida, é chegado na equação da potência transferida final (38), indicando que a transferência depende do ângulo de defasagem aplicado [71].

$$P = \frac{V_1}{\pi} \int_0^{\pi} i_{L_k}(\theta) d\theta \quad (37)$$

$$P = \frac{V_1 V_2}{2\pi^2 f_s L} \delta(\pi - \delta) \quad (38)$$

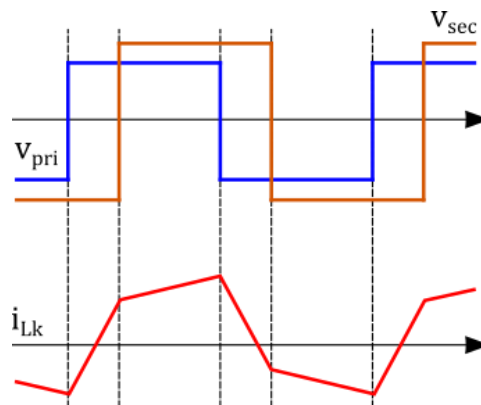
Na Figura 36, que representa o conversor DAB, também não é especificado o fluxo de entrada e saída, visto que se trata de um conversor bidirecional, ou seja, tanto a fonte da direita (bateria) quanto a da esquerda (barramento CC do NPC) podem ser entrada ou saída do fluxo de corrente (potência). O funcionamento ocorre pela produção de uma onda quadrada em cada ponte conversora, tendo o defasamento da onda do secundário, em relação ao primário, a informação da potência a ser transferida. Ambas pontes são moduladas em alta frequência. Seguindo nos conceitos do conversor DAB, é importante observar suas formas de onda características, começando pela que caracteriza o funcionamento do mesmo, a corrente no indutor de dispersão L_k , localizado no primário do transformador. A corrente no indutor de dispersão, teórica, está exposta na Figura 37, em vermelho. Dentre as formas de onda, também há a tensão no primário e secundário do transformador, destacadas em azul e laranja, respectivamente. Por se tratar de um conversor que opera em alta frequência, o transformador também deve suportar a frequência de chaveamento, e, no quesito forma de onda, a tensão em cada um dos terminais será quadrada, conforme mostrado na Figura 38, na parte superior, em azul e laranja. Também é notável a defasagem entre ambas as tensões, resultado este indicado pelo controle da modelagem *phase-shift*.

Figura 37 – Conversor DAB.



Fonte: Adaptado de [41].

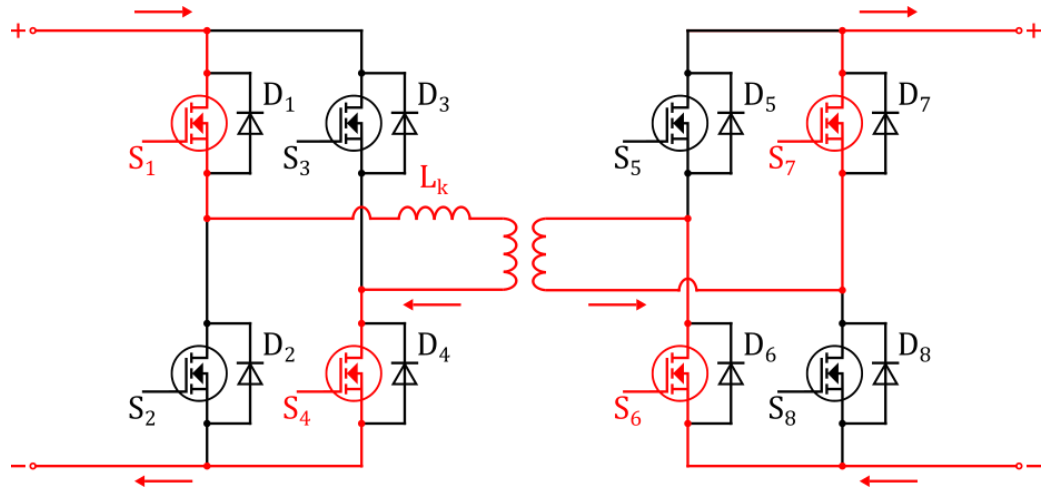
Figura 38 – Formas de onda características do DAB.



Fonte: Adaptado de [72].

Para modelar o conversor DAB, há a necessidade de analisar cada etapa de comutação. Considerando isto, na etapa de carregamento de baterias, há 4 etapas distintas. Na Figura 39 é possível ver o caminho de corrente considerando a etapa 1. Nesta etapa, o fluxo de corrente percorre as chaves S_1 e S_4 , que estão fechadas, enquanto os diodos nas chaves S_6 e S_7 conduzem a corrente para fornecer energia ao filtro e para a bateria. No período de comutação, os diodos D_6 e D_7 conduzem no período de ZVS após a comutação.

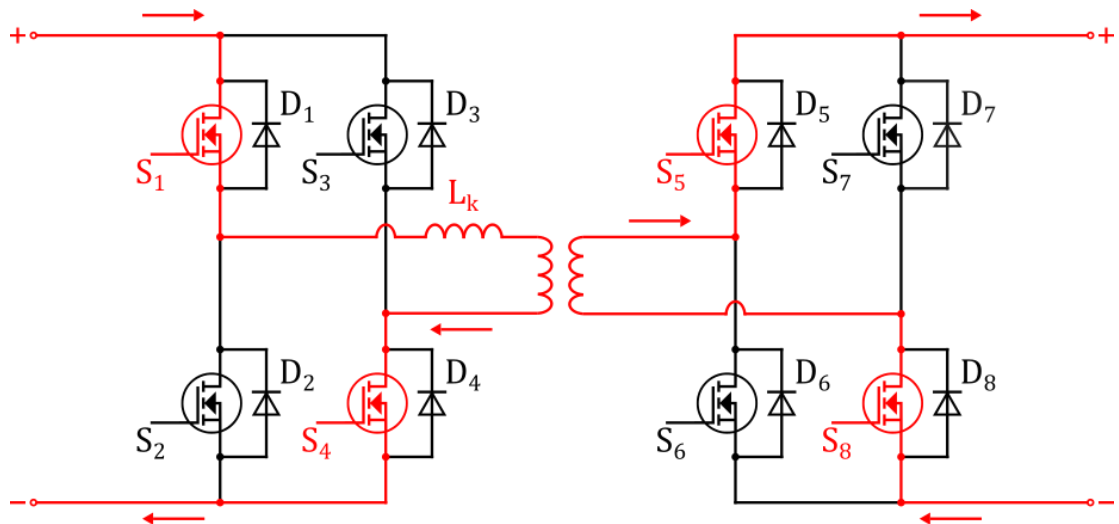
Figura 39 – Primeira etapa de comutação do conversor DAB em modo de carga.



Fonte: Adaptado de [73].

A Figura 40 apresenta a segunda etapa de comutação. Nesta etapa, as chaves S_1 e S_4 permanecem fechadas, mantendo o sentido da corrente em L_k . Enquanto isto, as chaves S_5 e S_8 realizam a condução, novamente, em momentos de transição entre as comutações, os diodos D_5 e D_8 assumem a condução em ZVS.

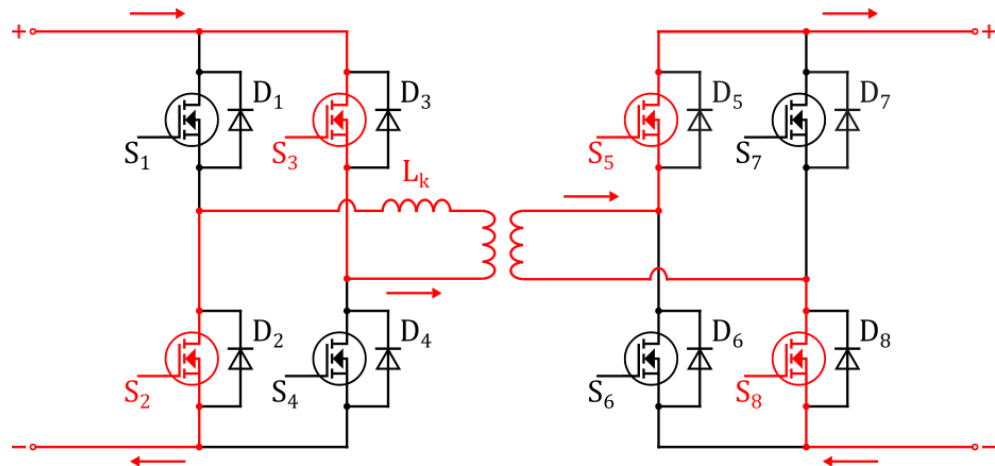
Figura 40 – Segunda etapa de comutação do conversor DAB em modo de carga.



Fonte: Adaptado de [73].

Na terceira etapa de comutação da Figura 41, as chaves S_2 e S_3 conduzem energia com os interruptores S_5 e S_8 , seguindo a reversão da polaridade da indutância de dispersão.

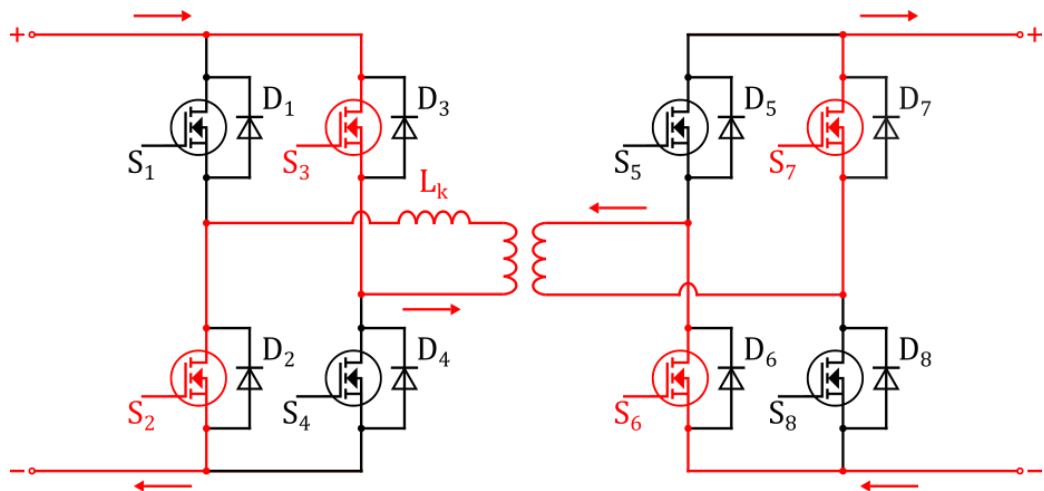
Figura 41 – Terceira etapa de comutação do conversor DAB em modo de carga.



Fonte: Adaptado de [73].

A última etapa de operação no modo carga, apresentada na Figura 42, utiliza a descarga do indutor L_k em conjunto com a chave S_2 e S_3 , S_6 e S_7 , antes de retornar para a primeira etapa.

Figura 42 – Quarta etapa de comutação do conversor DAB em modo de carga.



Fonte: Adaptado de [73].

3.5 MODELAGEM DO CONVERSOR DAB

No quesito da modelagem do conversor, será seguido o proposto por [74], onde o modelo de pequenos sinais é utilizado. O modelo em si é obtido a partir de uma perturbação inserida no sistema, neste caso, o ângulo de defasagem δ , verificando-se a variação de corrente resultante (Δi_1). Na expressão (39), é representada a corrente de entrada, ou seja, o lado primário do transformador de alta frequência.

$$I_1 + \Delta i_1(t) = \frac{V_2}{2\pi f_s L_{dab} n} (\delta + \Delta\delta(t)) \left(1 - \frac{|\delta + \Delta\delta(t)|}{\pi} \right) \quad (39)$$

Considerando que o controle via *phase-shift* visa modificar a corrente com base no ângulo de defasagem, e também que a expressão (39) é representada por meio de um ganho em função do ângulo, é possível adequar a equação (39) no formato da equação (40).

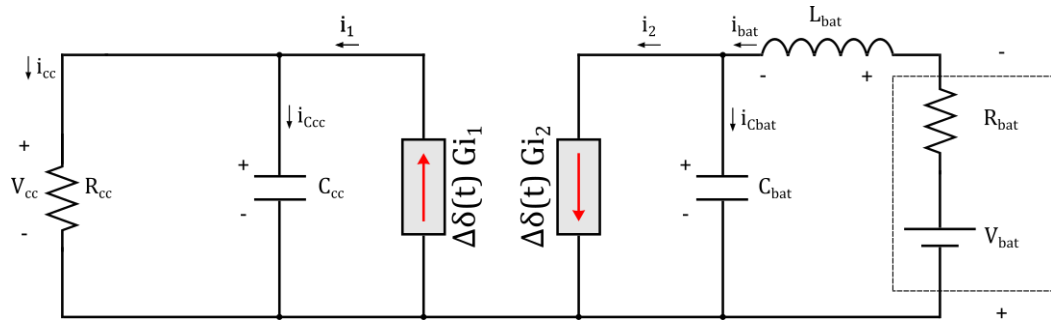
$$\Delta i_1(t) = \frac{V_2}{2\pi f_s L_{dab} n} \left(1 - \frac{|2\delta|}{\pi} \right) \Delta\delta(t) \quad (40)$$

Da mesma maneira, a corrente de saída será submetida aos mesmos procedimentos, resultado na equação 41, muito semelhante à equação 40.

$$\Delta i_2(t) = \frac{V_1}{2\pi f_s L_{dab} n} \left(1 - \frac{|2\delta|}{\pi} \right) \Delta\delta(t) \quad (41)$$

Com ambas as expressões e analisando o circuito da Figura 43, que representa o conversor DAB em seu modelo de pequenos sinais, e aplicando a lei dos nós de Kirchhoff, é obtida a expressão (42).

Figura 43 – Modelo linearizado do conversor DAB em pequenos sinais.



Fonte: Adaptado de [74].

$$i_1(t) = i_{C_{cc}}(t) + i_{cc}(t) \quad (42)$$

Tendo em vista a equação (40), da corrente de entrada, a lei de Ohm que representa a corrente em R_{cc} , apresentada na equação (43) além da corrente no capacitor C_{cc} , exposta na equação (44). Com as expressões (40), (43) e (44) substituídas na expressão (42), e, aplicando

a Transformada de Laplace, resulta na equação (45).

$$i_{cc}(t) = \frac{v_{cc}(t)}{R_{cc}} \quad (43)$$

$$i_{cc}(t) = C_{cc} \frac{dv_{cc}(t)}{dt} \quad (44)$$

$$\frac{V_2}{2\pi f_s L_{dab} n} \delta(s) \left(1 - \frac{|2\delta|}{\pi} \right) = s C_{cc} V_{cc}(s) + \frac{1}{R_{cc}} V_{cc}(s) \quad (45)$$

Ajustando os termos da equação e separando as variáveis de interesse, que neste caso são a tensão $V_{cc}(s)$ e o ângulo de defasagem $\delta(s)$, obtém-se a planta do controle de tensão por meio do ângulo, conforme equação (46).

$$\frac{V_{cc}(s)}{\delta(s)} = \frac{V_2}{2\pi f_s L_{dab} n} \left(1 - \frac{|2\delta|}{\pi} \right) \frac{R_{cc}}{s C_{cc} R_{cc} + 1} \quad (46)$$

Como neste trabalho o foco será o controle via potência enquanto se analisa a corrente de saída, e, por meio de uma análise análoga à da corrente no barramento CC, analise-se a corrente de saída, onde a corrente na bateria é a mesma no indutor do filtro de saída. Sendo assim, tem-se a equação (47).

$$i_{bat}(t) = i_2(t) + i_{cc}(t) \quad (47)$$

A corrente de saída, assim como a de entrada, terá expressão semelhante, conforme (48).

$$i_2(t) = \frac{V_1}{2\pi f_s L_{dab} n} \delta(t) \left(1 - \frac{|2\delta|}{\pi} \right) \quad (48)$$

No capacitor de saída, a corrente segue o padrão da variação da tensão no tempo, assim como na equação (44), é obtida a equação (49).

$$i_{C_{bat}}(t) = C_{bat} \frac{dv_{C_{bat}}}{dt} \quad (49)$$

Por meio do circuito da Figura 42, é visível que a tensão no capacitor do filtro se divide entre e as tensões da bateria e do indutor, gerando a equação (50).

$$v_{C_{bat}}(t) = -v_{bat} - v_{L_{bat}} \quad (50)$$

Como se trata de uma bateria, é possível utilizar um modelo simples [59], que apenas considera uma tensão constante e uma resistência série. Substitui-se, então, (51) na equação (49), gerando assim a equação (52).

$$v_{C_{bat}}(t) = -R_{bat}i_{bat}(t) - L_{bat} \frac{di_{bat}(t)}{dt} \quad (51)$$

$$i_{C_{bat}}(t) = C_{bat} \frac{d \left(-R_{bat}i_{bat}(t) - L_{bat} \frac{di_{bat}(t)}{dt} \right)}{dt} \quad (52)$$

Com a equação (52) e (48) sendo substituídas na equação (47), obtém-se (53). Isolando os termos de interesse e aplicando a Transformada de Laplace, a Função de Transferência que relaciona a corrente da bateria, ou neste caso, a corrente de carga ou descarga da bateria, com o ângulo de *phase-shift* é obtida conforme (54).

$$I_{bat}(s) = \frac{V_2}{2\pi f_s L_{dab} n} \delta(s) \left(1 - \frac{|2\delta|}{\pi} \right) - s^2 L_{bat} C_{bat} I_{bat}(s) - s R_{bat} I_{bat}(s) \quad (53)$$

$$\frac{I_{bat}(s)}{\delta(s)} = \frac{V_2}{2\pi f_s L_{dab} n} \left(1 - \frac{|2\delta|}{\pi} \right) \frac{1}{s^2 L_{bat} C_{bat} - s R_{bat} C_{bat} + 1} \quad (54)$$

3.5.1 Cálculo dos Indutores e Capacitores do Barramento CC

O indutor no primário do transformador (L_{dab}) possui como função fundamental manter a transferência de energia entre os barramentos, neste caso, é imprescindível que seja calculado de acordo com a aplicação, neste caso, utilizando a equação (55) [74].

$$L_{dab} = \frac{V_1 V_2}{2\pi f_s P_{med} n} \delta \frac{(\pi - \delta)}{\pi} \quad (55)$$

O filtro indutivo de saída de cada conversor, antes de se conectarem à carga, atuará em conjunto com os capacitores do barramento CC de forma semelhante à um filtro LC de segunda ordem, auxiliando a reduzir as ondulações de corrente refletidas para o primário do transformador, sendo assim, de acordo com a equação (56), obtém-se a indutância necessária [74].

$$L_{bat} = \frac{V_{bat}(1 - D)}{\Delta i_{L_{bat}} 2f_s} \quad (56)$$

O filtro capacitivo do barramento CC será calculado mediante a expressão (57) [74], e sua função principal é regular e atenuar o *ripple* de tensão nos barramentos.

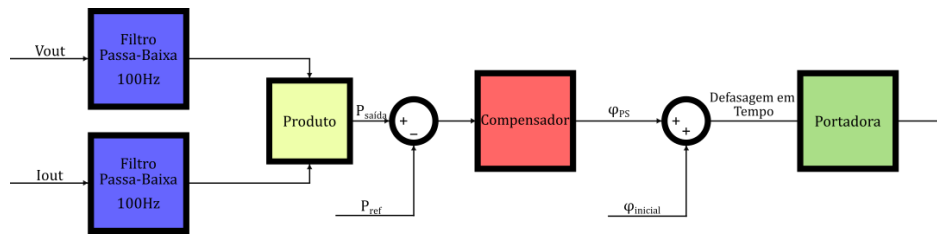
$$C_{bus} = \frac{50P_{med}}{(V_{bus})^2 f_s} \quad (57)$$

3.6 CONTROLE

3.6.1 Double-Active-Bridge

Para controlar o conversor DAB, foi utilizado uma malha de potência, cujos valores de corrente e tensão da bateria foram obtidos por meio de filtros passa-baixa. Estes filtros foram sintonizados em 100 Hz. Em sequência, para gerar o sinal de *delay*, um compensador tipo duplo-polo duplo-zero foi utilizado [75]. Na equação (58), há a função de transferência que define o compensador utilizado com o ganho escolhido. O sistema opera com a frequência de cruzamento de ganho máxima de 10Hz e margem de fase mínima de 45°. Na Figura 44 há uma representação da forma de controle escolhida, onde se é lido a tensão de saída e a corrente de saída, gerando-se a potência por produto, que será comparada com a referência, para então, por meio de um compensador, gerar o ângulo de defasagem, sendo este convertido em tempo para a portadora.

Figura 44 – Esquema de controle do DAB.

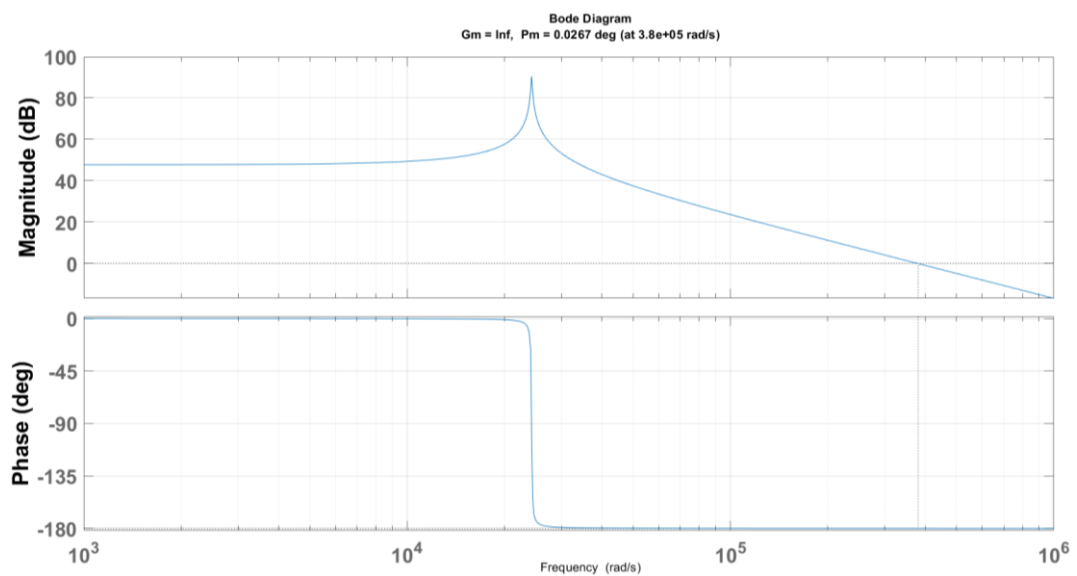


Fonte: Autor.

$$H_P(s) = (0,7 \times 10^{-6}) \times \frac{(s + 87386) \times (s + 6731,4)}{s(s + (628,32 \times 10^3))} \quad (58)$$

Para atingir os valores, foi necessário colocar dois zeros para anular os polos da planta, para então inserir um polo na origem em conjunto com um polo na frequência de comutação, mantendo assim o sistema estável. Esta estratégia de compensação tem o intuito de reduzir a influência dos elementos de filtragem do conversor. Na Figura 45, apresenta a Resposta em Frequência via Diagrama de Bode do sistema sem a compensação desejada, podendo obter a margem de fase acima de 45° e a frequência de cruzamento de ganho em frequências menores que 10 Hz, considerando que o carregamento de baterias possui baixa velocidade. Outro ponto interessante é o pico de ressonância do sistema, que pode, caso seja compensado de maneira inadequada, provocar múltiplos cruzamentos em 0 dB, comprometendo a estabilidade.

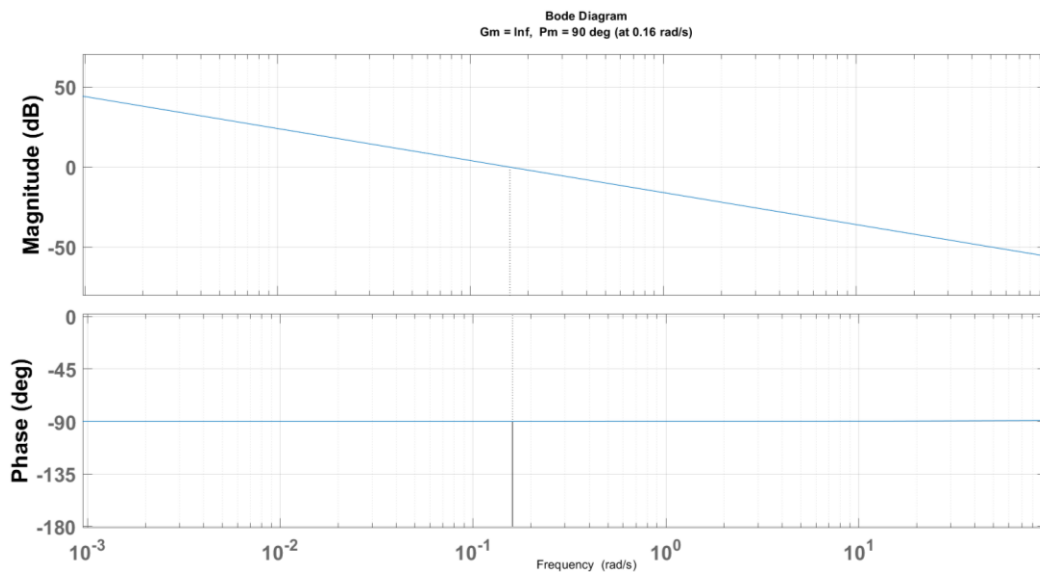
Figura 45 – Diagrama de Bode do sistema descompensado.



Fonte: Autor.

Para realizar o controle, os polos escolhidos foram posicionados pertos dos polos da planta, e por necessidade de baixa frequência de cruzamento, o compensador possui um baixo ganho. Neste caso, na Figura 46 há o Diagrama de Bode com compensação. É possível identificar uma margem de fase de 90° , demonstrando um sistema robusto, em conjunto com uma frequência de cruzamento de ganho abaixo de 10 Hz. Em casos onde se aumenta o ganho, o sistema acaba apresentando duplo ou triplo cruzamento em 0 dB.

Figura 46 – Diagrama de Bode do sistema compensado.

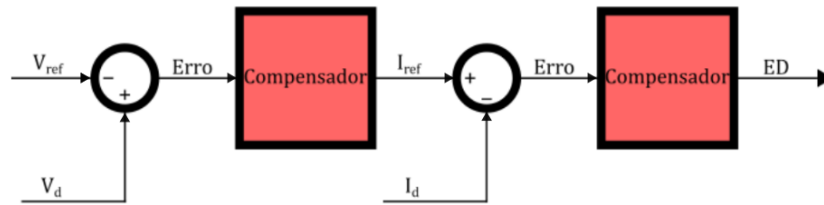


Fonte: Autor.

3.3.2 NPC VSI Trifásico

No caso do conversor NPC VSI trifásico, o controle pode ser tanto por fase, usando controladores iguais para cada variável a ser controlada (como se o sistema fosse representado por 3 monofásicos equivalentes) quanto por coordenadas dq0. Neste caso, será aplicado o controle via coordenadas dq0, visto que é possível realizar o ajuste da corrente de eixo direto e de eixo em quadratura. Na Figura 47, está o esquema de implementação do NPC VSI, utilizando uma malha de tensão e uma malha de corrente para gerar a coordenada a ser comparada com as modulantes. No caso da corrente de eixo de quadratura, a corrente de referência I_{ref} será sempre nula, o que representa que não haverá injeção ou absorção de reativos.

Figura 47 – Diagrama de Controle do VSI NPC.



Fonte: Autor.

Em face da necessidade de se implementar estes dois conceitos para controlar o conversor, é imprescindível que o controlador Proporcional-Integral esteja ajustado para obter a resposta adequada, sendo assim, foi empregado o método de projeto via Resposta em Frequência [75]. Neste caso, foi projetado o PI de forma que a malha de corrente seja 10 vezes mais rápida que a malha de tensão, obtendo-se, assim, a equação (59) definindo a equação básica do PI utilizado.

$$PI = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (59)$$

Para que seja possível aplicar o controlador na malha de tensão, a margem de fase desejada pelo sistema de tensão foi de 45° com frequência de cruzamento de ganho em torno de 10Hz, podendo gerar uma malha mais lenta. O compensador completo pode ser visto abaixo na equação (60).

$$PI_V(s) = 0,59 + \frac{37,2}{s} \quad (60)$$

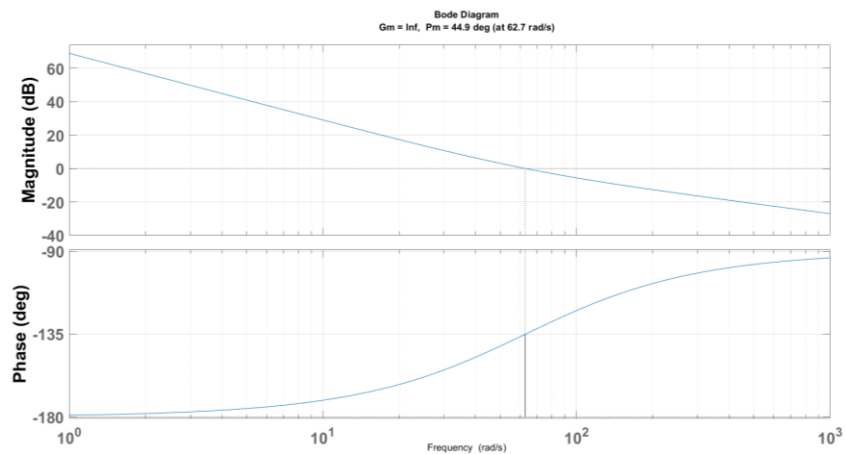
Para o controle da malha de corrente interna, o PI utilizado deveria permitir uma margem de fase de 60° com frequência de cruzamento de ganho próxima a 100Hz, seguindo a proporção de 10 vezes mais rápida que a malha externa de tensão, gerando assim a equação (61).

$$PI_I(s) = 0,0027 + \frac{1}{s} \quad (61)$$

Para verificar se os parâmetros estabelecidos foram seguidos com o PI, foram plotados

os diagramas de Bode de ambas as funções de transferência compensadas. Na Figura 48 há o diagrama de Bode da malha de tensão externa com compensação. É notável que a frequência desejada é atingida pelo seu equivalente em rad/s de 62,7 rad/s, com margem de fase próxima à projetada, em torno de 45°.

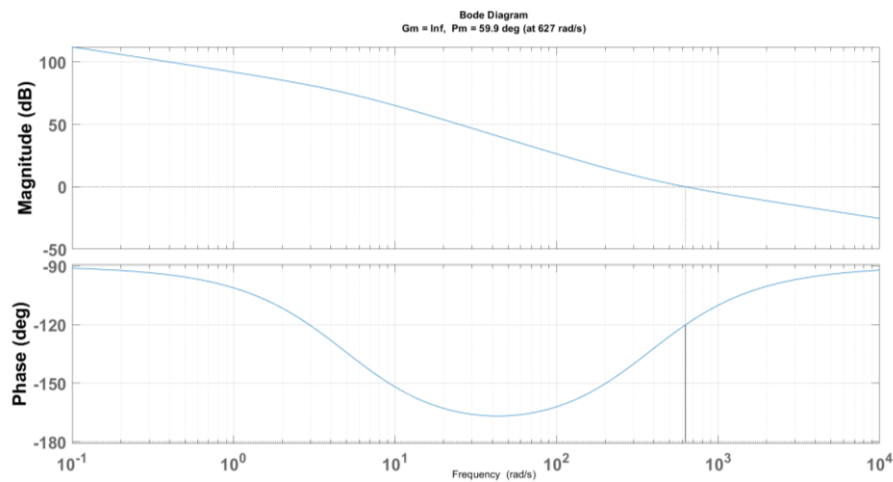
Figura 48 – Diagrama de Bode da malha externa de tensão compensada.



Fonte:Autor.

Na Figura 49 há o diagrama de Bode da malha de corrente interna. A frequência de cruzamento de ganho de 100 Hz desejada é atingida pelo seu equivalente em rad/s, com margem de fase próxima à projetada, em torno de 60°, tornando o compensador mais rápido que o anterior da malha de tensão.

Figura 49 – Diagrama de Bode da malha interna de corrente compensada.

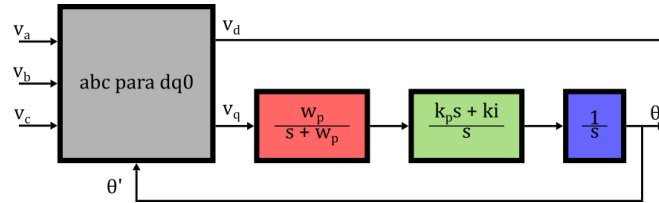


Fonte:Autor.

Para a sincronização será utilizado um *Phase-Locked-Loop*, uma estratégia bem

consolidada na utilização de inversores conectados à rede [76]. Na Figura 50, está representado o PLL do tipo SRF [76-78].

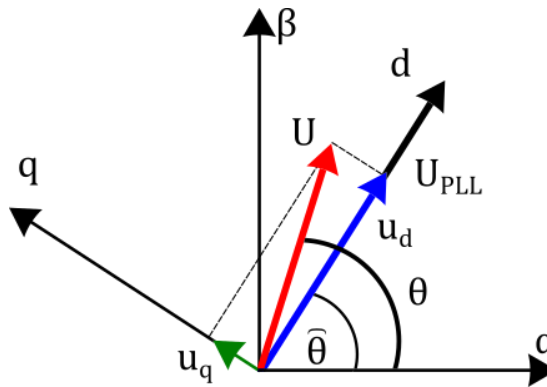
Figura 50 – Diagrama de Blocos do PLL.



Fonte: Adaptado de [69].

Basicamente, a estratégia de controle visa sincronizar o sistema trifásico por meio do princípio vetorial exposto na Figura 51, onde há o vetor de tensão da rede (U), o vetor de tensão de saída do PLL (U_{PLL}), que também é considerado o componente direto da tensão, em contraste ao vetor u_q , que é a tensão de quadratura, sendo que o objetivo é controlar o u_q para atingir valores nulos, significando que o vetor U será igual ao vetor U_{PLL} , ou seja, os ângulos θ e $\hat{\theta}$ serem iguais, indicando a sincronização da rede e do PLL [79].

Figura 51 – Diagrama de Operação do PLL.



Fonte: Adaptado de [80].

CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi possível compreender os estados de comutação dos conversores, sua bidirecionalidade, modelagem matemática e metodologias de controle para ambos. Neste caso, o conversor VSI NPC possui a utilização de um SRF PLL para sincronização com a rede, a transformada direta de coordenadas abc para dq0 e um controle composto por uma malha de

tensão para gerar a corrente de referência e uma malha de corrente para gerar a coordenada desejada, onde foi utilizado um controlador tipo Proporcional-Integral para cada malha, uma mais devagar para a malha de tensão, e uma malha de corrente com maior velocidade. No caso do conversor DAB, foi utilizado um compensador duplo-polo duplo-zero para neutralizar as características da planta e produzir uma resposta adequada via diagrama de Bode.

4. SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

No ambiente de simulação computacional *Simulink*, foi possível simular o comportamento dos conversores DAB e NPC VSI trifásico e obter suas principais formas de onda, primeiramente, operando de forma independente, e, posteriormente, com a técnica do paralelismo. Na simulação, os componentes utilizados estão expostos na Tabela 8.

Tabela 8 – Componentes dos conversores na simulação.

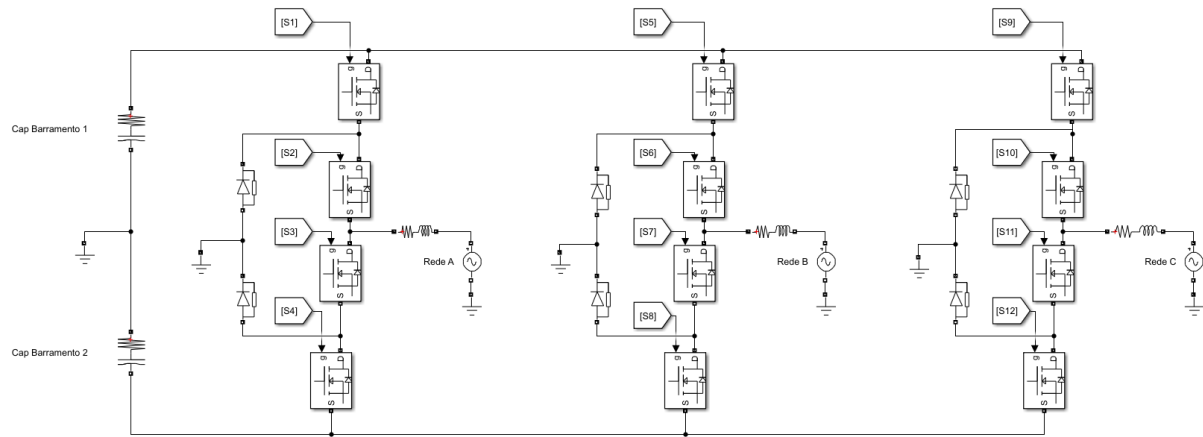
Topologia	Barramento CC	Filtro Indutivo	Indutores de Conexão
DAB	$C_f = 5\ \mu\text{F}$	$L_{bat} = 340\ \mu\text{H}$	-
NPC VSI	$C_{out} = 4,5\ \text{mF}$	-	$L_A = 2\ \text{mH}$

Fonte: Autor.

4.1 CONVERSOR TRIFÁSICO VSI NPC

Na simulação do conversor trifásico, a construção do modelo difere do modelo do DAB, visto que não há um bloco como o *universal bridge* para implementação da forma NPC, sendo assim, ele foi montado conforme a Figura 52.

Figura 52 – Topologia utilizada no Simulink para montagem do conversor NPC.

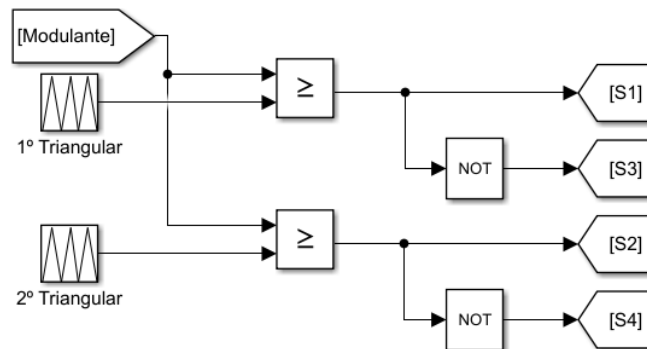


Fonte: Autor.

Para modular o conversor, foi utilizada uma onda triangular de 40kHz em comparação a uma onda modulante senoidal gerada pelo controle, obtendo-se, assim, os sinais de *gate* necessários, conforme esquema da Figura 53. Na Figura 54 há o resultado da modulação,

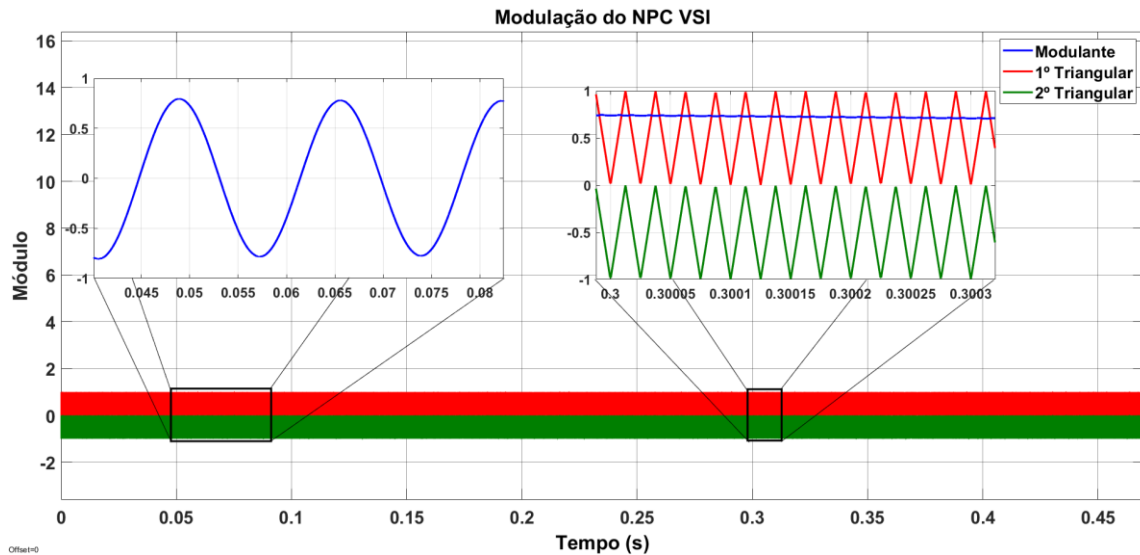
seguido o proposto na teoria da modulação PD.

Figura 53 – Modulação utilizada no NPC VSI.



Fonte: Autor.

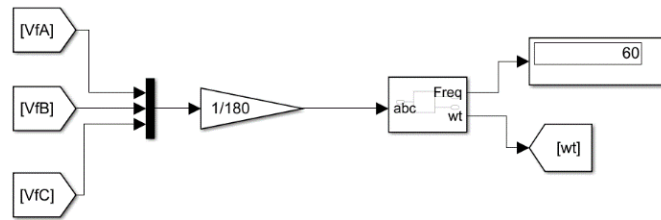
Figura 54 – Modulação do NPC VSI.



Fonte: Autor.

Sobre o controle deste conversor, primeiramente foi feito a conversão das tensões das fases (VfA, VfB e VfC) para valores em p.u., para então realizar a sincronização via PLL, por meio do bloco *PLL (3ph)*, utilizado devido à simplicidade de aplicação computacional, e está representado na Figura 55, utilizando a normalização da tensão de pico fase-neutro de 180V.

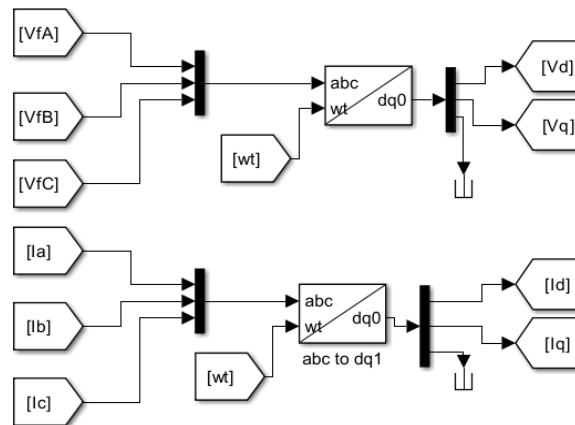
Figura 55 – Esquema do PLL utilizado.



Fonte: Autor.

Na sequência obteve-se os valores de tensão e corrente de eixo direto e eixo de quadratura, segundo o exposto na Figura 56, ao se utilizar a transformada direta abc – dq0.

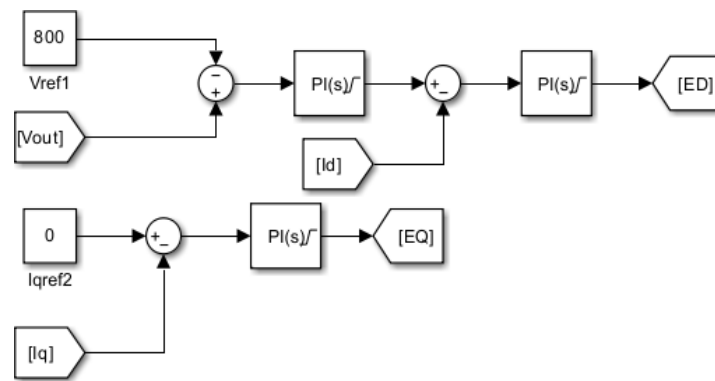
Figura 56 – Transformada de coordenadas abc para dq0.



Fonte: Autor.

Conforme proposto, o sistema de controle possui dois estágios: o primeiro que consiste na malha de tensão, gerando a corrente de referência para a segunda malha de cada conversor. Visto que a Função de Transferência do sistema para a malha de tensão possui sinal negativo característico, a realimentação tem os sinais invertidos no diagrama. Para este sistema, a referência para a corrente de eixo em quadratura é nula, para manter as correntes em fase com as tensões da mesma, conforme apresentado na Figura 57.

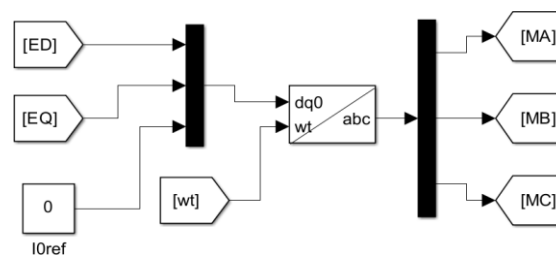
Figura 57 – Malha de controle das coordenadas ED e EQ.



Fonte: Autor.

Para obtenção das modulantes senoidais é utilizada a transformada inversa, tal como mostra a Figura 58, sendo estas aplicadas com a frequência da rede e com a coordenada de eixo 0 nula, visto que o sistema é considerado equilibrado.

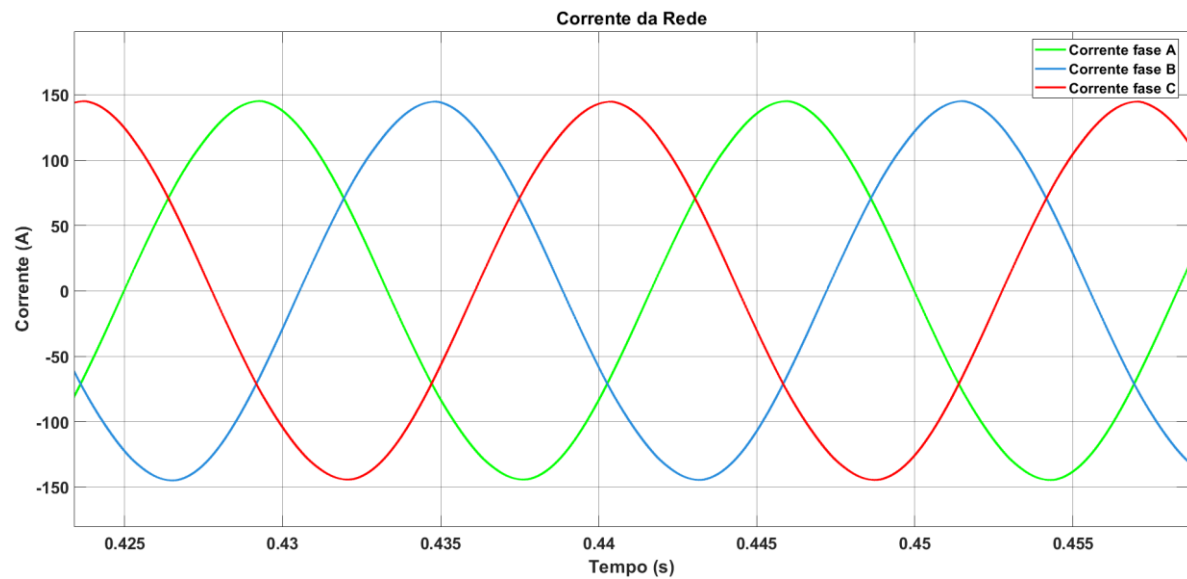
Figura 58 – Obtenção das modulantes.



Fonte: Autor.

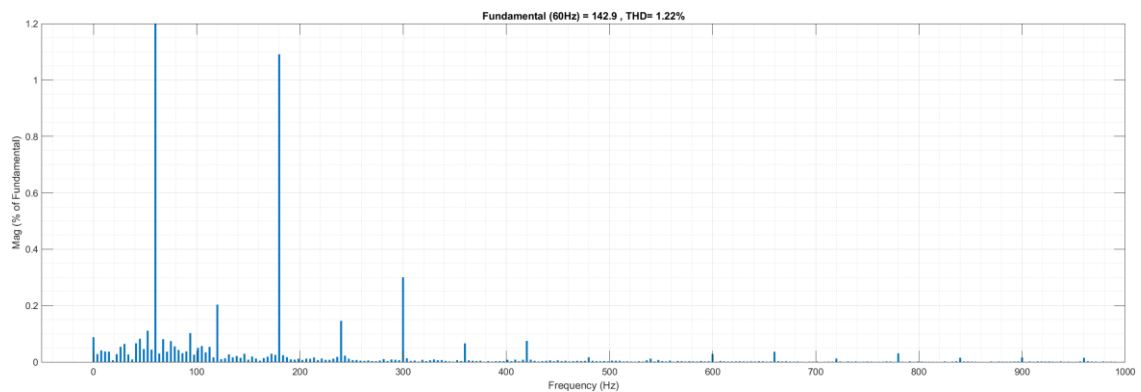
A eficácia da estratégia de controle é verificada por meio das formas de onda do conversor, que neste caso, apresentam a potência total de 256 kW, sendo em torno de 32kW por DAB e também dividida em 4 conversores de 64kW cada. Na Figura 59, é vista a corrente de entrada de cada fase, sendo esta idêntica em todos os inversores, e, a DHT de 1,22% é exibida na Figura 59, abaixo do valor máximo de 5% apresentado pela norma IEC 61000-4-7 [81].

Figura 59 – Correntes por fase da rede.



Fonte: Autor.

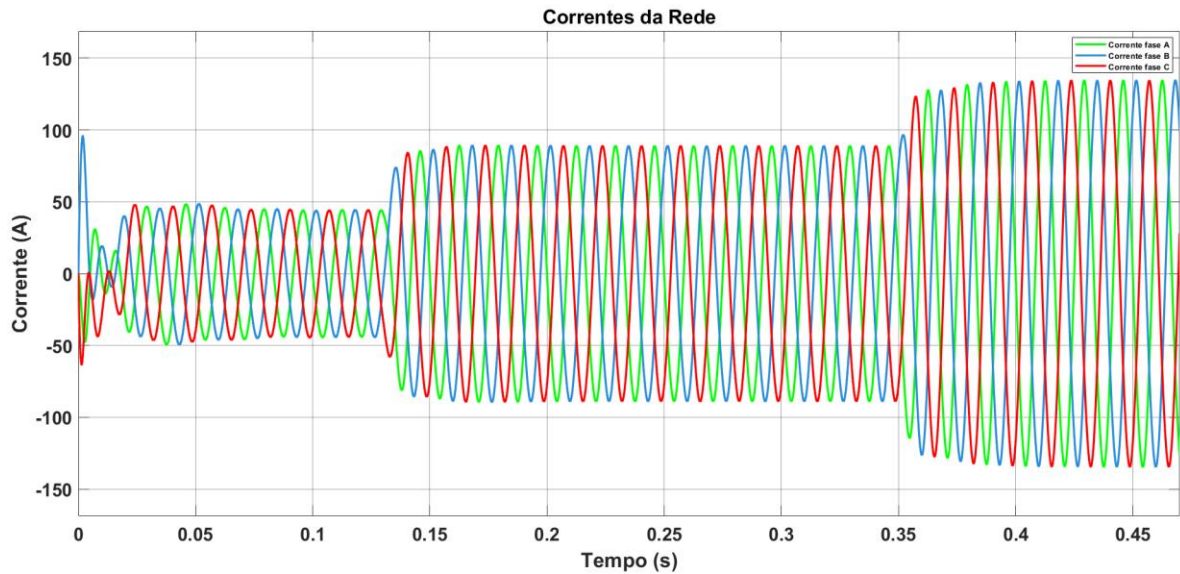
Figura 60 – Distorção Harmônica Total da Rede.



Fonte: Autor.

Na Figura 61, também é validado o controle ao mostrar que, caso sejam inseridos degraus de referência de 20 kW, 40 kW e 60 kW, o sistema consegue manter a distorção da rede baixa e seguir seus parâmetros de funcionamento adequadamente sem distorcer a rede. Nos tempos de 0,15 segundos e 0,35 segundos houveram variações no comportamento da rede devido ao novo ponto de operação, no entanto a compensação conseguiu manter o formato senoidal esperado, validando o controle em situações de variação de carga.

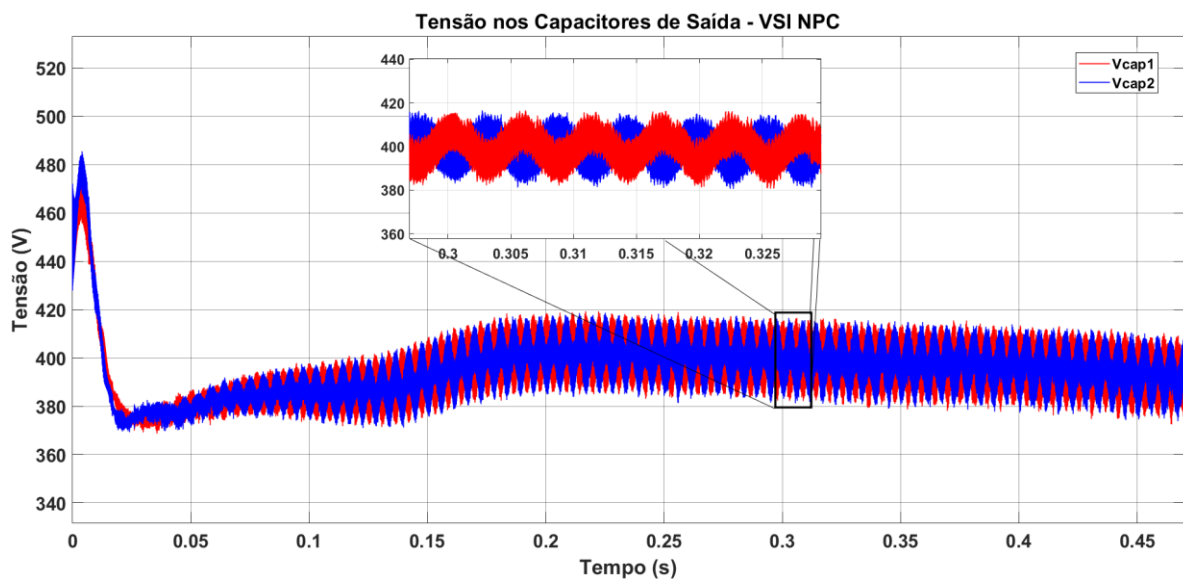
Figura 61 – Reação da corrente da rede com degraus de referência.



Fonte: Autor.

Adicionalmente, se verificam as tensões nos capacitores para análise de equalização, o que pode ser verificado na Figura 62, onde as tensões somadas atingem o valor em torno de 800V, requerido pelo sistema, e se mantêm próximas em valor instantâneo, simbolizando a equalização de tensão no barramento CC.

Figura 62 – Tensão de Saída no VSI NPC.

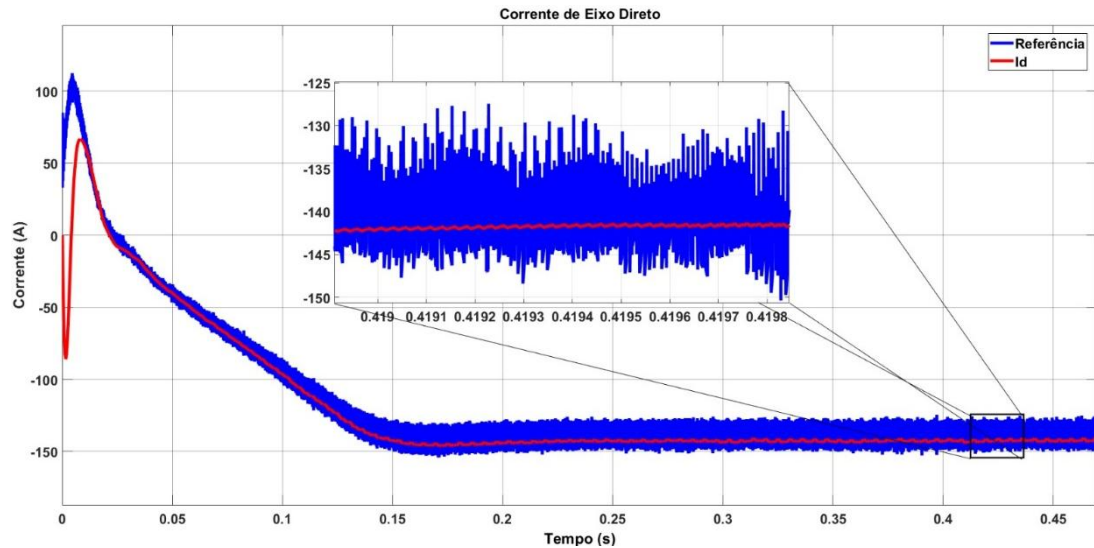


Fonte: Autor.

Para análise da efetividade do controle da corrente, em coordenadas dq0, a Figura 62

apresenta a corrente real juntamente com sua referência. A corrente é negativa por representar que ela é drenada da rede para cada NPC VSI. Por fim, na Figura 63, pode ser verificado um detalhe desta forma de onda. O tempo de estabelecimento é da ordem de 0,1s.

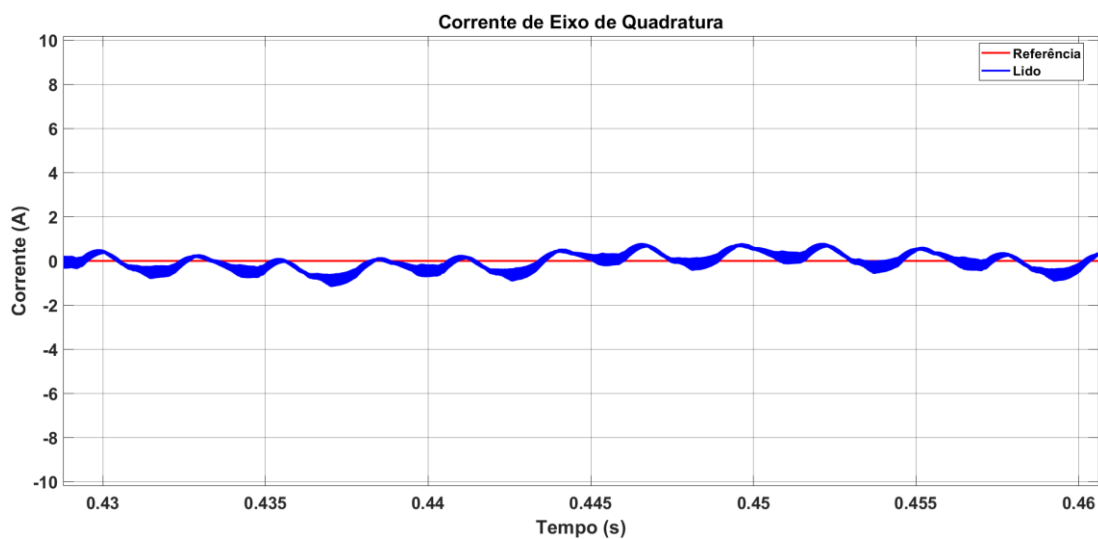
Figura 63 – Corrente de Eixo Direto por NPC VSI.



Fonte: Autor.

Na Figura 64, pode ser verificado que o sistema busca anular a componente de eixo em quadratura, que mantém seu valor próximo ao zero, variando muito pouco, em valores abaixo de 1 A.

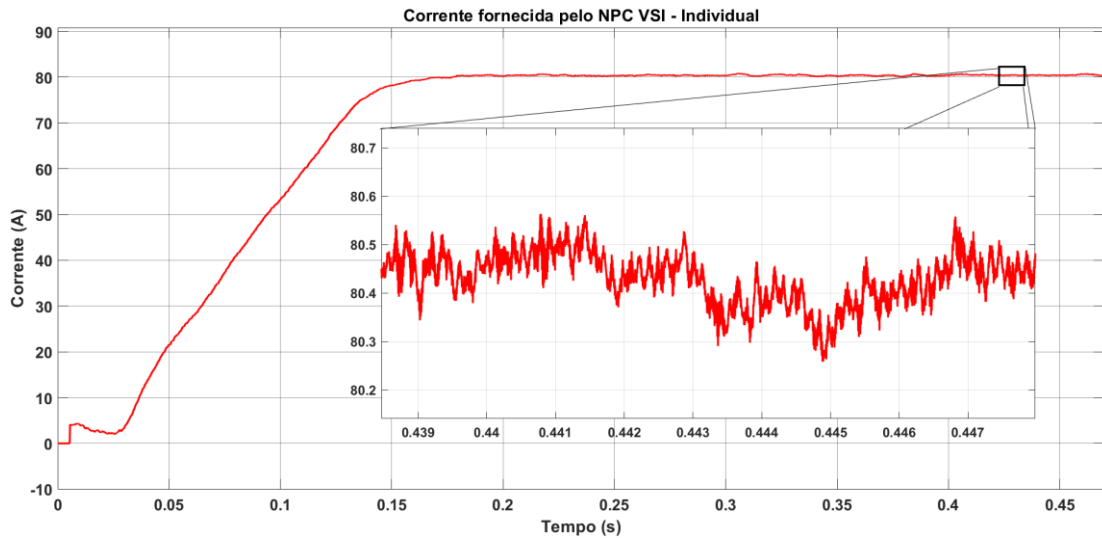
Figura 64 – Corrente de Eixo de Quadratura por NPC VSI.



Fonte: Autor.

Finalmente, para o caso da Figura 65, pode ser visto que o conversor NPC VSI fornece em torno de 80 A de corrente para o barramento CC, que em conjunto com a tensão neste barramento, 800 V, representa a potência de 64 kW por conversor, totalizando 256 kW, que é a potência requerida pelo sistema de carregamento.

Figura 65 – Corrente fornecida por NPC VSI.

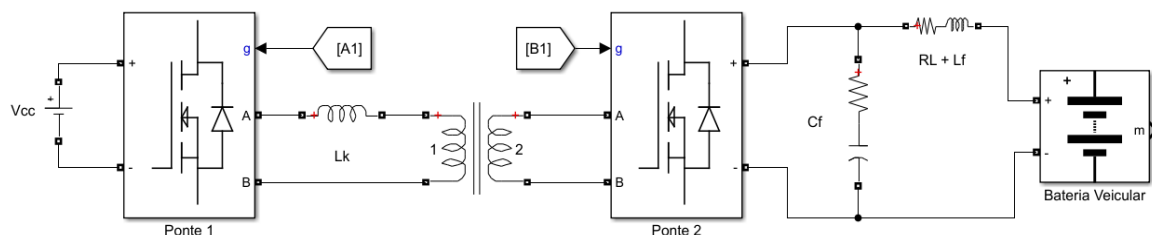


Fonte: Autor.

4.2 CONVERSOR DAB CONVENCIONAL

O modelo de simulação do conversor DAB está representado na Figura 66. Nesta Figura, V_{cc} representa a tensão CC fornecida pelo NPC VSI. A saída do conversor é conectada à bateria veicular por meio de um filtro indutivo ($R_L + L_f$). Este conversor opera na potência de 30 kW. A simulação completa, contemplará 8 conversores em paralelo para prover a potência nominal da aplicação.

Figura 66 – Conversor DAB no Simulink.



Fonte: Autor.

Neste caso, a tensão de entrada será de 800V, enquanto os parâmetros do transformador de alta frequência está disposto na Tabela 9.

Tabela 9 – Parâmetros do Transformador.

Parâmetro	Valor
Potência	30 kW
Frequência	100 kHz
Tensão do Primário	1 kV
Relação de transformação	1:1

Fonte: Autor.

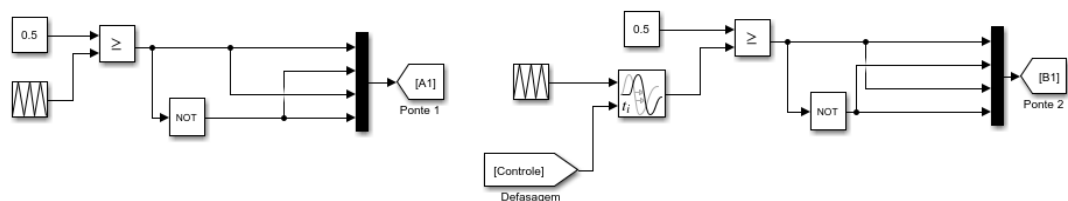
Tabela 10 – Parâmetros da Bateria.

Parâmetro	Valor
Tensão Nominal	800V
Capacidade	50 Ah
Tempo de Resposta	30 s
Resistência Interna	0,16 Ω
Tensão em Carga Máxima	931,2 V

Fonte: Autor.

A Modulação do circuito foi feita através da comparação de sinais triangulares com uma constante, conforme Figura 66. Escolheu-se a razão cíclica fixa em $D = 0,5$.

Figura 66 – Modulação do conversor DAB utilizada.

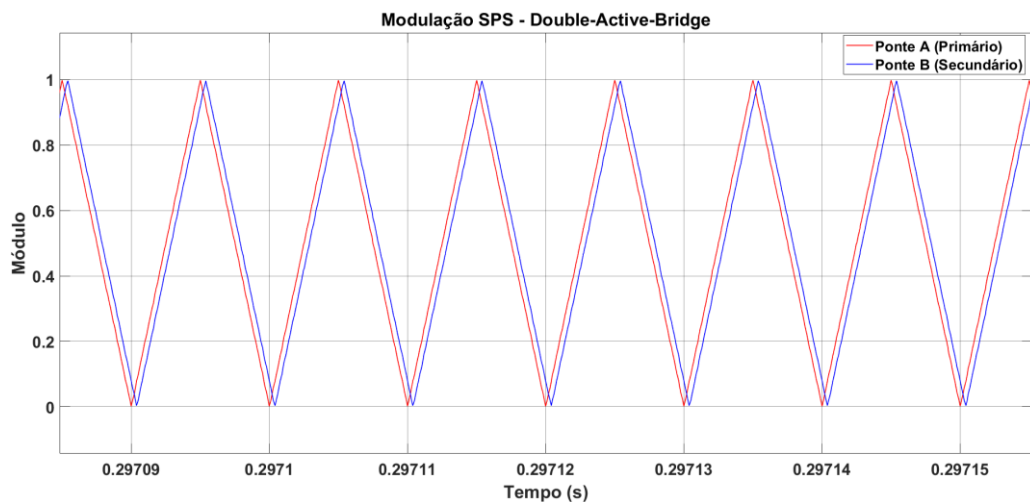


Fonte: Autor.

Conforme abordado anteriormente, a modulação utilizada no conversor será a *Single-Phase-Shift (SPS)*, sendo assim, por meio do bloco *Variable Transport Delay*, apresentado na

Figura 66, um sinal de controle será enviado, alterando a defasagem no disparo da segunda ponte inversora. No caso da aplicação do SPS, na Figura 67 há a defasagem aplicada entre as triangulares da Ponte 1 e Ponte 2, demonstrando que foi possível executar a defasagem entre as pontes por meio do método SPS.

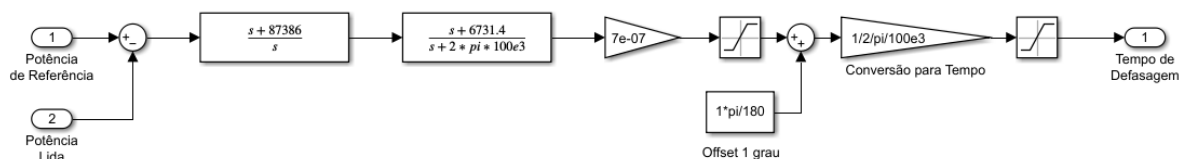
Figura 67 – Modulação SPS DAB.



Fonte: Autor.

Na Figura 68 há o esquema de controle proposto, composto por uma malha de corrente em cascata com um compensador duplo-polo duplo-zero, conforme apresentado no capítulo 3.6.

Figura 68 – Esquema de controle utilizado no DAB.



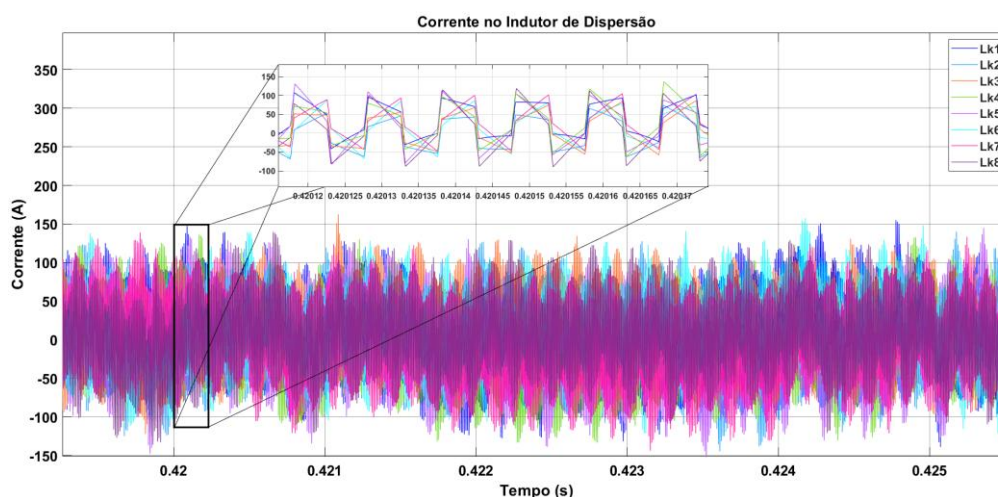
Fonte: Autor.

Neste esquema, o compensador recebe um sinal de erro entre a potência da bateria e a potência desejada, que então gera o ângulo de defasagem entre as pontes inversoras. Como o bloco *Variable Transport Delay* apenas recebe sinais de tempo, foi necessário realizar a conversão por meio de operações, conforme é visto no bloco de ganho, antes do sinal ser enviado. A soma do valor de 1° foi escolhido arbitrariamente para haver uma transferência de potência inicial.

A primeira forma de onda em análise é a da corrente no indutor de dispersão, que deve

ser simétrica. Pela Figura 69 há a forma de onda na corrente deste indutor, presente no primário, demonstrando que a característica do conversor está de acordo com a literatura. Nesta Figura, optou-se por apresentar as correntes em todos os conversores. Devido à pequena diferença existente entre cada inversor, podem haver pequenas diferenças entre as correntes. Observando cada conversor em si, o sistema se mantém simétrico.

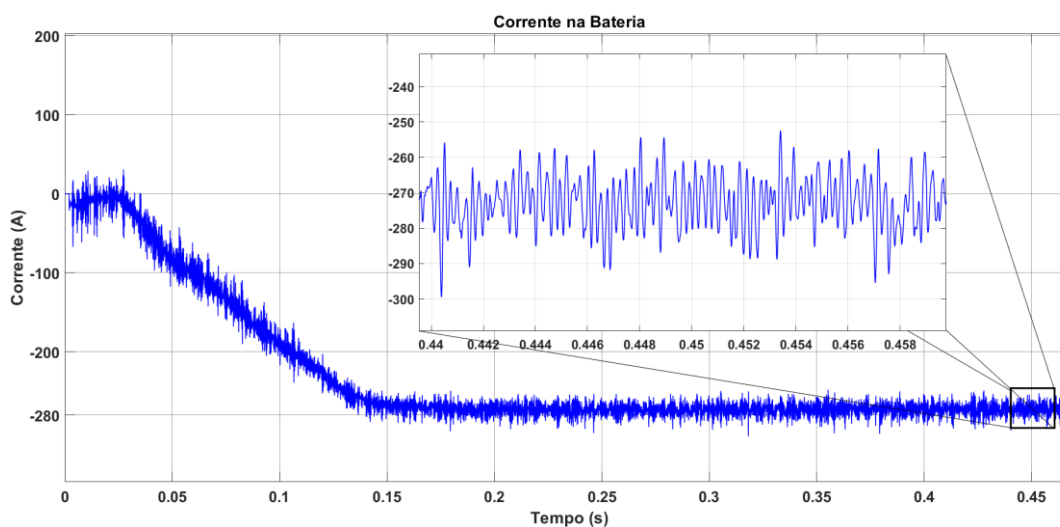
Figura 69 – Corrente nos indutores L_k .



Fonte: Autor.

Na Figura 70 é possível observar a corrente total do sistema que está sendo fornecida para a bateria. Observa-se inicialização suave, atingindo a corrente de referência em 0,15s. O valor nominal desejado para o modo carga, é próximo a 280A.

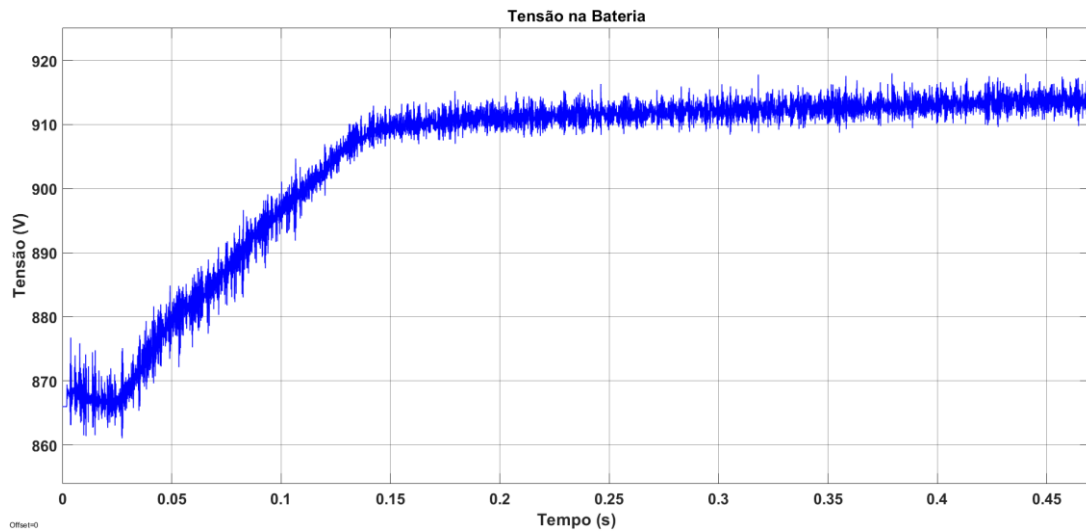
Figura 70 – Corrente fornecida para a bateria.



Fonte: Autor.

Na Figura 71, observa-se a tensão na bateria utilizada, que segue os valores estabelecidos para uma bateria de 800V, visto que sua tensão é levemente maior que a nominal, conforme Tabela 9, próxima da tensão de carga nominal que é de 931,2V.

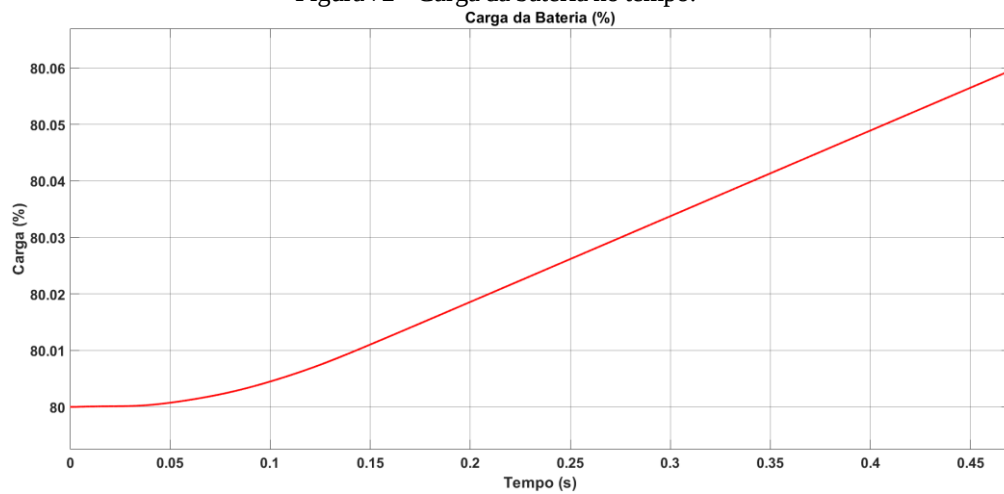
Figura 71 – Tensão na Bateria.



Fonte: Autor.

Já na Figura 72, apresenta-se o *State-of-Charge* (%), que representa o nível de carregamento da bateria, podendo ser visível na forma de onda apresentada o incremento do SoC no tempo, devido ao carregamento.

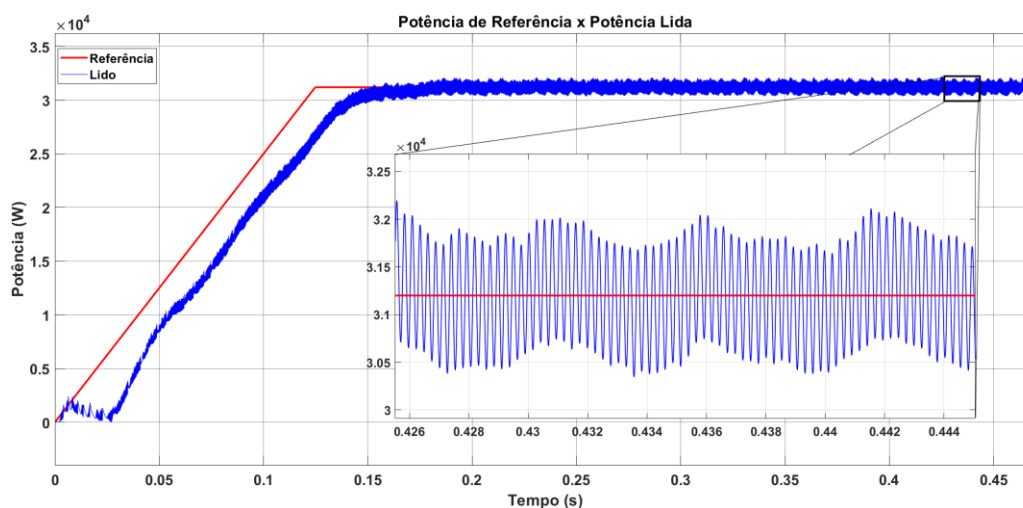
Figura 72 – Carga da bateria no tempo.



Fonte: Autor.

Com relação a análise da potência fornecida, esta está em torno de 31 kW por conversor, conforme pode ser verificado pela Figura 73. Há o rastreo adequado da potência apenas com um certo atraso inicial, causado pelo tipo do compensador, que possui erro constante para sinais do tipo rampa.

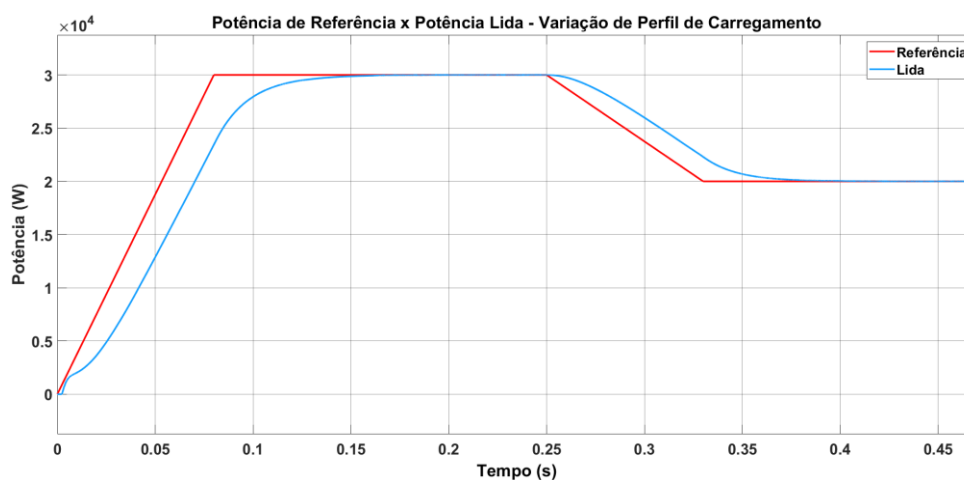
Figura 73 – Rastreamento de potência por DAB.



Fonte: Autor.

No caso do conversor DAB, para justificar o controle, foi gerado também uma rampa de referência, testando a eficiência do controlador. Para isto, via o bloco *Repeating Sequence* foi gerado um perfil de carregamento de diferentes potências, neste caso, cada DAB enviaria 30kW e 20kW em rampa, simulando o comportamento apresentado na Figura 75. Nesta Figura é visto o perfil de potência aplicado com o rastreamento do conversor, mostrando que foi possível obter os valores de potência desejados.

Figura 74 – Rastreamento de potência por DAB – Perfil de potência variado.



Fonte: Autor.

CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram mostrados os resultados dos conversores NPC VSI e DAB, no caso do conversor NPC VSI, é possível identificar o DHT de 1,22%, bem abaixo do estabelecido pela norma, é visível também que o mesmo consegue fornecer a corrente de 80 A, que em conjunto com a tensão de 800 V gerada pelos dois capacitores, gera em torno de 64kW por retificador, que é o valor esperado. No que tange as correntes de eixo direto e eixo de quadratura, é possível identificar que de fato os controladores aplicados conseguem reduzir a corrente de quadratura para valores próximos a zero e manter o fluxo de potência para a bateria, isto é, trabalhando como retificador, evidenciado pela corrente negativa gerada em eixo direto. Em relação ao DAB, é possível obter via controle de potência o valor de em torno de 31 kW por DAB, gerando na totalidade próximo de 256 kW.

5. CONSIDERAÇÕES FINAIS e CONTINUIDADE DO TRABALHO

5.1. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho teve como principal objetivo o desenvolvimento de estratégias de arquitetura para conversão de energia focada em carregamento rápido de veículos elétricos. No caso, a arquitetura proposta engloba a estratégia de duplo-estágio em conjunto com o paralelismo, gerando um sistema composto de 4 conversores NPC VSI ligados à rede, onde cada um destes inversores trabalha com 2 DABs em paralelo, totalizando 8 conversores conectados ao banco de baterias do veículo.

Através de modelagem matemática foi possível verificar os estados de comutação e as características dos conversores, e além disso, por meio das simulações, foi constatado que o controle dos NPC VSIs conseguiu manter um balanceamento das tensões de saída do barramento CC e baixo DHT de 1,22% em conjunto com corrente de eixo de quadratura quase nula, mesmo com perfis de carregamento diferentes. No caso do conversor DAB, foi visto que cada DAB conseguiu fornecer a potência adequada, seguindo as referências de potência em rampa, podendo ser utilizado para múltiplos carregamentos.

Como principais contribuições, destacam-se:

- A proposta de um sistema com componentes de baixo volume, podendo atingir altas potências de até 256kW totais;
- A divisão de potências entre os conversores, indicando que o paralelismo apresentou o mesmo fornecimento de potências entre os mesmos e para as baterias;
- Obtenção de baixo DHT na rede com sincronismo, mesmo com variação das necessidades do carregamento;
- Controle que conseguiu estabilizar a potência fornecida.

No entanto, houveram limitações, como aplicações de múltiplos carregamentos simultâneos, e principalmente na complexidade do paralelismo entre os módulos, em especial no que tange à compensação de correntes entre os DABs. Portanto, para trabalhos futuros, os seguintes desenvolvimentos são:

- A implementação de outras estratégias de controle;
- Implementação de outras técnicas de paralelismo, para auxiliar nas correntes entre os DABs;
- A integração de outras técnicas, como o entrelaçamento;

- A busca por outras combinações de topologias para diferentes aplicações;
- A implementação da bidirecionalidade dos conversores, podendo gerar crédito ao usuário;
- A aplicação de interfaces de inteligência artificial, para auxílio nas compensações em tempo real.

Assim, os resultados obtidos ao longo desta pesquisa demonstram que a arquitetura proposta representa uma solução viável e eficiente para aplicações de alta potência. A combinação entre os conversores NPC VSI trifásicos e os módulos DAB puderam transmitir com qualidade de energia os níveis de tensão, corrente e potência propostos com baixa DHT na rede elétrica. Com isso, essa dissertação contribui de maneira significativa para o desenvolvimento de sistemas de conversão mais eficientes, confiáveis e adaptáveis para aplicações veiculares. Além disso, os conhecimentos adquiridos neste trabalho estruturaram uma base sólida para pesquisas futuras com o foco de aprimoramento de estratégias de controle e integração com redes inteligentes e diferentes topologias visando maiores densidades de potência.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] S.A. Parah and M. Jamil, "Techniques for optimal Placement of Electric Vehicle Charging Stations: A review," **2023 International Conference on Power, Instrumentation, Energy and Control (PIECON)**, Aligarh, India, 2023, pp. 1-5, doi:10.1109/PIECON56912.2023.10085887
- [2] Darkwah, Williams Kweku & Odum, Bismark & Koomson, Desmond & Kwakye Danso, Benjamin & Oti-Mensah, Ewurabena & Asenso, Theophilus & Buanya, Beryl. (2018). Greenhouse Effect: Greenhouse Gases and Their Impact on Global Warming. **Journal of Scientific Research and Reports**. 17. 1-9. 10.9734/JSRR/2017/39630
- [3] V. Sreedhar, "Plug-In Hybrid Electric Vehicles with Full Performance," 2006 **IEEE Conference on Electric and Hybrid Vehicles**, Pune, India, 2006, pp.1-2, doi: 10.1109/ICEHV.2006.352291
- [4] C. Wachter et al., "Electric three-wheelers as an alternative to combustion-engined autorickshaws in Dar es Salaam - Generation of a standard drive cycle, Power Train modelling and simulation of the energy demand of light electric vehicles," **2020 Fifteenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)**, Monte-Carlo, Monaco, 2020, pp. 1-5, doi: 10.1109/EVER48776.2020.9242941.
- [5] Coppo, M.; Agostini, M.; De Matteis, G.; Bertolini, M. Optimal Management of Commercial Electric Vehicle Fleets with Recharging Stations and Time-Varying Electricity Prices. *Energies* **2025**, *18*, 453. <https://doi.org/10.3390/en18030453>
- [6] S. Kucuksari and N. Erdogan, "Modeling and Data Analysis of Electric Vehicle Fleet Charging," **2022 IEEE Transportation Electrification Conference \& Expo (ITEC)**, Anaheim, CA, USA, 2022, pp. 1139-1143, doi: 10.1109/ITEC53557.2022.9814047.
- [7] Dannier, A.; Brando, G.; Ribera, M.; Spina, I. Li-Ion Batteries for Electric Vehicle Applications: An Overview of Accurate State of Charge/State of Health Estimation Methods. *Energies* **2025**, *18*, 786. <https://doi.org/10.3390/en18040786>
- [8] Jun Liu, Jie Xiao, Jihui Yang, Wei Wang, Yuyan Shao, Ping Liu, M. Stanley Whittingham, The TWh challenge: Next generation batteries for energy storage and electric vehicles, **Next Energy**, Volume 1, Issue 1, 2023, 100015, ISSN 2949-821X, <https://doi.org/10.1016/j.nxener.2023.100015>.

- [9] M. Safayatullah, M. T. Elrais, S. Ghosh, R. Rezaii and I. Batarseh, "A Comprehensive Review of Power Converter Topologies and Control Methods for Electric Vehicle Fast Charging Applications," in *IEEE Access*, vol. 10, pp. 40753-40793, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3166935.
- [10] K. Vijayakumar, "Solar Charging Infrastructure for E-vehicles - A Review," **2021 International Conference on Advance Computing and Innovative Technologies in Engineering (ICACITE)**, Greater Noida, India, 2021, pp. 586-588, doi: 10.1109/ICACITE51222.2021.9404557.
- [11] P. V. Dahiwal, Z. H. Rather and I. Mitra, "A Comprehensive Review of Smart Charging Strategies for Electric Vehicles and Way Forward," in *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, vol. 25, no. 9, pp. 10462-10482, Sept. 2024, doi: 10.1109/TITS.2024.3365581.
- [12] L. Tan, H. Xie, Z. Wu, R. Wang and X. Huang, "An Optimized Power-Efficiency Coordinated Control Method for EVs Charging and Discharging Applications," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 70, no. 7, pp. 7257-7267, July 2023, doi: 10.1109/TIE.2022.3201326.
- [13] Dunlap, C.; Van Neste, C.W. Magnetic Gear Wireless Power Transfer System: Prototype and Electric Vehicle Charging. *Energies* **2025**, *18*, 532. <https://doi.org/10.3390/en18030532>.
- [14] I. Casaucao Tenllado, A. Triviño Cabrera and Z. Lin, "Simultaneous Wireless Power and Data Transfer for Electric Vehicle Charging: A Review," in *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol.10, no. 2, pp. 4542-4570, June 2024, doi: 10.1109/TTE.2023.3309505.
- [15] Y. Badri, S. K. Sudabattula and I. Hussain, "Application of V2V Energy Sharing in Electric Vehicles with Source Switching," **2022 International Virtual Conference on Power Engineering Computing and Control: Developments in Electric Vehicles and Energy Sector for Sustainable Future (PECCON)**, Chennai, India, 2022, pp. 1-6, doi: 10.1109/PECCON55017.2022.9851081.

- [16] A. MUNSI, P. PAL and S. CHOWDHURI, "An Efficient G2V and V2G Converter Systems for EV Application," **2020 IEEE Calcutta Conference (CALCON)**, Kolkata, India, 2020, pp. 194-199, doi: 10.1109/CALCON49167.2020.9106481.
- [17] A. A. Al-obaidi and H. E. Z. Farag, "Optimal Design of V2G Incentives and V2G-Capable Electric Vehicles Parking Lots Considering Cost-Benefit Financial Analysis and User Participation," in **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, vol. 15, no. 1, pp. 454-465, Jan. 2024, doi: 10.1109/TSTE.2023.3307633.
- [18] S. L. Rani and V. V. R. Raju, "V2G and G2V Technology in Micro-Grid Using Bidirectional Charger: A Review," **2022 Second International Conference on Power, Control and Computing Technologies (ICPC2T)**, Raipur, India, 2022, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICPC2T53885.2022.9777085
- [19] R. P. Upputuri and B. Subudhi, "A Comprehensive Review and Performance Evaluation of Bidirectional Charger Topologies for V2G/G2V Operations in EV Applications," in **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, vol. 10, no. 1, pp. 583-595, March 2024, doi: 10.1109/TTE.2023.3289965.
- [20] DE BRITO, Moacyr AG et al. Power Electronics Converters for an Electric Charging Station: Description and Experimental Evaluation. **Transportation Research Procedia**, v.70, p. 154-161, 2023.
- [21] S. S. G. Acharige, M. E. Haque, M. T. Arif, N. Hosseinzadeh, K. N. Hasan and A. M. T. Oo, "Review of Electric Vehicle Charging Technologies, Standards, Architectures, and Converter Configurations," in **IEEE Access**, vol. 11, pp. 41218-41255, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3267164.
- [22] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS - ABNT. NBR 17019:2022: Instalações elétricas de baixa tensão - **Requisitos para instalações em locais especiais** - Alimentação de veículos elétricos. Rio de Janeiro, 2022.
- [23] VAN DEN BOSSCHE, Peter. IEC 61851-1: **Electric vehicle conductive charging system-Part 1: General requirements**. In: 2. Iec, 2010. p. 1-99.
- [24] S. G. Barbosa, "Conversor ca-cc monofásico bidirecional com estagio integrado e isolamento em alta frequencia aplicavel a carregamento on-board de veiculos eletricos," p. 23, **Repositório UFC**, 2020.

- [25] **BYD. BYD DOLPHIN MINI.** Disponível em byd.com/br/car/dolphin-mini. Acesso em: 18 nov. 2024.
- [26] **TESLA. Cybertruck.** Disponível em: tesla.com/cybertruck. Acesso em: 18 nov. 2024.
- [27] Dik, A.; Omer, S.; Boukhanouf, R. Electric Vehicles: V2G for Rapid, Safe, and Green EV Penetration. *Energies* **2022**, *15*, 803. <https://doi.org/10.3390/en15030803>
- [28] **EV Database. Tesla Cybertruck Dual Motor.** Disponível em: <https://ev-database.org/car/1249/Tesla-Cybertruck-Dual-Motor>. Acesso em: 22 nov. 2024
- [29] MOSCHOPOULOS, Gerry. **DC-DC Converter Topologies: Basic to Advanced.** John Wiley & Sons, 2024.
- [30] SAADAOUI, Achraf; OUASSAID, Mohammed; MAAROUFI, Mohamed. Overview of integration of power electronic topologies and advanced control techniques of ultra-fast EV charging stations in standalone microgrids. *Energies*, v. 16, n. 3, p. 1031, 2023.
- [31] H. Tu, H. Feng, S. Srdic and S. Lukic, "Extreme Fast Charging of Electric Vehicles: A Technology Overview," in *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, no. 4, pp. 861-878, Dec. 2019, doi:10.1109/TTE.2019.2958709.
- [32] RAMAKRISHNAN, Harish; RANGARAJU, Jayanth. Power topology considerations for electric vehicle charging stations. Application Report. **Tex. Instrum**, 2020.
- [33] DEB, Naireeta et al. A review of extremely fast charging stations for electric vehicles. *Energies*, v. 14, n. 22, p. 7566, 2021.
- [34] Nasr Esfahani, F.; Darwish, A.; Williams, B.W. Power Converter Topologies for Grid-Tied Solar Photovoltaic (PV) Powered Electric Vehicles (EVs) - A Comprehensive Review. *Energies* **2022**, *15*, 4648. <https://doi.org/10.3390/en15134648>
- [35] SCHWEIZER, Mario et al. Comparison of the chip area usage of 2-level and 3-level voltage source converter topologies. In: **IECON 2010-36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society**. IEEE, 2010. p. 391-396
- [36] CHOI, Ui-Min; LEE, Kyo Beum. Space vector modulation strategy for neutral-point voltage balancing in three-level inverter systems. *IET Power Electronics*, v. 6, n. 7, p. 1390-1398, 2013.

- CHOI, Ui-Min; BLAABJERG, Frede; LEE, Kyo-Beum. Reliability improvement of a T-type three-level inverter with fault-tolerant control strategy. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 5, p. 2660-2673, 2014.
- [37] LEE, Kwanghee; SHIN, Hyunjin; CHOI, Jaeho. Comparative analysis of power losses for 3-Level NPC and T-type inverter modules. In: **2015 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)**. IEEE, 2015. p. 1-6.
- [38] HASSANZADEH, Nadia et al. Design of a 50 kw phase-shifted full-bridge converter used for fast charging applications. In: **2017 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)**. IEEE, 2017. p. 1-5.
- [39] YUAN, Jiaqi et al. A review of bidirectional on-board chargers for electric vehicles. **IEEE Access**, v. 9, p. 51501-51518, 2021.
- [40] LIU, Peng et al. Dual phase-shifted modulation strategy for the three-level dual active bridge DC–DC converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 10, p. 7819-7830, 2017.
- [41] DE DONCKER, Rik WAA; DIVAN, Deepakraj M.; KHERALUWALA, Mustansir H. A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications. **IEEE transactions on industry applications**, v. 27, n. 1, p. 63-73, 1991.
- [42] L. Li, G. Xu, D. Sha, Y. Liu, Y. Sun and M. Su, "Review of Dual-Active-Bridge Converters With Topological Modifications," in **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 38, no. 7, pp. 9046-9076, July 2023, doi: 10.1109/TPEL.2023.3258418.
- [43] SONG, Lijun et al. A T-Type Three-Level DAB AC/DC Converter with Multi-Mode Optimized Modulation Strategy. In: **2023 IEEE 2nd International Power Electronics and Application Symposium (PEAS)**. IEEE, 2023. p. 1191-1194.
- [44] Azer, Peter & Emadi, Ali. (2020). Generalized State Space Average Model for Multi-Phase Interleaved Buck, Boost and Buck-Boost DC-DC Converters: Transient, Steady-State and Switching Dynamics. **IEEE Access**. PP. 1-1. 10.1109/ACCESS.2020.2987277.
- [45]

- D. Schumacher, P. Magne, M. Preindl, B. Bilgin and A. Emadi, "Closed loop control of a six phase interleaved bidirectional dc-dc boost converter for an EV/HEV application," **2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)**, Dearborn, MI, USA, 2016, pp. 1-7, doi: 10.1109/ITEC.2016.7520233.
- [46] SAHINLER, Gorkem Berk; POYRAZOGLU, Gokturk. V2G applicable electric vehicle chargers, power converters & their controllers: A review. In: **2020 2nd Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM)**. IEEE, 2020. p. 59-64.
- [47] GOPALASAMI, Ramanathan et al. A dual-stage high-gain converter with dual inputs and dual outputs for electric vehicle charging. **Heliyon**, v. 10, n. 19, 2024.
- [48] JAIN, Akshat; MALLIK, Ranajay. A practical and unique control technique to enhance efficiency of dual-stage DC-AC power inverter. In: **2024 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. IEEE, 2024. p. 989-994.
- [49] ZAPATA, Jaime W. et al. Analysis of partial power DC–DC converters for two-stage photovoltaic systems. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 7, n. 1, p. 591-603, 2018.
- [50] ZHOU, Qing et al. Reliable Design and Control Implementation of Parallel DC/DC Converter for High Power Charging System. **Machines**, v. 10, n. 12, p. 1162, 2022.
- [51] GOETZ, Stefan M.; PETERCHEV, Angel V.; WEYH, Thomas. Modular multilevel converter with series and parallel module connectivity: Topology and control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 1, p. 203-215, 2014.
- [52] KILLI, Muralidhar; SAMANTA, Susovon. Output voltage sensor based DMPPT with parallel configuration for PV systems under partial shading conditions. In: **2016 IEEE Annual India Conference (INDICON)**. IEEE, 2016. p. 1-6.
- [53] DADI, Ramu; MEENAKSHY, K.; DAMODARAN, Suresh K. A modified droop control method for dc microgrid with improved voltage regulation and current sharing. In: **2020 International Conference on Power, Instrumentation, Control and Computing (PICC)**. IEEE, 2020. p. 1-6.
- [54] CHARFI, Zakaria; BENTOUATI, Smain; TLEMÇANI, Abdelhalim. A Comparison of Control Strategies for Passivity-Based VSI in Microgrids Between Conventional Droop Control and Droop Control with Two Integrators. In: **2023**
- [55]

2nd International Conference on Electronics, Energy and Measurement (IC2EM). IEEE, 2023. p. 1-4.

- [56] WEI, Baoze et al. A modified droop control method for parallel-connected current source inverters. In: **IECON 2016-42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society.** IEEE, 2016. p. 5195-5200.
- [57] TOEBE, Ademir; RECH, Cassiano. Paralelismo de Inversores com Compartilhamento Instantâneo de Potência e Taxa de Comunicação Reduzida. In: **Congresso Brasileiro de Automática-CBA.** 2019.
- [58] DEEPAK, M.; JANAKI, G.; BHARATIRAJA, C. Single phase shift dual active bridge high frequency DC-DC converter for electric vehicle battery charger 6.6 kW. In: **2023 Fifth International Conference on Electrical, Computer and Communication Technologies (ICECCT).** IEEE, 2023. p. 1-6.
- [59] CALDERON, Carlos et al. General analysis of switching modes in a dual active bridge with triple phase shift modulation. **Energies**, v. 11, n. 9, p. 2419, 2018.
- [60] SOLEIMANIFARD, Masood; VARJANI, Ali Yazdian. Extended phase shift control in dual active bridge converter considering magnetizing inductance of transformer. In: **2021 29th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE).** IEEE, 2021. p. 290-295.
- [61] KIM, Myoungcho et al. A dual-phase-shift control strategy for dual-active-bridge DC-DC converter in wide voltage range. In: **8th International Conference on Power Electronics-ECCE Asia.** IEEE, 2011. p. 364-371.
- [62] HARRYE, Yasen A. et al. Comprehensive steady state analysis of bidirectional dual active bridge DC/DC converter using triple phase shift control. In: **2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE).** IEEE, 2014. p. 437-442.
- [63] ZANATTA, Nicola et al. Triple-Phase Shift Modulation and Tuning Technique to Improve the Efficiency of the Dual Active Bridge Converter. In: **2020 AEIT International Annual Conference (AEIT).** IEEE, 2020. p. 1-6.
- [64] SANTOS, Cícero Alisson dos. Análise e projeto de um conversor NPC para interligação de sistemas de conversão de energia à rede elétrica. 2011.
- [65] MORAIS, Lenin Martins Ferreira et al. Injeção Controlada de Harmônicas via Modulação PWM para se Evitar a Ressonância Acústica em Lâmpadas HPS.

- PINHEIRO, Humberto et al. Modulação space vector para inversores alimentados em tensão: uma abordagem unificada. **SBA: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica**, v. 16, p. 13-24, 2005.
- BRITO, Moacyr Aureliano Gomes de. Inversores Integrados Monofásicos e Trifásicos para Aplicações Fotovoltaicas: Técnicas para obtenção de MPPT, detecção e proteção de ilhamento, sincronização e paralelismo com a rede de distribuição de energia elétrica. 2013.
- Tesla Cybertruck Tri Motor.** Disponível em <https://ev-database.org/car/1250/Tesla_Cybertruck-Tri-Motor>.
- VOLPATO, ANDERSON DA SILVA. Conversor trifásico CC-CA bidirecional para aplicação em posto de recarga de veículos elétricos do tipo V2G.
- SANTOS, Ion Leandro dos et al. Modelagem e Controle de um Inversor Diferencial Buck-Boost com Técnica de Linearização de Ganho Estático para Redução de Distorção Harmônica. **SEPOC 2021**, 2021.
- ALEMANNIO, Alessio et al. Design of a 7.5 kW dual active bridge converter in 650 V GaN technology for charging applications. **Electronics**, v. 12, n. 6, p. 1280, 2023.
- ERNI, Ivan Ruiz et al. Small signal modeling for variable frequency control with maximum efficiency point tracking of DAB converter. **IEEE Access**, v. 9, p. 85289-85299, 2021.
- CARVALHO, Edivan L. et al. Desenvolvimento de um Conversor Bidirecional Isolado Aplicado na Carga e Descarga de Bancos de Baterias. **Eletrônica de Potência**, v. 23, n. 3, p. 349-359, 2018.
- CARVALHO, Leonardo Lima. Modelagem e controle do conversor Dual Active Bridge (DAB) aplicado ao gerenciamento da entrega de energia de um banco de baterias. 2019.
- NISE, Norman S. **Control systems engineering**. John Wiley & Sons, 2020.
- GAO, Siyu; BARNES, Mike. **Phase-locked loop for AC systems: Analyses and comparisons**. 2012.
- ARRUDA, Lícia Neto et al. PLL structures for utility connected systems. In: **Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No. 01CH37248)**. IEEE, 2001. P 2655-2660.

- Y. Wang, X. Chen, Y. Zhang, J. Chen and C. Gong, "Impedance Influence Analysis of Phase-Locked Loops on Three-Phase Grid-Connected Inverters,"
- [78] **2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 - ECCE Asia)**, Niigata, Japan, 2018, pp. 1177-1182, doi:10.23919/IPEC.2018.8507876.
- RIYADI, Slamet. Inverse Clarke Transformation based control method of a three-phase inverter for PV-Grid systems. In: **2014 The 1st International Conference on Information Technology, Computer, and Electrical Engineering**. IEEE, 2014. p. 351-355.
- [79]
- XIE, Dong; ZHANG, Dajin; GAO, Peng. Research on phase-locked loop control and its application. In: **2016 IEEE Information Technology, Networking, Electronic and Automation Control Conference**. IEEE, 2016. p. 818-821.
- [80]
- INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. **IEEE Std 519-2022: IEEE Recommended Practice for Harmonic Control in Electric Power Systems**. New York: IEEE, 2022.
- [81]
- INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **IEC 61000-4-7: Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-7: Testing and measurement techniques – General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto**. 2.0 ed. Geneva: IEC, 2009.
- [82]