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

DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR CA/CC TRIFÁSICO NPC PARA O CARREGAMENTO OFF-BOARD DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

ALLYSSON COUTINHO RIBEIRO

Campo Grande - MS
Novembro de 2024

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

DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR CA/CC TRIFÁSICO NPC PARA O CARREGAMENTO OFF-BOARD DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

ALLYSSON COUTINHO RIBEIRO

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

Orientador: Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito

Campo Grande - MS
Novembro de 2024

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

Banca Examinadora:

_____

Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito
Orientador

_____

Eng. Bruno Cândia Dalla Nora

_____

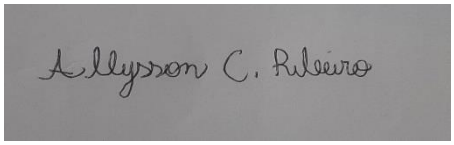
Eng. Tatielle Lima de Souza

Campo Grande - MS

DECLARAÇÃO DE AUTORIA E RESPONSABILIDADE

Allysson Coutinho Ribeiro, residente e domiciliado na cidade de Campo Grande, Estado do Mato Grosso do Sul, portador do RG de n° 2.482.341 e CPF n° 029.037.451-02, declaro que o "Trabalho de Conclusão de Curso" apresentado, com o título "DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR CA/CC TRIFÁSICO NPC PARA O CARREGAMENTO OFF-BOARD DE VEÍCULOS ELÉTRICOS" é de minha autoria e assumo a total responsabilidade pelo seu conteúdo e pela originalidade do texto. Declaro que identifiquei e referenciei todas as fontes e informações gerais que foram utilizadas para construção do presente texto. Declaro também que este artigo não foi publicado, em parte, na íntegra ou conteúdo similar em outros meios de comunicação, tendo sido enviado com exclusividade para a Universidade Federal de Mato Grosso do Sul (UFMS).

Campo Grande, 9 de dezembro de 2024.



Allysson Coutinho Ribeiro

“Um microssegundo mais tarde, o mundo começa de novo.”

AGRADECIMENTOS

Agradeço em primeiro lugar aos meus pais, por todo o amor, apoio e por sempre acreditarem no meu potencial. Sem vocês não seria possível chegar até essa fase especial da minha vida, pois me inspiraram a sempre buscar o melhor em mim e a nunca desistir dos meus sonhos, mesmo diante dos desafios, obrigado por toda dedicação.

Aos meus amigos Brunno Maykel, Fernando Gomes, Hugo Rafael, Lucas Melo, e Rafael Soares, que conheci durante o curso de Engenharia Elétrica na UFMS. A amizade de vocês tornou essa jornada mais leve, proporcionando momentos de alegria, suporte e incentivo. Juntos, superamos dificuldades, celebramos conquistas e criamos lembranças que levarei para sempre. A amizade de vocês foi de suma importância para esse momento, meus sinceros agradecimentos e gratidão.

Aos professores do curso de Engenharia Elétrica da UFMS, expresso minha gratidão por todo o conhecimento compartilhado e por serem inspiração no decorrer do curso, pela dedicação em nos preparar para o mercado de trabalho e para a vida. Todas aulas, conselhos e desafios propostos impactou de forma relevante para minha formação. Em especial ao professor Moacyr Aureliano, por sua orientação, paciência e dedicação na elaboração desse trabalho, muito obrigado.

Por fim, obrigado a todos vocês que serviram de pilar e contribuíram para meu crescimento profissional, pessoal e acadêmico. Meus sinceros agradecimento e gratidão pela oportunidade.

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo e a implementação computacional de um conversor NPC (Neutral Point Clamped) de três níveis com diodo de grampeamento, aplicado a um sistema de carregamento de veículos elétricos (VEs). O conversor NPC é amplamente utilizado em aplicações de alta potência e alta tensão, por oferecer maior eficiência e menores níveis de distorção harmônica, em comparação com conversores convencionais de dois níveis. Além disso, a estrutura também permite fluxo de potência bidirecional, uma característica fundamental para sistemas de carregamento veicular modernos, nos quais os VEs podem atuar tanto como carga quanto como fonte de energia (Vehicle-to-Grid - V2G), podendo contribuir para a estabilização da rede elétrica. Neste estudo, foi utilizada a técnica de controle dq0**,** um método baseado em variáveis síncronas, possibilitando um controle mais preciso da tensão e corrente no processo de conversão, garantindo operação eficiente do carregador. Para o controle da fase da rede elétrica, foi implementado o PLL (Phase-Locked Loop), permitindo o sincronismo adequado entre a tensão da rede e o conversor, assegurando uma conversão com fator de potência elevado. O controle dq0**,** junto com o PLL, proporciona uma melhor resposta dinâmica e estabilidade do sistema em condições de variação de carga. Os resultados da simulação mostram que a corrente alternada da rede apresentou DHT de 4,10%**,** abaixo do limite de 5% estabelecido pelas normativas do IEEE, evidenciando a eficácia do conversor NPC de três níveis na redução de distorções harmônicas. O sistema minimiza ondulações de corrente, melhora a qualidade de energia e viabiliza aplicações bidirecionais, como o fluxo de energia entre a rede e o veículo. O sistema analisado mostra-se promissor em aplicações de recarga de VEs, contribuindo para o desenvolvimento de tecnologias mais sustentáveis e eficientes no setor de mobilidade elétrica.

Palavras-chave: Carregamento de veículos elétricos; Conversor NPC de três níveis; Controle dq0; PLL; Distorção harmônica total (THD); Vehicle-to-Grid (V2G).

ABSTRACT

This work presents the study and implementation of a three-level NPC (Neutral Point Clamped) converter with clamping diode, applied to the charging system of electric vehicles (EVs). The NPC converter is widely used in high-power and high-voltage applications, as it offers higher efficiency and lower harmonic distortion levels, compared to conventional two-level converters. In addition, the three-level architecture allows bidirectional power flow, a fundamental feature for modern vehicle charging systems, in which EVs can act both as load and as power source (Vehicle-to-Grid, V2G), contributing to the stabilization of the electrical grid. In this study, the dq0 control technique with MATLAB/Simulink software was used, a method based on synchronous variables, enabling more precise control of voltage and current in the conversion process, ensuring efficient charger operation. To control the grid phase, the PLL (Phase-Locked Loop) was implemented, allowing adequate synchronization between the grid voltage and the converter, ensuring a stable and accurate conversion. The dq0 control, together with the PLL, provides a better dynamic response and system stability under load variation conditions. The simulation results show that the grid alternating current presented a THD of 4.10%, below the 5% limit established by IEEE standards, evidencing the effectiveness of the three-level NPC converter in reducing harmonic distortions. The system minimizes current ripples, improves the quality of energy delivered to the battery and enables bidirectional applications, such as the flow of energy between the grid and the vehicle. The proposed system shows promise in EV recharging applications, contributing to the development of more sustainable and efficient technologies in the electric mobility sector.

Keywords: Electric vehicle charging; Three-level NPC converter; dq0 control; PLL; Total Harmonic Distortion (THD); Vehicle-to-Grid (V2G).

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Esquemático V2G e G2V. 17
Figura 2 - Diagrama de blocos dos carregadores On-Board e Off-Board. 20
Figura 3 - Modos de carregamentos e conectores de carga de VEs. 23
Figura 4 - Inversor trifásico de três níveis com ponto neutro grampeado (NPC). 28
Figura 5 - Braço do conversor NPC. 30
Figura 6 - Tensão na carga Vao. 31
Figura 7 - Comando dos interruptores no inversor NPC. 32
Figura 8 - Modulação PWM-PD para acionamento das chaves. 33
Figura 9 - Conversor NPC de três níveis conectado à rede elétrica por meio do filtro L. 34
Figura 10 - Etapas 1 e 2 da comutação do conversor NPC. 35
Figura 11 - Etapa 3 da comutação do conversor NPC. 36
Figura 12 - Forma de onda da tensão na carga Vao no semiciclo positivo. 38
Figura 13 - Eixos de referência para sistemas trifásicos. 41
Figura 14 - Esquemático da transformação abc→dq0. 42
Figura 15 - Diagrama de blocos da estrutura básica do PLL. 44
Figura 16 - Travamento do PLL. 45
Figura 17 - Sistema em malha fechada. 46
Figura 18 - Resposta oscilatória na saída. 47
Figura 19 - Conversor CA/CC trifasico NPC interligado à rede elétrica. 49
Figura 20 - Bloco PLL (3ph). 53
Figura 21 - Transformação das coordenadas em dq0. 54
Figura 22 - Malha de regulação para controle de potência ativa. 54
Figura 23 - Malha de corrente Id (corrente no eixo direto). 55
Figura 24 - Malha de corrente Iq (corrente no eixo em quadratura). 56
Figura 25 - Método de Ziegler-Nichols. 56
Figura 26 - Ganho crítico no controlador PID. 57
Figura 27 - Resposta oscilatória na saída. 57
Figura 28 - Período crítico (Pcr). 58
Figura 29 - Transformada inversa de Park dq0→abc. 59
Figura 30 - Modulação PWM-PD com sinal senoidal gerado pelo controle. 60
Figura 31 - Comando dos interruptores do NPC através da modulação PWM-PD. 60

Figura 32 - Conversor NPC conectado a carga R. 61
Figura 33 - Modulação PWM-PD e comando dos interruptores..... 62
Figura 34 - Conversor NPC conectado a um filtro LC e carga R..... 63
Figura 35 - Formas de ondas na saída do conversor. 64
Figura 36 - Tensão fundamental da rede e corrente injetada na rede elétrica. 65
Figura 37 - Tensão da rede e corrente absorvida da rede elétrica..... 65
Figura 38 - Formas de onda das tensões nos semicondutores..... 66
Figura 39 - Formas de onda das correntes nos semicondutores. 66
Figura 40 - Formas de onda da tensão S1a, S2a e Dc1..... 67
Figura 41 - Implementação do Conversor NPC interligado à rede elétrica para controle..... 67
Figura 42 - Estratégia de controle em malha fechada utilizada na simulação..... 68
Figura 43 - Sinal de frequência na saída do PLL trifásico..... 68
Figura 44 - Tensão da rede sincronizada com ωt..... 69
Figura 45 - Ampliação do sinal da tensão de rede sincronizada com ωt..... 69
Figura 46 - Referência de controle da malha de corrente ativa no eixo direto (Id)..... 70
Figura 47 - Referência de controle da malha de corrente reativa no eixo em quadratura (Iq).... 70
Figura 48 - Referência de controle da malha de tensão..... 71
Figura 49 - Formas de onda da tensão, corrente e potência da rede elétrica trifásica. 72
Figura 50 - Forma de onda das correntes de fases da rede trifásica. 72
Figura 51 - Formas de onda da tensão nos capacitores Vc1 e Vc2 e tensão total Vcc..... 73
Figura 52 - Formas de onda da tensão, corrente e potência no barramento CC (Vcc)..... 73
Figura 53 - Novas correntes e potência da rede elétrica trifásica CA..... 74
Figura 54 - Nova corrente e potência do barramento CC. 75
Figura 55 - Sinal de corrente fundamental trifásica da rede elétrica. 76
Figura 56 - THD das correntes trifásicas da rede elétrica..... 76

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Características das baterias. 19
Tabela 2 - Características: Níveis de carregamento de veículos elétricos..... 22
Tabela 3 - Modos de carregamentos da norma IEC 61851..... 23
Tabela 4 - Limites de distorções harmônicas das correntes para tensões de 120 V a 69 kV..... 26
Tabela 5 - Limites de distorção de tensão. 27
Tabela 6 - Lógica de comandos dos interruptores no conversor NPC..... 31
Tabela 7 - Dispositivos em condução de acordo sentido da corrente de carga e nível de tensão. 37
Tabela 8 - Regra de sintonia de Ziegler-Nichols baseada no ganho crítico. 48
Tabela 9 - Parâmetros de projeto. 49
Tabela 10 - Ganhos do controlador PI da malha de tensão..... 55
Tabela 11 - Ganhos do controlador PI da malha de corrente. 59

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO.....13

1.1 Motivação do trabalho..... 14

1.2 Objetivos – Gerais e Específicos.....15

1.3 Organização do trabalho.....15

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA..... 17

2.1 Vehicle-to-Grid (V2G).....17

2.2 Baterias de Veículos Elétricos..... 18

2.3 Classificação de recargas..... 19

2.3.1 Níveis de carregamento.....20

2.4 Taxa de distorção harmônica (THD – Total Harmonic Distortion).....25

3 TOPOLOGIA DO CONVERSOR NPC.....28

3.1 Técnica de modulação por largura de pulso (PWM).....32

3.2 Conversor NPC de 3 níveis interligado à rede elétrica.....34

3.2.1 Etapas de Comutação do conversor NPC.....35

4 ESTRATÉGIA DE CONTROLE.....40

4.1 Sistema de coordenadas dq0.....40

4.2 Phase Locked Loop (PLL)..... 44

4.3 Método de Ziegler-Nichols.....46

5 CONTROLADOR PI E DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES.....49

5.1 Pré-cálculos.....50

5.2 Cálculo da indutância de fase da rede elétrica (filtro L).....50

5.3 Cálculo da capacitância do barramento CC.....51

5.4 PLL e transformação $abc \rightarrow dq0$.....53

5.4.1 PLL.....53

5.4.2 Transformação de Park $abc \rightarrow dq0$.....53

5.5 Malhas de tensão e corrente..... 54

5.5.1 Controlador de tensão..... 54

5.5.2 Controladores de corrente..... 55

5.5.3 Modulação PWM..... 59

6 RESULTADOS E SIMULAÇÕES..... 61

6.1 Conversor NPC conectado a carga R..... 61

6.2 Conversor NPC conectado ao filtro LC e carga R..... 63

6.3 Conversor NPC controlado em malha fechada..... 67

6.3.1 Sincronismo com a rede elétrica..... 68

6.3.2 Análise das malhas de corrente e tensão..... 70

6.3.3 Fluxo de potência..... 72

6.3.4 Malha de regulação para controle de potência ativa..... 74

7 CONCLUSÃO..... 77

REFERÊNCIAS..... 78

1 INTRODUÇÃO

Com o avanço da mobilidade elétrica, os veículos elétricos (VEs) tornaram-se uma possível solução para reduzir emissões de gases poluentes e a dependência de combustíveis fósseis. No entanto, para que o uso desses veículos seja viável em larga escala, é necessário resolver desafios relacionados à infraestrutura de recarga, especialmente em termos de tempo de carregamento e integração eficiente à rede elétrica. Estima-se que a implementação em larga escala de veículos conectados à rede possa reduzir as emissões de CO_2 e otimizar a gestão da carga, alinhando-se às metas globais de sustentabilidade [1].

O carregamento rápido e ultrarrápido de VEs surge como uma solução que pode reduzir drasticamente o tempo necessário para recarregar as baterias veiculares, proporcionando uma experiência similar à do reabastecimento de veículos a combustão. O carregamento rápido é geralmente definido como aquele que fornece potência na faixa de 50 kW a 150 kW, enquanto o ultrarrápido pode alcançar potências superiores a 350 kW, permitindo tempos de carregamento de apenas 10 a 30 minutos para obter uma carga significativa [2]. Contudo, essas elevadas potências de carregamento exigem sistemas de conversão eficientes e robustos para garantir a qualidade de energia e segurança na operação, além de minimizar impactos na rede elétrica.

Uma tecnologia promissora para atender a essas demandas é o conversor NPC (Neutral Point Clamped) de três níveis, amplamente utilizado em aplicações de alta potência. O conversor NPC oferece vantagens significativas em relação aos conversores tradicionais de dois níveis, incluindo uma melhor qualidade nas formas de onda, menores perdas de comutação e maior eficiência energética, o que o torna ideal para integração em sistemas de carregamento rápido e ultrarrápido conectados à rede elétrica [3].

Os sistemas de carregamento de VEs podem ser divididos em on-board e off-board. No sistema on-board, o conversor responsável pela conversão de corrente alternada (CA) em corrente contínua (CC) está instalado dentro do veículo, limitando a potência de carregamento devido ao espaço físico e aos limites térmicos, sendo, assim, o tempo de carregamento é lento. Por outro lado, no sistema off-board, o conversor de potência é externo ao veículo, permitindo maior flexibilidade de projeto e potências de carregamento mais elevadas com tempo de carregamento mais rápido [4].

Neste trabalho, apresenta-se a implementação de um conversor NPC de três níveis, operando com uma tensão de fase na rede de 220 VCA, 380 VCA de linha e 800 VCC no barramento CC, que servirá de conexão para outro conversor de potência alimentar as baterias. A

princípio, este conversor será projetado para fornecer uma potência de 10 kW ao sistema de carregamento do tipo off-board de VEs. Outros níveis de potência são alcançados com certa facilidade por esta topologia, ou, até mesmo em estruturas modulares. No entanto, a potência de 10 kW permitirá o entendimento completo do sistema. Essa configuração permite uma recarga relativamente rápida e eficiente, com a capacidade de integrar o veículo como uma fonte de energia, no modelo V2G, possibilitando que o VE funcione como uma bateria distribuída para a rede, auxiliando no balanceamento de carga durante picos de demanda e na estabilização da rede elétrica [5]. Sendo assim, esse sistema permite, além de carregamentos relativamente rápidos, a possibilidade de bidirecionalidade no fluxo de energia, essencial para a implementação do V2G.

Adicionalmente, será utilizado o método de controle dq0 e PLL para sincronização com a rede elétrica, onde o conversor NPC trifásico será avaliado operando como retificador e inversor, caracterizando a bidirecionalidade ao enviar energia da rede elétrica para a recarga da bateria do veículo na conversão CA-CC e da bateria para rede elétrica, atuando na injeção dessa energia no sistema, caraterística fundamental de um sistema de geração distribuída, de modo que seja respeitado as normativas do IEEE onde a distorção harmônica total (DHT) não deve ultrapassar 5% e garantir a qualidade da energia elétrica.

1.1 Motivação do trabalho

A crescente demanda por veículos elétricos (VEs) traz desafios importantes para a infraestrutura de carregamento, especialmente no que se refere à integração com a rede elétrica. A implementação de um conversor de três níveis do tipo NPC (Neutral Point Clamped) surge como uma solução viável para o carregamento de VEs, com capacidade de operar em modo bidirecional, permitindo a interação veículo-rede (V2G).

Essa tecnologia não só melhora a eficiência do processo de carregamento, como também é uma alternativa mais sustentável, uma vez que não emite CO_2 durante o processo de carregamento, promovendo a redução de emissões de gases de efeito estufa. Além disso, os VEs podem devolver energia à rede elétrica em momentos de baixa demanda, ou quando necessário, auxiliando na estabilização da rede sem sobrecarregá-la.

O uso de conversores NPC de três níveis em sistemas de carregamento também garante maior qualidade de energia e minimiza perdas, proporcionando uma integração mais eficiente entre os VEs e a rede elétrica. Assim, é possível atender às necessidades de carregamento sem comprometer a qualidade do fornecimento de energia, contribuindo para uma matriz energética mais limpa, sustentável e livre de emissões de CO_2.

1.2 Objetivos – Gerais e Específicos

O objetivo deste trabalho é desenvolver, simular e analisar o desempenho de um conversor Neutral Point Clamped (NPC) de três níveis para carregamento de VEs visando a transferência de potência entre a rede elétrica e o veículo elétrico.

Nesse estudo será analisados os seguintes tópicos:

- Controle do conversor para fluxo de potência ativa bidirecional entre a rede elétrica e o veículo elétrico.
- Qualidade de energia com DHT abaixo de 5%.
- Análise da técnica de Modulação por Largura de Pulso (Pulse Width Modulation - PWM) nos dispositivos semicondutores do conversor.
- Implementação da malha para controle de corrente e tensão com ganhos necessários para a estabilidade do sistema.
- Análise do método de controle dq0 com Phase-Locked Loop (PLL) para sincronização do conversor com a rede elétrica.

1.3 Organização do trabalho

O capítulo 2 traz a fundamentação teórica sobre o modo de carregamento para VEs em estações de recarga que suportam alta potência com fluxo de potência bidirecional, baterias utilizadas em VEs, Vehicle-to-Grid (V2G) e qualidade de energia.

O capítulo 3 trata do estudo sobre a topologia do conversor NPC de 3 níveis, sendo apresentado seu funcionamento e a técnica de modulação PWM.

O capítulo 4 é dedicado à estratégia de controle utilizando um PLL para sincronismo do conversor NPC com a rede elétrica juntamente com os conceitos do sistema de transformação dq0. Além do mais, aborda sobre o método de Ziegler Nichols para obtenção dos ganhos Kp e Ki dos controladores de tensão e corrente.

O capítulo 5 apresenta os cálculos para a indutância do filtro L de conexão à rede elétrica, da capacitância do barramento CC e ganhos Kp e Ki dos controladores de corrente e tensão.

O capítulo 6 visa apresentar os resultados e discussões da simulação do conversor NPC em malha aberta e fechada, apresentando as formas de ondas de tensão, corrente e potência que

valida a análise bidirecional com qualidade de energia elétrica referente à distorção harmônica total.

Por fim, o capítulo 7 apresenta as conclusões do trabalho.

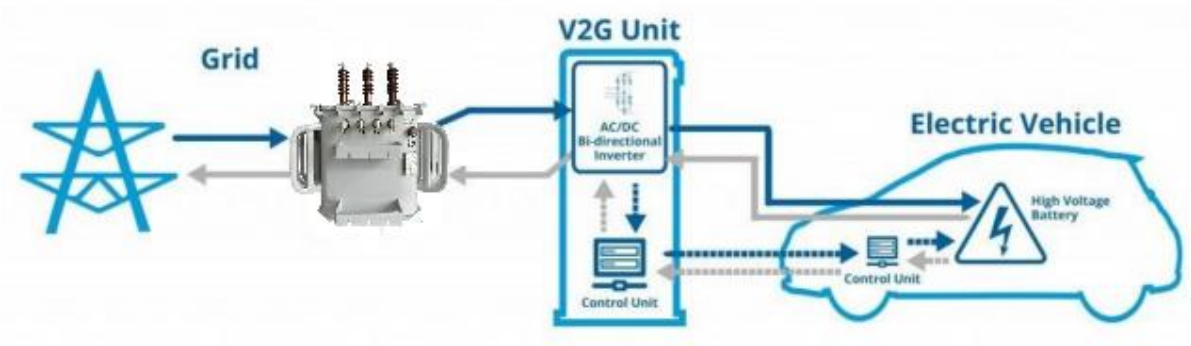
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 Vehicle-to-Grid (V2G)

A infraestrutura da rede elétrica atual não está preparada para suportar carregamentos em larga escala de veículos. O aumento no uso dos veículos elétricos pode provocar impactos na rede elétrica, sendo uma das preocupações principais os parâmetros de qualidade de energia e estabilidade da rede quando submetido ao carregamento descontrolado de VEs [6]. Com esse carregamento desordenado e, sem levar em consideração os horários de pico de demanda da rede elétrica pode, consequentemente, resultar na sobrecarga de transformadores de distribuição e quedas de tensão no barramento [7].

A introdução do conceito de Smart Grids pode minimizar esse problema, pois permite que os veículos elétricos consigam desempenhar um papel importante na troca de energia com a rede de distribuição. Dessa forma, são necessários conversores bidirecionais para proporcionar fluxo de potência bidirecional, possibilitando o carregamento das baterias e o uso dos veículos como sistemas de armazenamento distribuído, conhecido como Vehicle-to-Grid (V2G). Nessa tecnologia é armazenado energia nas baterias dos VEs e em momentos de picos de demanda, a energia é injetada na rede para evitar sobrecarregamento visando a qualidade de energia [8]. A Figura 1 mostra o esquemático da operação Vehicle-to-Grid (V2G) e Grid-to-Vehicle (G2V).

Figura 1 - Esquemático V2G e G2V.



Fonte: [9]

De acordo com as setas representadas no esquemático da Figura 1, a seta azul indica o carregamento das baterias e o fluxo de potência no modo retificador, no qual a energia é transferida da rede elétrica para o veículo, caracterizando o processo Grid-to-Vehicle (G2V). Por

outro lado, a seta cinza representa a descarga das baterias no modo inversor, em que a energia flui do veículo para a rede elétrica, caracterizando o processo de Vehicle-to-Grid (V2G), no qual a energia armazenada é injetada na rede.

2.2 Baterias de Veículos Elétricos

Uma bateria é um dispositivo que transforma energia química em energia elétrica. Geralmente, uma bateria é composta por duas ou mais células eletroquímicas conectadas entre si. Cada célula de bateria contém dois eletrodos: um negativo e um positivo, que são separados por um eletrólito. A interação química entre os eletrodos e o eletrólito produz energia elétrica. No caso das baterias recarregáveis, essa reação química pode ser revertida ao inverter o fluxo da corrente elétrica, permitindo que a bateria seja recarregada [10]. Sendo as principais características das baterias:

- **Energia específica:** quantidade de energia que pode ser armazenada na bateria por unidade de massa.
- **Potência específica:** quantidade de potência que a bateria pode fornecer por unidade de massa.
- **Tempo de vida útil:** número de ciclos de carga e descarga que a bateria pode suportar antes de perder sua eficiência.

Para aplicação em VEs, as baterias recarregáveis se resumem em: baterias de Íon de Lítio (Li-Ion), Hidreto Metálico de Níquel (Ni-MH), Chumbo-Ácido, Níquel Cádmio (Ni-Cd), e Cloreto de Sódio-Níquel (Na/NiCl2) [10]. A Tabela 1 apresenta a comparação entre as características das baterias comumente utilizadas em veículos elétricos.

Tabela 1 - Características das baterias.

	Chumbo-Ácido	**Ni-Cd**	**Ni-MH**	**Li-Ion**
Custo	Baixo	Médio	Alto	Muito Alto
Energia (Wh/kg)	30 -50	50 -80	40 -100	160
Tensão por célula (V)	2,00	1,25	1,25	3,60
Corrente de carga	Baixa	Muito Baixa	Moderada	Alta
Nº de ciclos	200 - 500	1000	1000	1200
Autodescarga por mês (%)	5%	20%	30%	10%
Tempo mínimo de carga (h)	8-16	1-1,5	2-4	2-4
Aviso ambiental - Risco	Alto	Alto	Baixo	Alto

Fonte: [11]

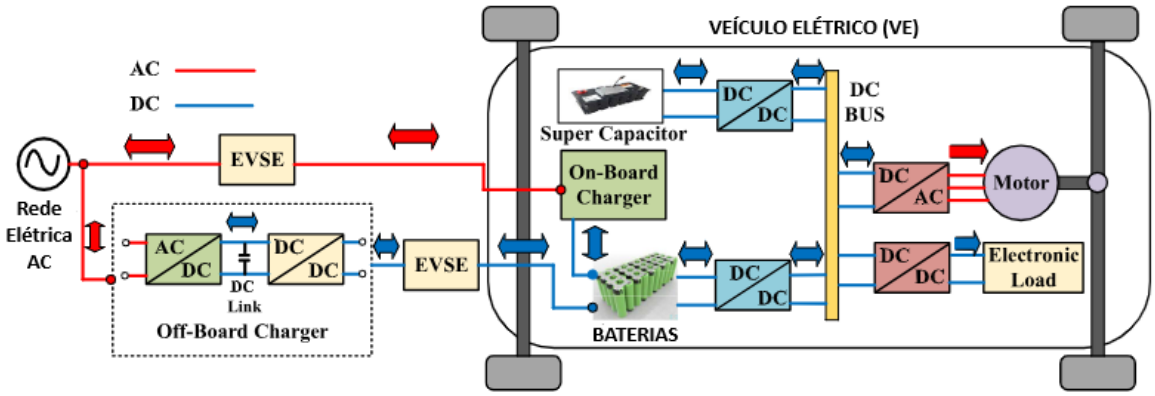
A Tabela 1 destaca que, apesar do alto custo da bateria de Íon de Lítio, sua capacidade de armazenar energia é superior em relação às outras tecnologias, permitindo a possibilidade de carregamentos rápidos. Embora a bateria de íon de lítio apresente risco de incêndio em casos de sobrecarga, ela é mais viável em comparação à bateria de níquel-cádmio (Ni-Cd). Isso se deve ao fato de o cádmio ser uma substância cancerígena e altamente tóxica, além de causar danos ambientais. A bateria de íon de lítio, além de ser mais eficiente, possui maior densidade de energia e não sofre com o efeito memória, uma limitação comum nas baterias de Ni-Cd, o que a torna uma escolha mais segura e sustentável. Atualmente, essa bateria é considerada a mais promissora para veículos elétricos e, em diversas fontes, é a única analisada com maior profundidade. Além disso, possui vantagens como longa vida útil, alta eficiência e grande potencial para melhorias [12]. Com o aumento da demanda pela tecnologia de baterias de íon de lítio no mercado, especialmente para a aplicação em veículos elétricos e carregamentos rápidos, há uma tendência de redução nos custos associados.

2.3 Classificação de recargas

O carregamento de veículos elétricos (VEs) tem como base o sistema condutivo que consiste na transferência de energia sendo realizada por meio de cabos e conectores, utilizando carregadores que podem estar no interior do veículo elétrico, denominados On-Board Charger (OBC) ou instalados externamente Off-Board. O carregador embarcado OBC apresenta restrições quanto ao peso, volume e potência. Já no Off-Board, essas limitações são reduzidas, uma vez que

a instalação é feita em infraestruturas dedicadas, sem levar em consideração as limitações de espaço e peso do veículo elétrico [13]. Como o OBC possui uma potência limitada, o tempo de recarga é prolongado, durando horas. Em contraste, com carregadores externos Off-Board, é possível alcançar uma recarga rápida, na ordem de minutos [14]. A Figura 2 apresenta um diagrama de blocos referente aos carregamentos Off-Board e On-Board indicando o fluxo de potência.

Figura 2 - Diagrama de blocos dos carregadores On-Board e Off-Board.



Fonte: Adaptado de [14]

Na Figura 2 é possível notar que o carregador On-Board é alimentado em corrente alternada (AC) através do Equipamento de Fornecimento de Energia para Veículo Elétrico (EVSE), o qual possui saída e entrada em AC. Já no carregador externo Off-Board, a conversão CA-CC e regulação CC-CC ocorre através do sistema externo ao veículo, fornecendo corrente contínua (CC) para a entrada e saída do EVSE o que possibilita a recarga rápida das baterias.

2.3.1 Níveis de carregamento

A padronização e regulamentação das normas de recarga de veículos elétricos (VEs) são tratadas em nível global por duas principais instituições: a International Electrotechnical Commission (IEC) e a International Organization for Standardization (ISO). Nos Estados Unidos, a Society of Automotive Engineers (SAE) é responsável por estabelecer os padrões, atuando como uma associação profissional que desenvolve normas para diversas indústrias, incluindo a automotiva [15]. No Brasil, a Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) é a entidade

encarregada de adotar e implementar normas e regulamentações relacionadas à recarga de VEs, seguindo as diretrizes estabelecidas pela IEC. Para a recarga condutiva de baterias de veículos elétricos, a IEC definiu duas normas principais:

- **IEC 61851 -** "Electric Vehicle Conductive Charging System": Esta norma especifica os equipamentos utilizados para a recarga de VEs tanto em corrente alternada (CA) quanto em corrente contínua (CC).

- **IEC 62196 -** "Plugs, Sockets, Outlets, Vehicle Couplers and Vehicles Inlets - Conductive Charging of Electric Vehicles": Esta norma estabelece os padrões para os conectores empregados no processo de recarga das baterias de VEs.

Para a SAE, a norma que rege a recarga condutiva é a SAE J1772, que define as especificações dos conectores e protocolos de comunicação entre o veículo e a estação de recarga. Conforme as normas mencionadas anteriormente, a Tabela 2 apresenta os níveis de carregamento para veículos elétricos e suas características, de acordo com as regulamentações da IEC e SAE.

Tabela 2 - Características: Níveis de carregamento de veículos elétricos.

Nível	**Nível 1**	**Nível 2**	**Nível 3**	**Extremamente rápido**
Potência (kW)	1,44 – 1,9	3,1 – 19,2	20 – 350	> 350
Carregamento	On-board Lento	On-board Semirrápido	Off-board Rápido	Off-board Ultrarrápido
Área	Residencial	Privada e Comercial	Comercial	Comercial
Tempo de recarga	~ 20 h	~ 5 h	(80%) ~ 30 min	~5 min
Fonte de energia $\mathbf{1\varphi\ e\ 3\varphi}$	120/230 Vac 12-16 A Monofásico	208/240 Vac 12-80 A Monofásico/ Fase dividida	208/240 Vac 300-800 Vcc 250-500 A Trifásico	>1000 Vcc 400 A
Interface de fornecimento e tipo de proteção	Tomada de uso geral (disjuntor no cabo)	EVSE dedicado (disjuntor no cabo e função piloto)	EVSE dedicado (monitoramento entre VE e estação de recarga)	EVSE dedicado (monitoramento entre VE e estação de recarga)
Normas	SAE J1772, IEC 62196 e IEC 61851		IEC 61851 IEC 62196	IEC 62196 SAE

Fonte: [14]

Para altas densidades de energia, o tempo de carregamento ultrarrápido em CC pode alcançar valores próximos de 5 à 10 minutos. A Tabela 3 mostra outros valores de padronização base na norma IEC 61851-1 para carregamento de veículos elétricos, a qual o Brasil segue.

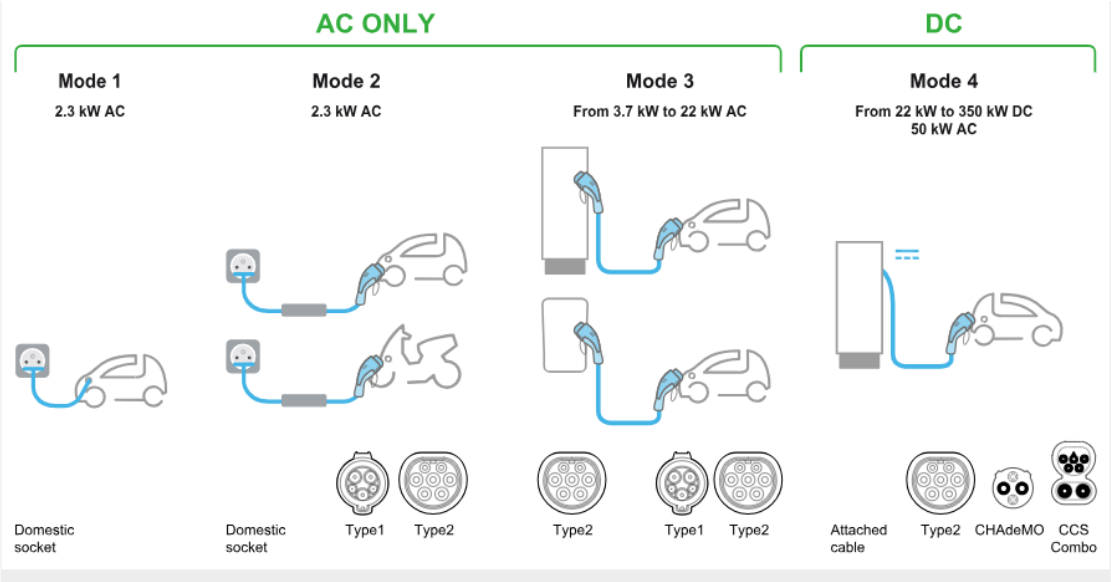
Tabela 3 - Modos de carregamentos da norma IEC 61851.

Modo	Tensão de operação (V)	Corrente (A)	Potência (kW)	Tempo de carga (h)	Conector específico	Tipo de carregamento
Modo 1	250 Vca (1φ) 480 Vca (3φ)	Até 16 A	Até 11 kW	13,7 h (3,5 kW)	Não	Lento
Modo 2	250 Vca (1φ) 480 Vca (3φ)	Até 32 A	Até 22 kW	4,3 h (11 kW)	Não	Lento
Modo 3	250 Vca (1φ) 690 Vca (3φ)	Até 32 A Até 250 A	Até 22 kW Até 170 kW	2,15 h (22 kW)	Sim	Lento
Modo 4	Até 1500 Vcc	Até 400 A	50-600 kW	<0,2-1,28 h	Sim	Rápido

Fonte: [16,17]

Na Tabela 3, observa-se que os modos 3 e 4 requerem um conector específico e operam com potências mais elevadas proporcionando menor tempo de carregamento, sendo o seu campo de aplicação voltado para estações de recarga públicas. Por outro lado, os modos 1 e 2 são empregados em residências. A Figura 3 apresenta os modos de carregamento e os conectores CA e CC definidos pela norma IEC 61851-1.

Figura 3 - Modos de carregamentos e conectores de carga de VEs.



Fonte: [18]

Na Figura 3 é possível notar que o carregamento modo 4 se trata de um sistema com carregador off-board, onde o conector de carga é do tipo DC o que permite o carregamento direto em corrente contínua, uma vez que já foi feita a conversão CA-CC dentro do carregador. Os conectores do tipo DC CHAdeMO (CHArge de MOve) da norma Japonesa possui capacidade de carregamentos ultrarrápidos e integração com a tecnologia V2G para 400 kW com tensão máxima de 1000 Vcc e corrente de 400 A. Já os conectores do tipo DC CCS (Combined Charging System) da norma Europeia, também utilizada nos Estados Unidos possui capacidade para fornecer 350 kW com tensão máxima de 1000 Vcc e corrente de 500 A [19].

Grande parte dos veículos elétricos e suas infraestruturas de carregamentos rápidos proporciona uma recarga que varia de 50 kW~150 kW para veículos que possuem sistemas de 400 Vcc. Dessa forma, o desenvolvimento da infraestrutura de 800 Vcc com um carregamento de 350 kW permite uma recarga mais rápida dos VEs. Com objetivo de seguir essa tendência, o Hyunday Motor Group fez parceria com uma empresa europeia especializada em carregamentos de alta potência, a IONITY. A IONITY opera em 308 estações de carregamento de alta potência (HPC) utilizando capacidade de carga acima de 350 kW, com a previsão de alcançar 400 HPC até o ano de 2022 [20].

2.4 Taxa de distorção harmônica (THD – Total Harmonic Distortion)

Embora o avanço no desenvolvimento de veículos elétricos represente um marco significativo na mobilidade sustentável, ele também traz desafios técnicos que precisam ser enfrentados. Entre as principais variáveis que afetam a qualidade de energia no sistema elétrico, destacam-se as distorções harmônicas geradas por cargas não-lineares conectadas à rede. Essas cargas alteram o espectro senoidal ideal da tensão fornecida pelo sistema de potência. Um exemplo comum de carga não-linear são os conversores de potência, que, devido ao chaveamento, provocam descontinuidades na corrente elétrica [21]-[22]. Durante a conversão CA/CC são gerados harmônicos de corrente indesejados no sistema da rede de distribuição, levando a um efeito negativo na qualidade de energia da rede elétrica. Dessa forma, o estudo dos conversores multiníveis como o NPC é necessário com ênfase na diminuição da taxa de distorção harmônica (THD) seguindo as normativas, como IEEE 519, que sugere limites tanto para harmônicos individuais quanto para o total com objetivo de mitigar essas deformações, onde a distorção harmônica máxima da corrente referente as harmônicas ímpares, deve ser menor que 5% do valor total da mesma. As Equações (1) e (2) apresentam o método de como se calcular a taxa de distorção harmônica (THD) para tensões (THD_V) e correntes (THD_I) [23].

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} {V_h}^2}}{V_1} \tag{1}$$

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} {I_h}^2}}{I_1} \tag{2}$$

Onde:

THD_V - Distorção harmônica total de tensão;

THD_I - Distorção harmônica total de corrente;

h - Ordem da harmônica;

V_h - Valor RMS da componente de tensão harmônica h

V_1 - Valor RMS de tensão fundamental

I_h - Valor RMS da componente de corrente harmônica h

I_1 - Valor RMS de corrente fundamental

O termo TDD (Total Demand Distortion) seguindo a norma IEEE 519 é definido matematicamente de maneira análoga ao THD (Total Harmonic Distortion), o que difere é que a TDD é calculada em relação a corrente máxima de demanda da carga, já a THD considera a componente fundamental de corrente. A Equação (3) apresenta matematicamente a distorção total de demanda (TDD) [24].

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} {I_h}^2}}{I_L} \tag{3}$$

Onde:

I_h- Valor RMS da componente de corrente harmônica h;

I_L- Corrente de demanda nominal da carga no ponto de conexão comum;

A TDD representa a soma dos harmônicos da corrente em relação à corrente eficaz máxima registrada durante o intervalo de teste. Isso implica que, mesmo em situações de corrente baixa, o valor da TDD não apresentará resultados equivocados.

Já a Tabela 4 define os limites de distorção harmônica da corrente a partir da relação entre a corrente de curto-circuito (I_{CC}) e a corrente da carga (I_L) para as suas respectivas faixas de tensão. Vale ressaltar que os Harmônicos pares são limitados a 25% dos limites dos harmônicos ímpares.

Tabela 4 - Limites de distorções harmônicas das correntes para tensões de 120 V a 69 kV.

Distorção harmônica máxima de corrente em % da corrente de carga						
Ordem harmônica individual (harmônicos ímpares)						
I_{CC}/I_L	$3 \leq h <11$	$11 \leq h <17$	$17 \leq h <23$	$23 \leq h <35$	$35 \leq h < 50$	**TDD**
<20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20<50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50<100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100<1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
>1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

Fonte:[25]

Em relação aos distúrbios na tensão, os valores dos limites de distorção harmônica da tensão em porcentagem da tensão fundamental estabelecidos por IEEE 519 são expressos na Tabela 5.

Tabela 5 - Limites de distorção de tensão.

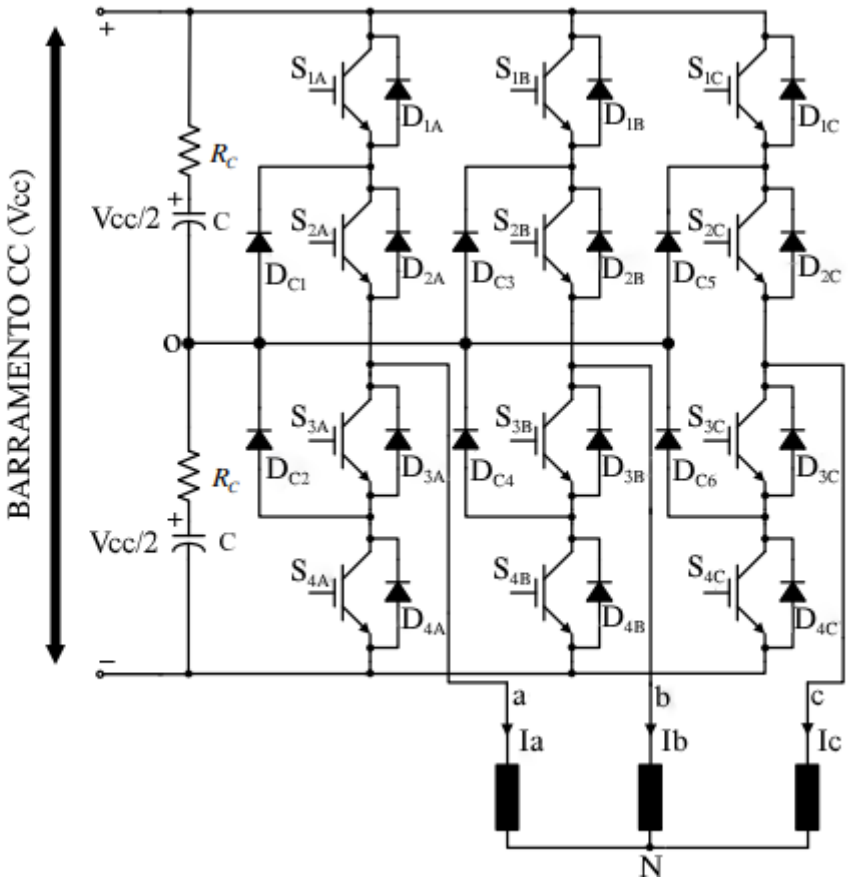
Tensão nominal no barramento	**Distorção Harmônica Individual (%)**	**Distorção Harmônica Total de Tensão-THD_V (%)**
$V \leq 1\ kV$	5,0	8,0
$1\ kV < V \leq 69\ kV$	3,0	5,0
$69\ kV < V \leq 161\ kV$	1,5	2,5
$161\ kV < V$	1,0	1,5

Fonte: [25]

3 TOPOLOGIA DO CONVERSOR NPC

A topologia Neutral Point Clamped (NPC) é uma das configurações mais populares de conversores multinível, sendo amplamente utilizada em aplicações de média e alta potência. Conversores multinível, como o NPC, dividem a tensão de saída em vários níveis, resultando em uma melhor qualidade da forma de onda e menor distorção harmônica, o que torna essa tecnologia atrativa para uma ampla gama de aplicações, incluindo o carregamento rápido de veículos elétricos visando qualidade de energia. O conversor NPC utiliza um ponto neutro grampeado por meio de diodos representado por “O”, para controlar a tensão nos interruptores de forma eficiente, reduzindo as tensões de chaveamento nos semicondutores, o que, por sua vez, minimiza as perdas de comutação e aumenta a eficiência do sistema [26,27,28]. Na Figura 4, apresenta-se a topologia do conversor NPC de três níveis no modo inversor.

Figura 4 - Inversor trifásico de três níveis com ponto neutro grampeado (NPC).



Fonte: Adaptado de [29]

Essa topologia de conversor é bidirecional, ou seja, pode atuar tanto no modo inversor quanto no modo retificador, caracterizando um fluxo de potência bidirecional, permitindo tanto a injeção quanto a absorção de corrente da rede elétrica. Além do mais, oferece diversas vantagens quando comparado aos retificadores não controlados, como, por exemplo: menor ondulação nas tensões dos capacitores do barramento CC, menor distorção harmônica de corrente e controle de potência ativa e reativa entre o conversor e a rede elétrica [29].

Alguns pontos positivos e negativos que vale destaque a respeito da topologia NPC é discutida a seguir, sendo baseado na análise de [30]:

Pontos positivos:

- As chaves semicondutoras são submetidas à metade da tensão do barramento de corrente contínua (CC). Logo, a tensão sobre os dispositivos semicondutores é a tensão sobre um capacitor de entrada, $Vcc/(n-1)$. Como o foco do trabalho é o de três níveis então $n = 3$. A Equação (4) expressa a tensão máxima que os semicondutores são submetidos em função da tensão no barramento CC e número de níveis (n):

$$V_{SMÁX} = \frac{Vcc}{n-1} \tag{4}$$

Onde:

$V_{SMÁX}$ – Tensão máxima suportada pelo interruptor;

Vcc – Tensão total no barramento CC;

n – Número de níveis do conversor;

Substituindo $n = 3$ na Equação (4) resulta em $Vcc/2$.Sendo a tensão máxima suportada por um semicondutor de um conversor NPC três níveis.

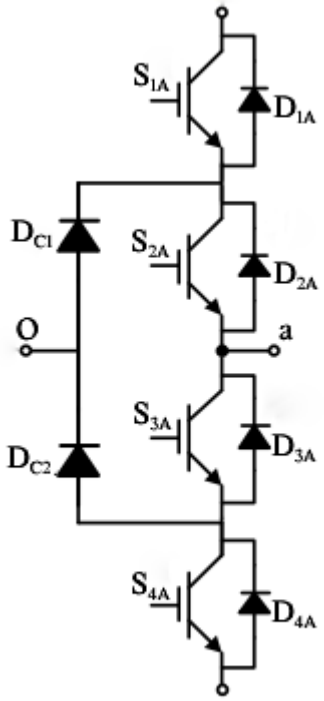
- Não há a necessidade de uso de transformadores;
- A mudança de um nível a outro se dá acionando apenas um único interruptor;
- A potência reativa pode ser ajustada sem impactar a tensão nos capacitores;
- As harmônicas a serem eliminadas estão localizadas próximas ao dobro da frequência de chaveamento;
- Pode ser conectado a outro barramento continuo (CC), sem haver a necessidade de criar outros barramentos para conexão.

Pontos negativos:

- Conforme o número de níveis do conversor aumenta, torna-se complexo o equilíbrio das tensões dos capacitores do barramento CC. Visto que manter esse balanceamento é um ponto essencial para operação eficiente do conversor;
- O número de diodos de grampeamento aumenta de forma quadrática, conforme aumenta o número de níveis do conversor que implica no aumento do custo e complexidade na implementação, devido ao aumento de componentes.

A Figura 5 apresenta um braço da topologia do conversor NPC de 3 níveis composto por quatro dispositivos semicondutores do tipo Transistor Bipolar de Porta Isolada (*Insulated Gate Bipolar Transistor - IGBT*) associado com seu diodo antiparalelo e dois diodos de grampeamento (*diode- clamped*).

Figura 5 - Braço do conversor NPC.



Fonte: Adaptado de [29]

Na Figura 5 é possível observar os semicondutores IGBTS sendo representados por S_{1A}, S_{2A}, S_{3A} e S_{4A} e os diodos de grampeamento por D_{C1} e D_{C2}. Quando é conectada uma carga entre

os pontos “O” e “a”, ela pode apresentar três níveis de tensão de saída: $Vcc/2$, 0 e $-Vcc/2$ [31]. A Tabela 6 apresenta o comando dos interruptores para os três níveis de tensão na carga. Onde o nível lógico 1 indica que o interruptor está conduzindo, já o 0 significa que está bloqueado.

Tabela 6 - Lógica de comandos dos interruptores no conversor NPC.

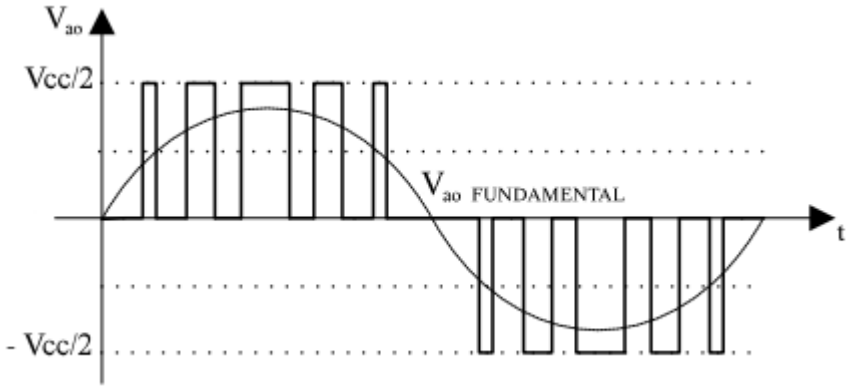
Níveis de tensão na carga	**Sequência de comutação dos interruptores**			
	$\boldsymbol{S_{1A}}$	$\boldsymbol{S_{2A}}$	$\boldsymbol{S_{3A}}$	$\boldsymbol{S_{4A}}$
$+Vcc/2$	1	1	0	0
0	0	1	1	0
$-Vcc/2$	0	0	1	1
0	0	1	1	0

Fonte: [31]

Nota-se na Tabela 6 que os interruptores S_{1A} e S_{3A} não podem conduzir de forma simultânea, analogamente para S_{2A} e S_{4A}, uma vez que S_{1A} e S_{3A} são complementares, assim como S_{2A} e S_{4A}.

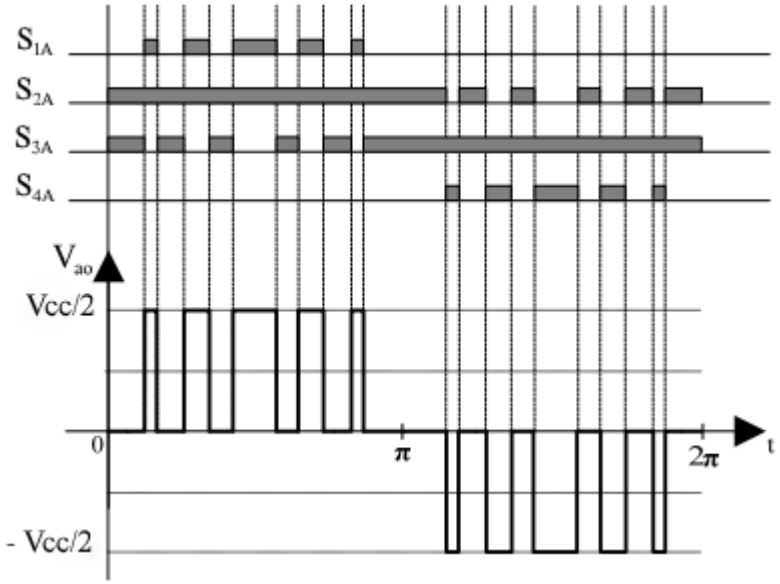
Ao utilizar a técnica de modulação por largura de pulso (PWM – *Pulse Width Modulation*) é possível observar a forma de onda da tensão na carga na Figura 6. Além do mais, a Figura 7 mostra o comportamento da comutação dos interruptores para os três níveis de tensão apresentado na Tabela 6.

Figura 6 - Tensão na carga Vao.



Fonte: Adaptado de [31]

Figura 7 - Comando dos interruptores no inversor NPC.



Fonte: Adaptado de [31]

Na Figura 7, nota-se que no intervalo $(0, \pi)$ correspondente ao semi-ciclo positivo do sinal senoidal de referência (fundamental), os interruptores S_{1A} e S_{3A} operam de forma complementar, com S_{2A} conduzindo durante todo esse período. Já no intervalo $(\pi, 2\pi)$ referente ao semi-ciclo negativo, observa-se o comportamento complementar dos semicondutores S_{2A} e S_{4A} , com S_{3A} conduzindo durante todo esse período.

3.1 Técnica de modulação por largura de pulso (PWM)

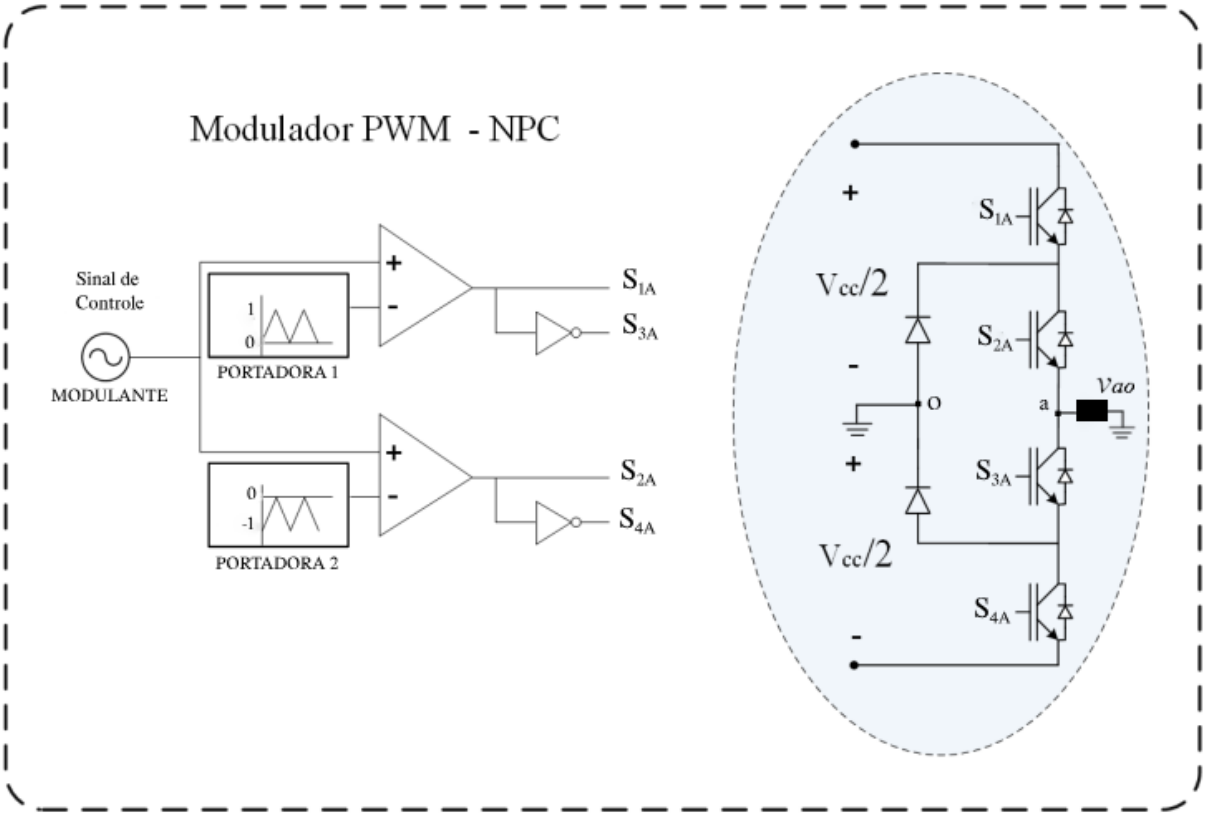
A técnica de modulação por largura de pulso, ou pulse width modulation (PWM) é amplamente utilizada para controlar a corrente alternada na carga dos conversores, onde tem papel fundamental ao alcançar a corrente desejada na saída por meio da variação cíclica no chaveamento dos interruptores [31].

A modulação PWM por disposição de fase (*phase disposition*-PD) é empregada neste trabalho, já que apresenta melhor desempenho quando se trata de conteúdo harmônico em conversores multiníveis, como o NPC [32]. A utilização adequada dessa modulação assegura a operação bidirecional do conversor, conforme os parâmetros de controle e a lógica de comando dos interruptores.

A técnica de modulação PD consiste em comparar o sinal modulante senoidal de baixa frequência (frequência da rede elétrica) com duas portadoras triangulares de alta frequência

(frequência de comutação) para gerar os pulsos de comando nos interruptores, conforme a lógica de acionamento apresentado na Tabela 6. As duas portadoras idênticas estão em fase e deslocadas em nível, sendo uma portadora positiva e a outra negativa. Vale ressaltar, que o sinal de tensão na fase V_{ao} pode assumir três níveis de tensão na saída do conversor como é visto na Figura 6. A Figura 8 apresenta a utilização da técnica PWM-PD para acionamento das chaves do conversor NPC de três níveis.

Figura 8 - Modulação PWM-PD para acionamento das chaves.



Fonte: Adaptado de [33]

A modulação por largura de pulso por disposição de fase (PWM-PD) possui as seguintes características [34]:

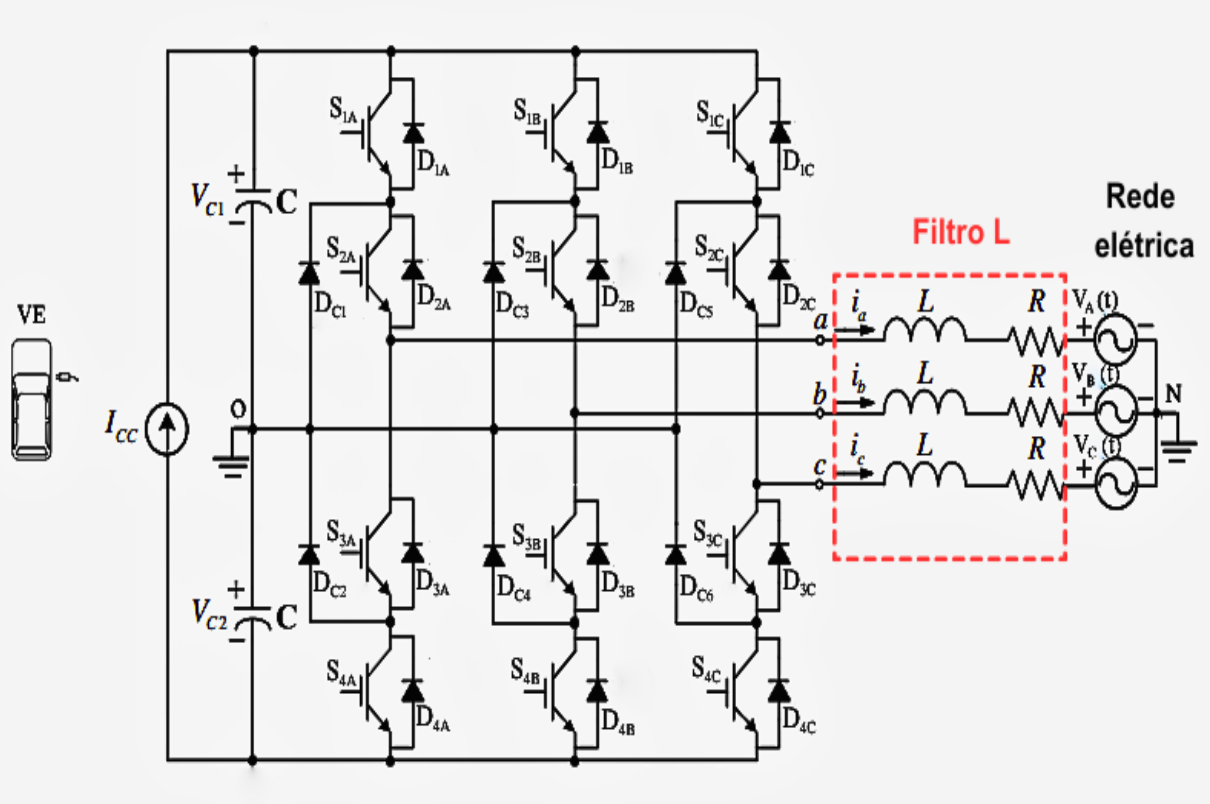
- O conversor NPC proposto opera em três níveis, sendo N o número de níveis, ou seja, N=3. O número de portadoras é dado por N-1. Dessa forma, é utilizada duas portadoras deslocadas em níveis e em fase;
- Quando o sinal de referência senoidal for maior que todas as portadoras, é emitido um sinal de disparo para o circuito de comando dos interruptores. Nesse momento, ocorre o chaveamento do conversor em $+Vcc/2$;

- Quando o sinal de referência senoidal for maior que a portadora inferior e menor que a portadora superior. Nesse momento, o conversor é chaveado em 0;
- Quando o sinal de referência senoidal for menor que todas as portadoras, é emitido um sinal de disparo para o circuito de comando dos interruptores. Nesse momento, ocorre o chaveamento do conversor em $-Vcc/2$;

3.2 Conversor NPC de 3 níveis interligado à rede elétrica

Na Figura 9 é apresentado o esquemático do conversor NPC trifásico de três níveis conectado à rede elétrica por meio de um filtro L para carregamento de um veículo elétrico, permitindo a circulação de corrente injetada ou absorvida da rede. O conversor opera com fluxo bidirecional de potência, podendo a carga estar tanto no lado CC quanto no lado CA. No modo inversor, é possível injetar corrente do lado CC para o CA, enquanto no modo retificador, a corrente é absorvida da rede elétrica no lado CA para o lado CC. O filtro L reduz as distorções harmônicas, garantindo melhor qualidade da energia [35].

Figura 9 - Conversor NPC de três níveis conectado à rede elétrica por meio do filtro L.



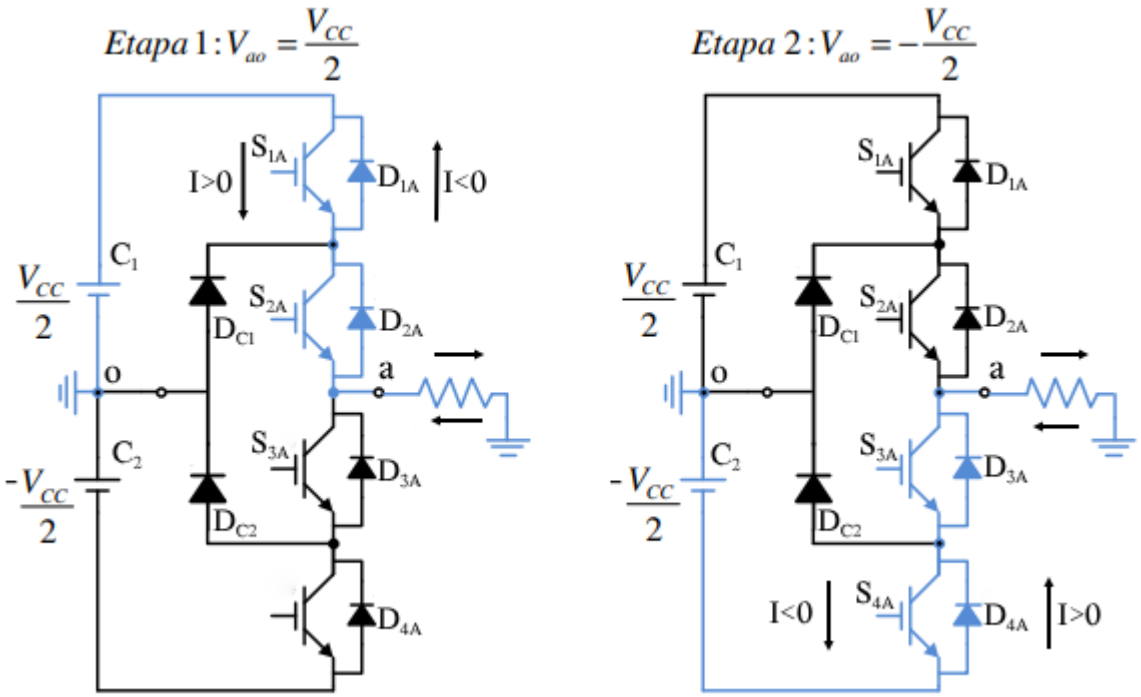
Fonte: Adaptado de [29]

Nota-se na Figura 9 o conversor CA/CC trifásico NPC utilizado para o carregamento de veículos elétricos, ressaltando-se a tecnologia V2G, onde a energia armazenada nas baterias no lado do barramento CC pode ser enviada novamente para rede elétrica CA.

3.2.1 Etapas de Comutação do conversor NPC

A Figura 10 e 11 apresenta as 3 etapas de comutação do conversor NPC correspondente aos três níveis de tensão de saída. A Tabela 7 descreve quais dispositivos estão conduzindo de acordo com o sentido da corrente e o nível de tensão que a carga assume, conforme as etapas de operação indicada na Figura 10 e 11.

Figura 10 - Etapas 1 e 2 da comutação do conversor NPC.



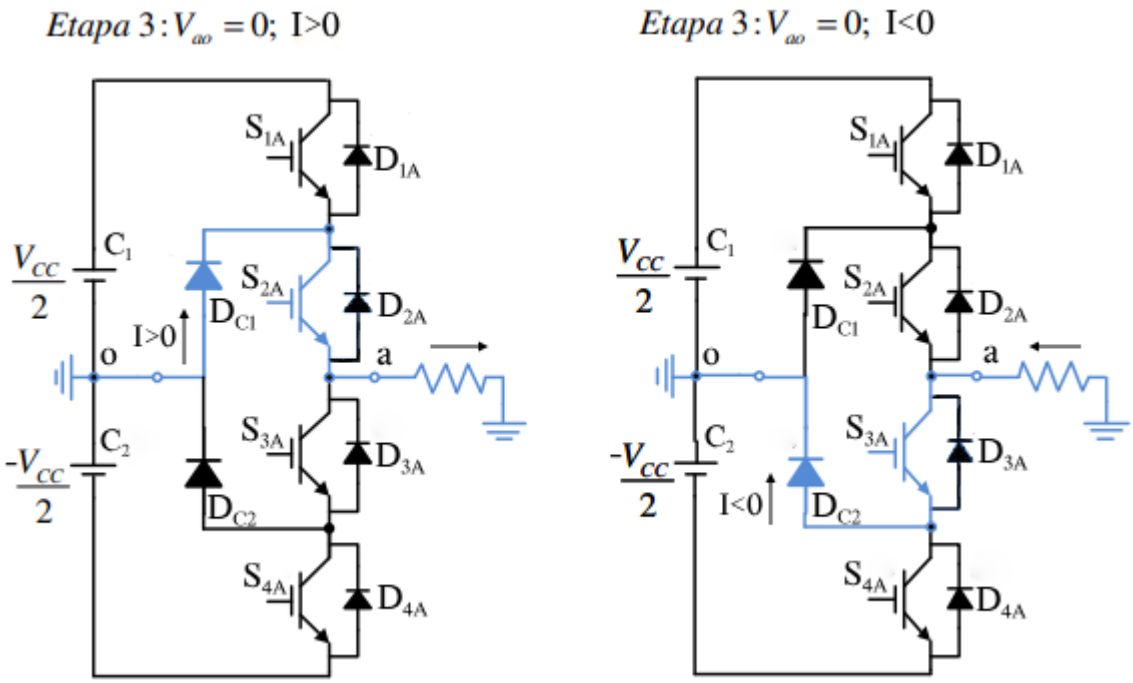
Fonte: Adaptado de [29]

Etapa 1: O nível de tensão de saída é $V_{CC}/2$, em que o sentido da corrente da carga determina quais dispositivos estão em condução. Se $I > 0$, os semicondutores S_{1A} e S_{2A} estão em condução, com o capacitor C_1 fornecendo energia para a carga, ou seja, ocorre a descarga do capacitor C_1. Se $I < 0$, os diodos antiparalelo D_{1A} e D_{2A} estão em condução, resultando na carga do capacitor C_1.

Etapa 2: O nível de tensão de saída é $-V_{CC}/2$, onde o sentido da corrente da carga irá determinar quais dispositivos estão em condução. Se $I > 0$, os diodos antiparalelo D_{3A} e D_{4A} estão em condução, com o capacitor C_2 recebendo energia da carga, ou seja, ocorre a carga do capacitor C_2. Se $I < 0$, os semicondutores S_{3A} e S_{4A} estão em condução, resultando na descarga do capacitor C_2.

Observa-se que os diodos de grampeamento D_{C1} e D_{C2} não operam nas etapas 1 e 2. A Operação dos diodos de grampeamento é analisada na etapa 3, conforme apresenta a Figura 11.

Figura 11 - Etapa 3 da comutação do conversor NPC.



Fonte: Adaptado de [29]

Etapa 3: O nível de tensão de saída é 0, e um dos diodos de grampeamentos D_{C1} e D_{C2} estará em condução. O sentido da corrente de carga determina qual dos dois irá conduzir. Quando $I > 0$, o diodo D_{C1} e o semicondutor S_{2A} estão em condução, com D_{C2} bloqueado. Quando $I < 0$, o diodo D_{C2} e o semicondutor S_{3A} estão em condução, com D_{C1} bloqueado. Nessa etapa, não há influência dos capacitores e dos diodos antiparalelos.

A Tabela 7 apresenta os dispositivos em condução, conforme o sentido da corrente de carga e o nível de tensão na saída.

Tabela 7 - Dispositivos em condução de acordo sentido da corrente de carga e nível de tensão.

Corrente na carga	**Tensão de saída**	**Dispositivos em condução**
$I > 0$	$+V_{CC}/2$	S_{1A} e S_{2A}
	0	D_{C1} e S_{2A}
	$-V_{CC}/2$	D_{4A} e D_{3A}
$I < 0$	$-V_{CC}/2$	S_{3A} e S_{4A}
	0	S_{3A} e D_{C2}
	$+V_{CC}/2$	D_{2A} e D_{1A}

Fonte: Autor

A tensão na carga entre os pontos “a” e “O” (V_{ao}) do conversor NPC de três níveis apresentado na Figura 9 pode ser calculado através do valor médio por um período de comutação no semiciclo positivo, conforme se obtém na Equação (5). Esse comportamento é apresentado na Figura 12.

$$V_{ao} = \frac{\left(\left(\frac{D.T_s}{2}\right).\left(\frac{V_{cc}}{2}\right)\right)}{\frac{T_s}{2}} \tag{5}$$

Onde:

$$T = \left(\frac{D.T_s}{2}\right) + \frac{\left((1-D).T_s\right)}{2} \tag{6}$$

Simplificando (6), tem-se:

$$T = \left(\frac{T_s}{2}\right) \tag{7}$$

O período T que está sendo analisado para cálculo do valor médio em (5), também pode ser escrito em função da frequência de chaveamento (f_s) como apresentado em (8):

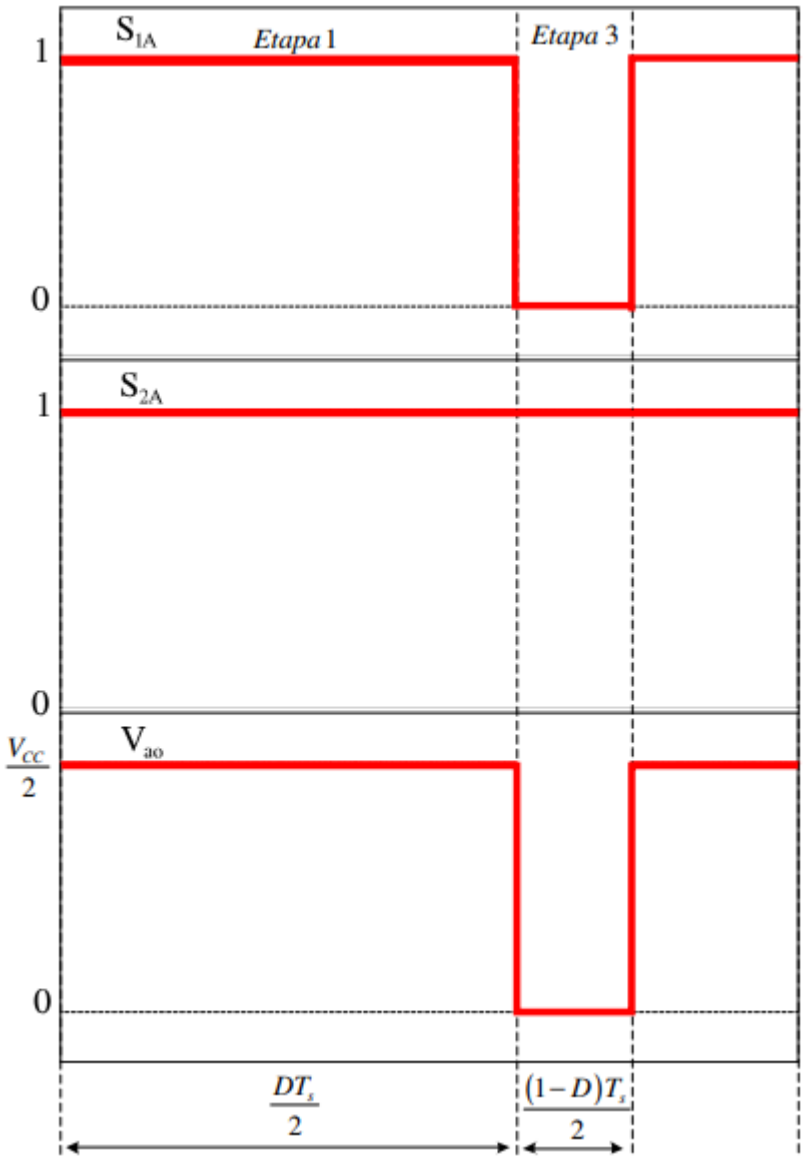
$$T = \left(\frac{1}{f_s}\right) \tag{8}$$

Simplificando (5), obtém-se a relação de razão cíclica, expressa na Equação (9).

$$D = \frac{2.V_{ao}}{V_{cc}} \tag{9}$$

A Figura 12 apresenta a forma de onda na carga (V_{ao}) para o semiciclo positivo com os pulsos gerados nos semicondutores através da modulação PWM.

Figura 12 - Forma de onda da tensão na carga Vao no semiciclo positivo.



Fonte: Adaptado de [29]

O índice de modulação (M) é definido em (10):

$$M = \frac{2.V_{aop}}{V_{cc}} \tag{10}$$

Com a componente fundamental da tensão de saída para um referencial senoidal sendo expressa em (11):

$$V_{ao}(\theta) = V_{aop}\,.sen(\theta) \tag{11}$$

É possível obter uma relação entre a razão cíclica (D) e o índice de modulação (M) ao substituir (10) e (11) na Equação (9), obtém-se:

$$D = \frac{\frac{\left(2.M.V_{CC}.sen(\theta)\right)}{2}}{V_{CC}} \tag{12}$$

Após a substituição, é feita a simplificação de (12). Obtém-se:

$$D(t) = M.sen(\theta) \tag{13}$$

Os parâmetros apresentados são descritos da seguinte forma:

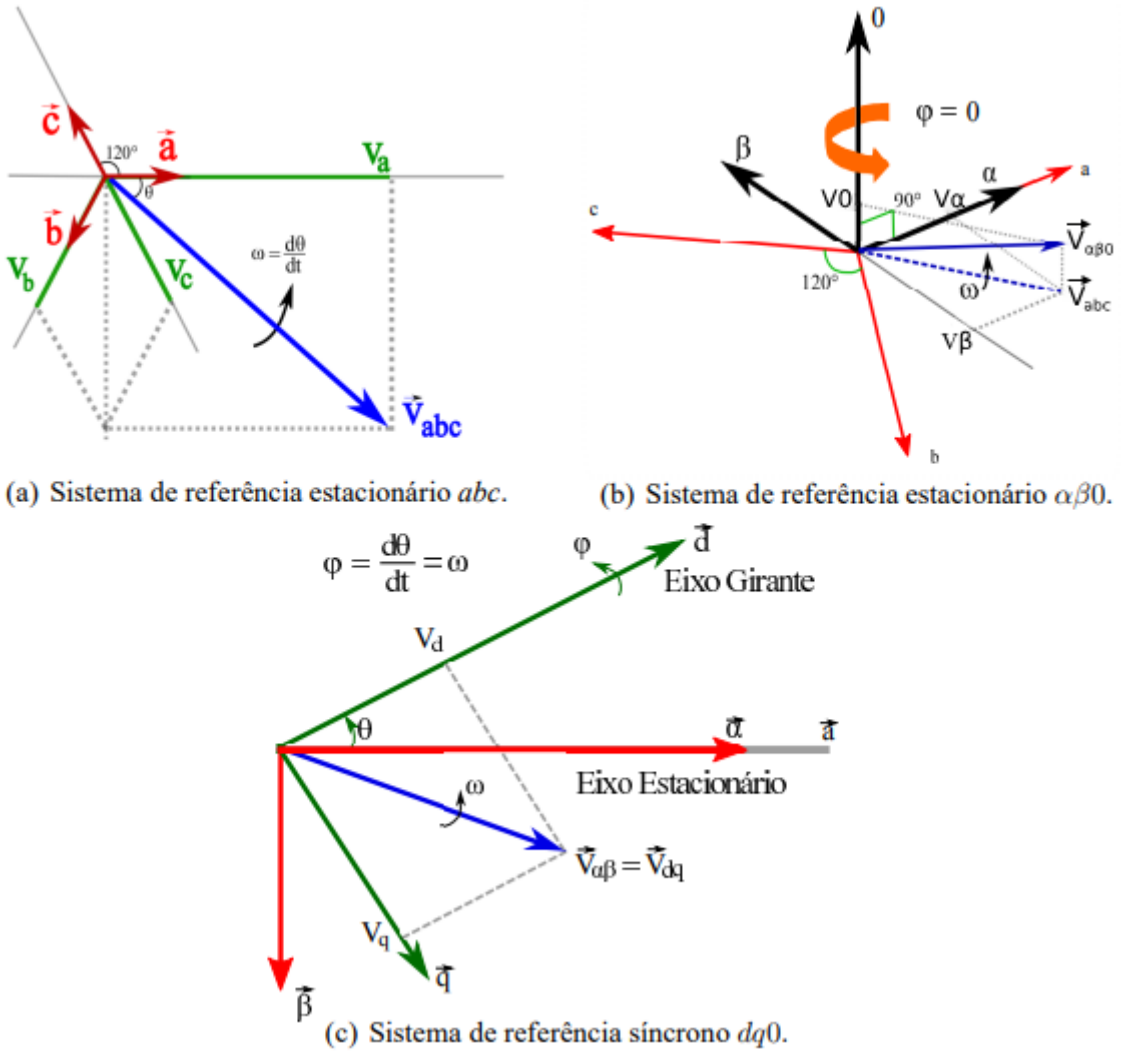
- V_{ao}- Tensão de saída do conversor;
- V_{aop} -Tensão de pico da rede elétrica(fundamental);
- V_{cc} - Tensão de entrada do conversor no barramento CC**;**
- D – Razão cíclica;
- M- Índice de modulação;
- T_s- Período de comutação;
- f_s- Frequência de chaveamento da portadora;

4 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

4.1 Sistema de coordenadas dq0

A estratégia de controle para o conversor NPC foi desenvolvida com base na modelagem matemática e representação em coordenadas dq0. Nesse contexto, realiza-se a mudança de referencial de um sistema trifásico variante no tempo abc para um sistema dq0 contínuo. A primeira etapa dessa transformação converte o sistema trifásico em um sistema bifásico equivalente ($\alpha\beta 0$), sendo conhecida como transformação de Clarke que considera o eixo 0 representando uma medida do desequilíbrio do sistema, já que é dado como a soma das três variáveis do sistema abc (tensão ou corrente). Porém ao considerar um sistema equilibrado, o eixo 0 é nulo. Contudo, neste trabalho, ele será empregado no controle da malha de corrente. Já a conversão das variáveis nos eixos $\alpha\beta 0$ para dq0 é conhecida como transformação de Park. Nesse caso, os eixos dq0 giram com uma frequência angular ωo correspondente à frequência do fasor girante do sistema trifásico abc. Por essa razão, os eixos d (eixo direto) e q (eixo em quadratura) são denominados síncronos, além da componente homopolar (eixo 0). Ao utilizar a representação de variáveis em coordenadas dq0, as grandezas que anteriormente eram descritas em um domínio de corrente alternada (CA), nos referenciais senoidais estacionários (abc e $\alpha\beta 0$), passam a ser tratadas como variáveis em um domínio de corrente contínua (CC), o que permite a simplificação do controle [36,37]. Esse comportamento é apresentado na Figura 13 em eixos de referências para sistemas trifásicos.

Figura 13 - Eixos de referência para sistemas trifásicos.

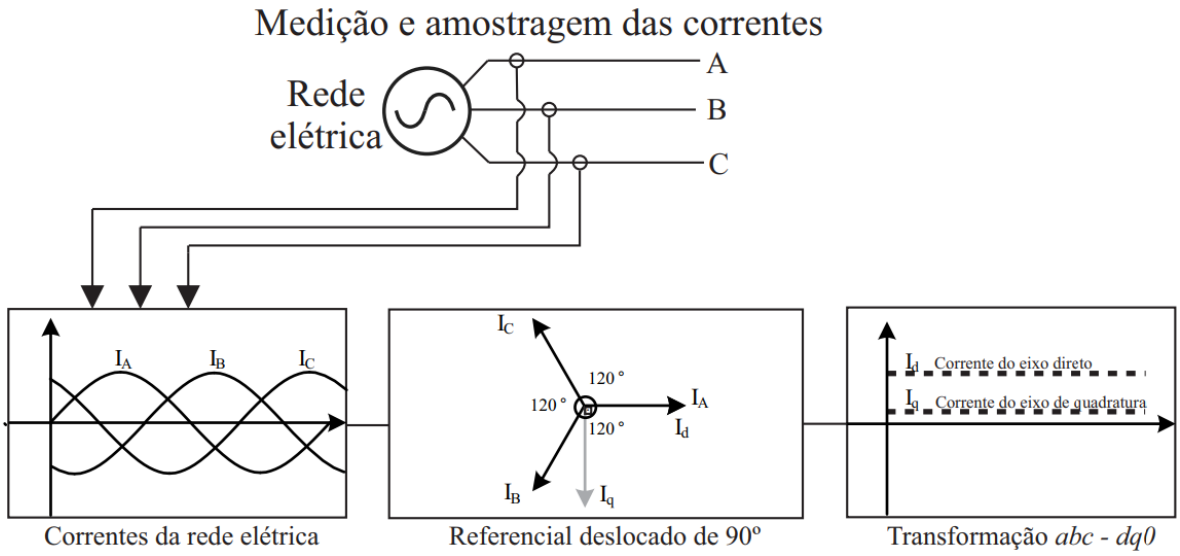


Fonte: Adaptado de [36]

Na Figura 13 é possível notar que com a transformação de Clarke abc/$\alpha\beta 0$ em (b), o novo sistema é composto por coordenadas ortogonais entre si, e não mais defasadas de 120° como o sistema abc em (a). Já com a utilização da transformada de Park, o sistema estacionário passa a ter a mesma velocidade do campo girante, de maneira que o sistema girante fique fixo em relação a esse referencial girante. Dessa forma, o sistema é representado por variáveis com referência síncrona dq0, defasado em 90° de abc, como mostrado em (b) e (c) [35].

A Figura 14 apresenta o esquemático da forma do sinal conforme a mudança de referência, ao transformar as variáveis trifásicas no domínio senoidal para o plano dq0 com domínio contínuo através da transformada de Park.

Figura 14 - Esquemático da transformação abc→dq0.



Fonte: [38]

A representação das tensões de fase da rede elétrica "abc" por um sistema senoidal trifásico e equilibrado, ou seja, com defasagem de 120°, é descrita pelo conjunto de equações apresentado em (14).

$$\begin{aligned} V_A(t) &= V_{aop}.sen(\omega t) \\ V_B(t) &= V_{bop}.sen(\omega t - 120°) \\ V_C(t) &= V_{cop}.sen(\omega t - 240°) \end{aligned} \tag{14}$$

Onde:

- V_{aop}- Tensão de pico na fase A;
- V_{bop}- Tensão de pico na fase B;
- V_{cop} - Tensão de pico na fase C;

Com a mudança de referencial, é feito adição de 90° no ângulo da corrente em relação sua referência inicial abc, como é possível observar nas Figuras 13 e 14. Dessa forma, a representação das tensões de fase com o novo sistema referencial é dada por (15):

$$\begin{aligned} V_A(t) &= V_{aop}.sen(\omega t + 90°) \\ V_B(t) &= V_{bop}.sen(\omega t - 30°) \\ V_C(t) &= V_{cop}.sen(\omega t - 150°) \end{aligned} \tag{15}$$

O uso das transformadas de Clarke e Park facilita o controle de potência ativa e reativa em conversores, permitindo que as variáveis de controle sejam constantes no referencial síncrono dq. A corrente de eixo direto (Id) é responsável pelo controle da potência ativa, enquanto a corrente do eixo em quadratura (Iq) controla potência reativa. A componente "d" está associada à potência ativa, enquanto a "q" representa a potência reativa, que é fixada em zero afim de obter fator de potência unitário. Essa abordagem simplifica o uso de controladores PI, eficazes para regular variáveis constantes. Entretanto, a compensação de harmônicos de baixa ordem é limitada. A técnica PLL (*Phase-Locked Loop*) é integrada para sincronizar as correntes injetadas com a tensão da rede e fornecer o ângulo de fase da tensão necessário para a transformação de Park [39]. Com base nessas características, o controle em coordenadas dq0 para correntes trifásicas da rede elétrica foi adotada neste trabalho.

Estudos, como os de [29] e [39], realizam a modelagem do lado CA de conversores trifásicos NPC utilizando as coordenadas dq0 com as transformadas de Clark e Park. A partir disso, é possível obter as funções de transferências das correntes de eixo direto (Id) e em quadratura (Iq) para suas devidas razões cíclicas sendo representadas em (16) e (17), respectivamente.

$$\frac{\hat{\imath}_d(s)}{\hat{d}_d(s)} = \frac{Vcc}{2} \cdot \frac{1}{L.s + R} \tag{16}$$

$$\frac{\hat{\imath}_q(s)}{\hat{d}_q(s)} = \frac{Vcc}{2} \cdot \frac{1}{L.s + R} \tag{17}$$

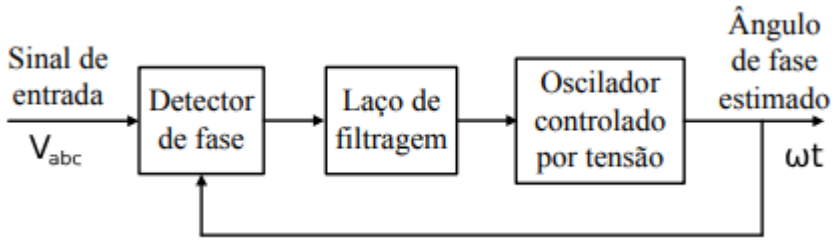
Com os valores de L e R correspondentes ao filtro L de conexão da rede elétrica com o conversor NPC, conforme apresentado na Figura 9.

A partir das funções de transferências apresentadas em (16) e (17), é possível obter os ganhos Kp e Ki do controlador PI para as malhas de corrente de Id e Iq, utilizando o método de Ziegler-Nichols.

4.2 Phase Locked Loop (PLL)

Para conexão do conversor NPC à rede elétrica, utiliza-se um circuito de sincronismo das tensões da rede elétrica com a tensões do lado CA do conversor. Esse papel é realizado por um PLL que, além de manter o sincronismo, fornece o ângulo de sincronização através de uma estrutura em malha fechada, permitindo que o valor estimado do ângulo de fase rastreie o valor real do ângulo. Essa referência angular gerada pelo PLL é aplicada na transformação $abc \rightarrow dq0$, utilizada nas malhas de controle das correntes da rede elétrica [40]. A Figura 15 apresenta o diagrama de blocos da estrutura básica do PLL em malha fechada.

Figura 15 - Diagrama de blocos da estrutura básica do PLL.



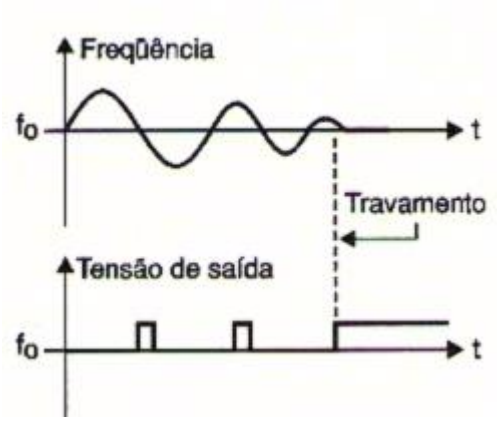
Fonte: Adaptado de [41]

O PLL é composto por um elemento de detecção de fase (*PD - Phase Detector*), um filtro passa-baixa e um oscilador controlado por tensão (*VCO- Voltage-Controlled Oscilattor*) para sintetizar o sinal de sincronismo, como pode ser visto na Figura 15. O funcionamento do PLL é descrito em [42] e [43]:

- **Detector de Fase (*Phase Detector*)**: Compara a fase do sinal de entrada com a do sinal gerado pelo oscilador controlado, gerando um erro de fase.
- **Filtro de Loop (filtro passa-baixa):** Processa o erro de fase para remover componentes de alta frequência, tornando o sinal mais estável.
- **Oscilador Controlado por Tensão (*VCO - Voltage-Controlled Oscillator*):** Ajusta sua frequência com base no sinal de controle recebido do filtro, mantendo o sincronismo com a entrada.

O detector de fase mede a diferença de fase entre o sinal de entrada e o sinal do VCO. Essa diferença de fase é convertida em um sinal de erro. O sinal de erro passa pelo filtro de loop, que ajusta a frequência do VCO para minimizar a diferença de fase. O filtro gera uma tensão oscilante de baixa frequência que atua sobre o VCO. A reação do VCO a essa ondulação é uma mudança na frequência, ajustando-se para que a saída do VCO se aproxime da frequência do sinal de entrada. Quando as frequências se igualam, a ondulação desaparece e a tensão no filtro se estabiliza, "travando" o VCO na frequência do sinal. Esse processo é conhecido como captura do sinal, onde o VCO reconhece e sincroniza sua frequência com a do sinal de entrada. A Figura 16 apresenta esse fenômeno em que VCO rastreia a frequência e fase do sinal de entrada.

Figura 16 - Travamento do PLL.



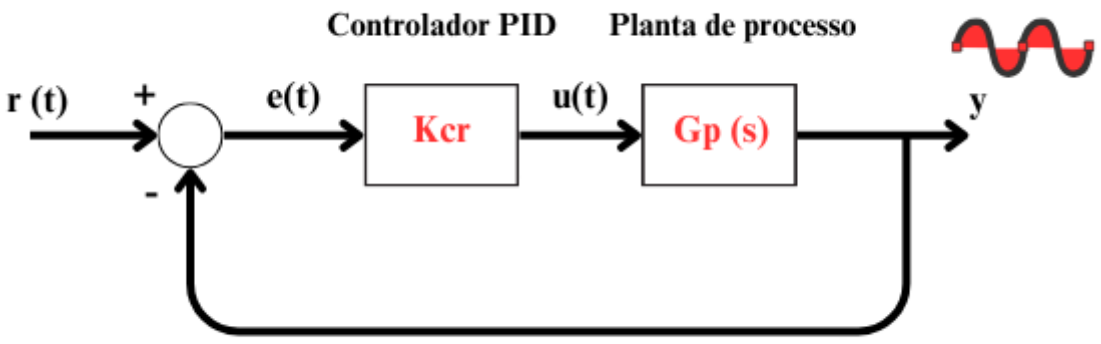
Fonte: [42]

Além do mais, a utilização do PLL é fundamental para identificar anomalias de tensão e frequência na rede de distribuição, visando atender as normas e padrões vigentes.

4.3 Método de Ziegler-Nichols

Em 1942, Ziegler e Nichols propuseram dois métodos para a sintonia de controladores PID, realizando testes em diversas plantas diferentes, mas com características de respostas semelhantes. O método consiste em determinar, experimentalmente, as características dinâmicas da malha de controle e estimar os parâmetros de sintonização do controlador que produzem uma resposta desejada para essas características dinâmicas, com objetivo de obter os valores dos ganhos dos controladores P, PI e PID. O método utilizado neste trabalho foi o da resposta oscilatória, também conhecido como método do ganho crítico, realizado a partir de uma malha fechada [44]. A Figura 17 apresenta o sistema em malha fechada utilizado para o ajuste dos parâmetros do controlador e análise do sinal de resposta para esse método.

Figura 17 - Sistema em malha fechada.



Fonte: Autor

Onde:

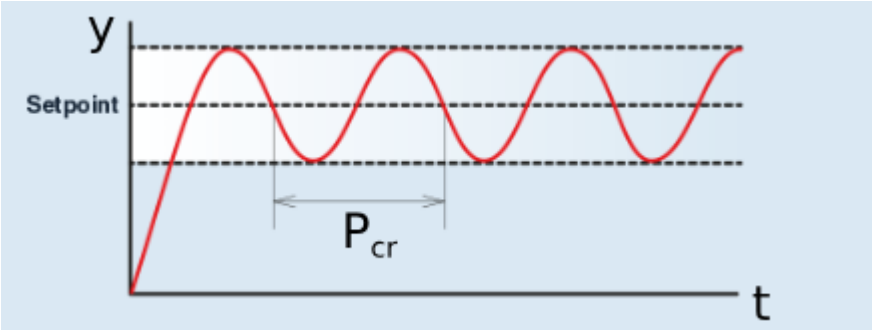
- K_{CR}- Ganho crítico;
- $G_P(s)$- Função de transferência da planta de processo;
- $r(t)$- Entrada do sistema;
- y- Saída do sistema;

Ziegler e Nichols simularam as equações de um sistema controlado e foram ajustando os valores dos componentes P (Proporcional), I (Integral), D (Derivativo) até obterem a resposta desejada na saída [45,46]. Os ajustes do PID para obter um ganho crítico (K_{CR}) correspondente a um sinal oscilatório estável na saída consiste no seguinte algoritmo:

1. Inicialmente, os valores dos componentes I e D devem ser nulos, mantendo apenas o componente P ativo;
2. O ganho proporcional (K_P) do controlador deve ser alterado gradativamente até obter um sinal de resposta oscilatória na saída. O valor da constante proporcional que causa essa oscilação constante no sistema é chamado ganho crítico (K_{CR}). O período correspondente à essas oscilações, chama-se período crítico (P_{CR}).

Esses parâmetros (K_{CR} e P_{CR}) são usados para calcular as constantes do controlador PID (P, I e D) que melhor ajustam o sistema, conforme o método de sintonia de Ziegler-Nichols. A Figura 18 mostra uma representação gráfica dessa resposta oscilatória na saída do sistema.

Figura 18 - Resposta oscilatória na saída.



Fonte: Adaptado de [47]

A Tabela 8 apresenta a regra de sintonia de Ziegler-Nichols baseada no ganho crítico (K_{CR}) e no período crítico (P_{CR}), para obter os valores dos parâmetros de ganho proporcional (K_P), tempo integral (T_i) e tempo derivativo (T_d) para os três tipos de controladores.

Tabela 8 - Regra de sintonia de Ziegler-Nichols baseada no ganho crítico.

Tipo de controlador	$\boldsymbol{K_P}$	$\boldsymbol{T_i}$	$\boldsymbol{T_d}$
P	$0{,}5.K_{CR}$	∞	0
PI	$0{,}45.K_{CR}$	$\frac{P_{CR}}{1{,}2}$	0
PID	$0{,}6.K_{CR}$	$0{,}5.P_{CR}$	$0{,}125.P_{CR}$

Fonte: [46]

A expressão do ganho integral K_i é apresentada na Equação (18).

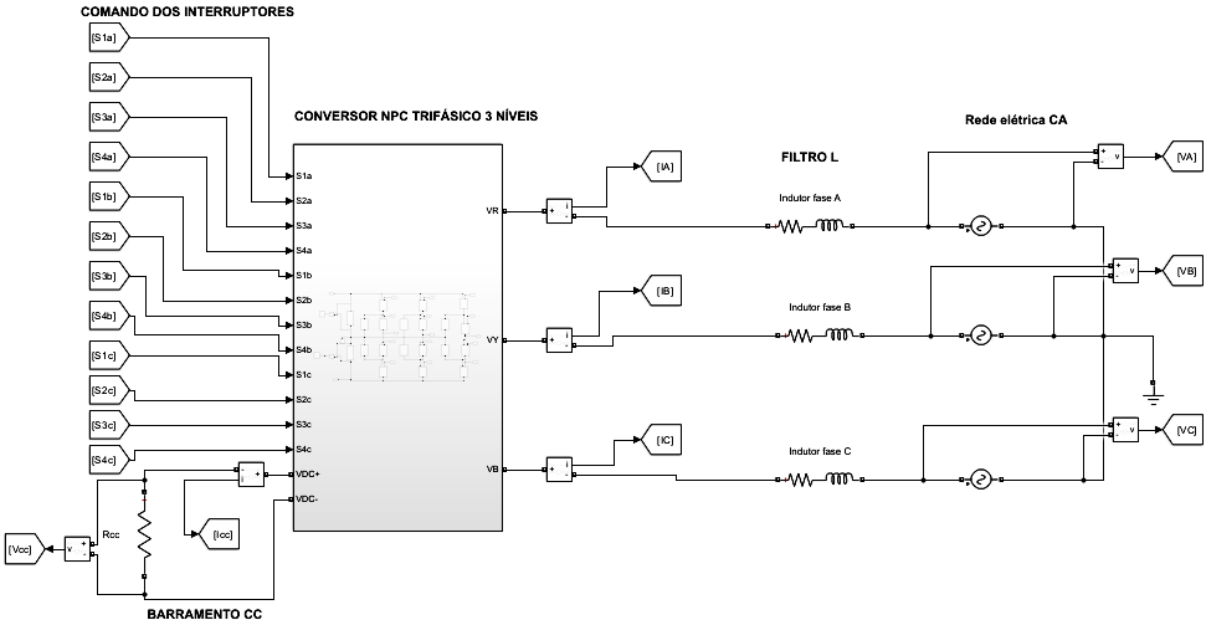
$$K_i = \frac{K_P}{T_i} \tag{18}$$

Esse método será adotado neste trabalho com o objetivo de determinar os ganhos dos controladores PI que atuam nas malhas de corrente do sistema, assegurando a estabilidade e o desempenho adequado do controle.

5 CONTROLADOR PI E DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES

Neste capítulo, serão apresentados os cálculos para os componentes do circuito de potência e os ganhos dos controladores PI para as malhas de corrente e tensão por meio de implementações por meio do software *MATLAB/Simulink*. O objetivo é obter estabilidade nos sinais de resposta do conversor ao seguir as referências de corrente e tensão. Na Tabela 9 é apresentado as especificações de projeto do sistema. Na Figura 19 é implementado o conversor NPC interligado à rede elétrica para análise do controle em malha fechada.

Figura 19 - Conversor CA/CC trifasico NPC interligado à rede elétrica.



Fonte: Autor

Tabela 9 - Parâmetros de projeto.

Parâmetro	**Valor**
Potência (P_o)	10 kW
Tensão no barramento CC (V_{CC})	800 V
Tensão eficaz de fase da rede (V_{eficaz})	220 V
Tensão eficaz de linha da rede (V_{linha})	380 V
Frequência da rede (f_{rede})	60 Hz
Frequência de chaveamento (f_s)	30 kHz
Ondulação de corrente máxima na fase (Δi_L)	10 %
Ondulação de tensão CC máxima (ΔV_{CC})	1%

Fonte: Autor

Vale ressaltar que é considerado uma rede elétrica trifásica equilibrada para o projeto do conversor NPC conectado à rede elétrica. Posteriormente, será apresentado os cálculos referentes ao valor por fase.

5.1 Pré-cálculos

Corrente eficaz na saída:

$$I_{o(eficaz)} = \frac{P_o}{3.V_{ao(eficaz)}} = \frac{10000}{3.220} = 15{,}2\ A \tag{19}$$

Corrente de pico na saída:

$$I_{op} = \sqrt{2}.I_{o(eficaz)} = 21{,}4\ A \tag{20}$$

Tensão de pico da rede elétrica:

$$V_{aop} = \sqrt{2}.V_{ao(eficaz)} = 311{,}1\ V \tag{21}$$

Índice de modulação:

$$M = \frac{2.V_{aop}}{V_{cc}} = \frac{(2.311{,}1)}{800} = 0{,}78 \tag{22}$$

5.2 Cálculo da indutância de fase da rede elétrica (filtro L)

Para o dimensionamento da indutância de fase da rede elétrica (filtro L) foi adotado a ondulação máxima de corrente permitida devido a componente de alta frequência. A ondulação máxima da corrente no indutor foi de 10% em relação ao valor da corrente de pico na fase. Com base em [48], através do circuito equivalente monofásico do inversor conectado à rede elétrica é possível deduzir a Equação (23) que estabelece a tensão média no indutor no tempo para um período de chaveamento (T). Onde I_{op} é a corrente de pico que circula no indutor.

$$\bar{v}_L = L\frac{di_L}{dt} \rightarrow \quad L = M.\frac{\left(\frac{V_{CC}}{2} - V_{aop}\right)}{\Delta i_L . f_s} \tag{23}$$

Temos que:

$$\Delta i_L = 10\% \,.\, I_{op} = 0{,}1.\,21{,}4 = 2{,}14\ A \tag{24}$$

Substituindo os parâmetros em (23), obtém-se:

$$L = 0{,}78.\frac{\left(\frac{800}{2} - 311{,}1\right)}{2{,}14.\,30000} = 1{,}1\ mH \tag{25}$$

5.3 Cálculo da capacitância do barramento CC

Desconsiderando as perdas, o conversor e o filtro são considerados ideais. Isso implica que a potência ativa entregue para a rede elétrica pode ser considerada a potência que percorre os capacitores presentes no barramento CC. Podendo ser expresso matematicamente através da Equação (26):

$$P_{CC} = P_O = V_{CC}.I_{CC} = 10\ kW \tag{26}$$

Com base nos estudos de [49], foram realizadas simulações numéricas para avaliar o espectro harmônico da corrente em um dos capacitores do barramento de corrente contínua. Os resultados indicaram que é viável reduzir a capacitância do barramento.

Entretanto, na prática, é essencial considerar a corrente eficaz no capacitor, limitações tecnológicas, aspectos de controle e segurança operacional do conversor. Além disso, deve-se contemplar situações de desequilíbrio entre fases, falta de fases, falhas ou desconexões repentinas de carga, demandando um banco de capacitores maior para absorver a energia envolvida. Sendo assim, as simulações utilizam o valor máximo de capacitância, conforme determinado pela expressão (27). A ondulação máxima da tensão no barramento CC foi de 1% em relação ao valor da tensão do capacitor no barramento CC (V_{CC}).

$$C_{Bmáx} = \frac{P_O}{6.f_{rede}.V_{CC}.\Delta V_{CC}}$$
$$C_{B1máx} = C_{B2máx} = 2.C_{Bmáx} \tag{27}$$

$C_{B1máx}$ e $C_{B2máx}$ são os dois capacitores em série no barramento CC do conversor NPC.

Temos que:

$$\Delta V_{CC} = 1\% \,.V_{CC} = 0{,}01.800 = 8\,V \tag{28}$$

Substituindo os parâmetros em (27), obtém-se:

$$C_{Bmáx} = \frac{10000}{6.60.800.8} = 4{,}34\,mF$$
$$C_{B1máx} = C_{B2máx} = 2.C_{Bmáx} = 8{,}68\,mF \tag{29}$$

Dessa forma, conforme os valores comerciais e simulações, foram escolhidos dois capacitores de 8,2 mF que suportam 400 V_{CC}.

Resistência nominal no barramento CC:

$$R_{CC} = \frac{{V_{CC}}^2}{Pcc} = \frac{800^2}{10000} = 64\,\Omega \tag{30}$$

Corrente no barramento CC:

$$I_{CC} = \frac{Pcc}{Vcc} = \frac{10000}{800} = 12{,}5\,A \tag{31}$$

A carga R_{CC} é utilizada para simular o processo de carregamento da bateria do veículo elétrico. Esta carga é representativa da resistência interna da bateria durante o processo de carregamento, onde a corrente CC é fornecida pelo conversor. O valor de R_{CC} pode ser ajustado conforme o perfil de carregamento da bateria.

5.4 PLL e transformação $abc \rightarrow dq0$

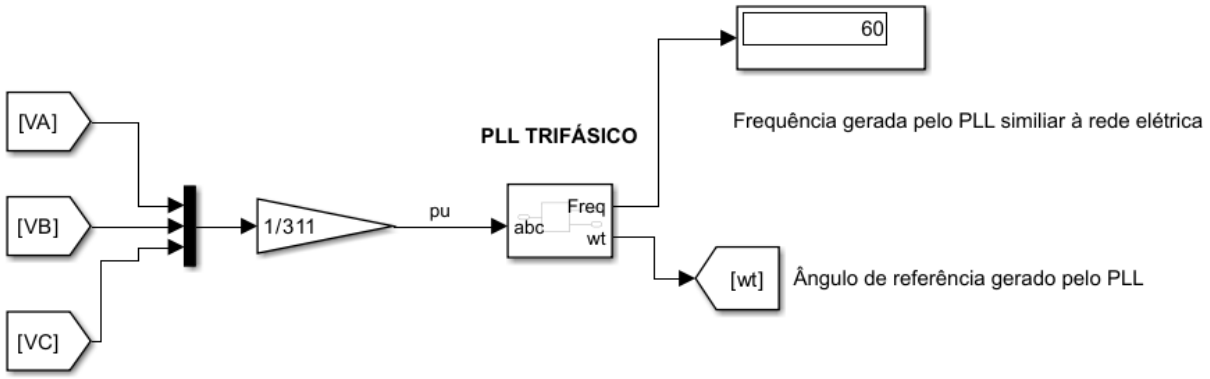
5.4.1 PLL

Para a sincronização da rede elétrica com o conversor, é implementado um *Phase Locked Loop* (PLL) trifásico. O PLL recebe em sua entrada as tensões de fase da rede elétrica V_A, V_B e V_C em valores por unidade (pu). O sinal de entrada trifásico (abc) é internamente convertido para coordenadas dq0 por meio da transformada de Park.

O bloco PLL (3ph) modela um sistema de controle de malha fechada baseado em PLL, que rastreia a frequência e a fase de um sinal trifásico senoidal utilizando um oscilador de frequência interno. O sistema de controle ajusta a frequência do oscilador interno para manter a diferença de fases igual a zero. Além disso, o controlador interno PID possui ganhos ajustados automaticamente.

Os sinais de saída do PLL consistem na frequência e no ângulo de sincronismo (wt) gerados pelo sistema interno, conforme apresentado na Figura 20.

Figura 20 - Bloco PLL (3ph).

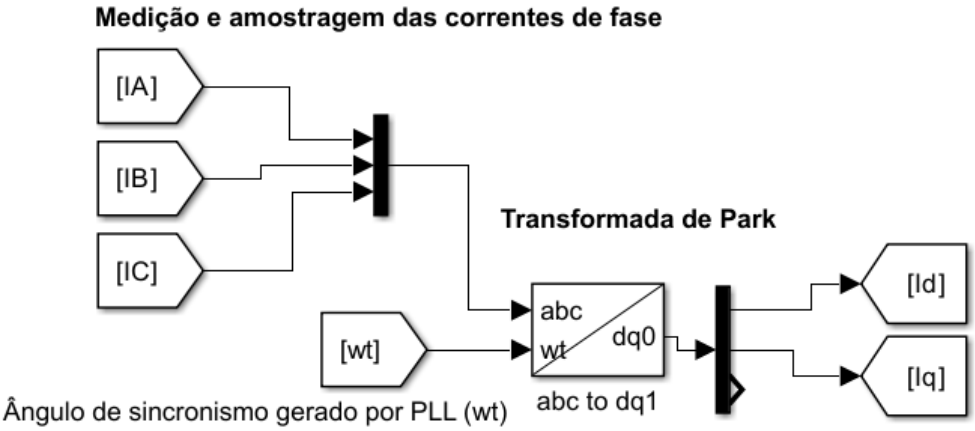


Fonte: Autor

5.4.2 Transformação de Park $abc \rightarrow dq0$

O bloco $abc \rightarrow dq0$ usa uma transformação de Park para transformar um sinal trifásico (abc) das correntes de fase da rede elétrica em um referencial rotativo dq0. A posição angular do referencial rotativo é dada pela entrada wt, em radianos, gerada pelo PLL conforme apresenta a Figura 21.

Figura 21 - Transformação das coordenadas em dq0.



Fonte: Autor

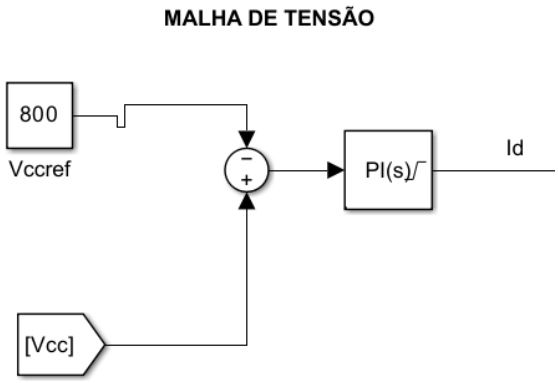
Após a transformação em dq0, o sinal de Id (corrente no eixo direto) e Iq (corrente em quadratura) são enviados para as malhas de controle de corrente.

5.5 Malhas de tensão e corrente

5.5.1 Controlador de tensão

A Figura 22 apresenta a malha de tensão CC utilizada na estratégia de controle do conversor em malha fechada. Trata-se de uma malha de regulação, responsável por ajustar a corrente de pico ativa (Id) e, consequentemente, regular automaticamente a potência ativa. A saturação desse PI é limitada conforme o valor desejado de corrente de pico ativa que flui no conversor.

Figura 22 - Malha de regulação para controle de potência ativa.



Fonte: Autor

Para determinar os ganhos K_P e K_i do controlador PI da malha de tensão, foram realizadas diversas simulações computacionais utilizando o método de tentativa e erro. Os valores obtidos para esses ganhos estão apresentados na Tabela 10.

Tabela 10 - Ganhos do controlador PI da malha de tensão.

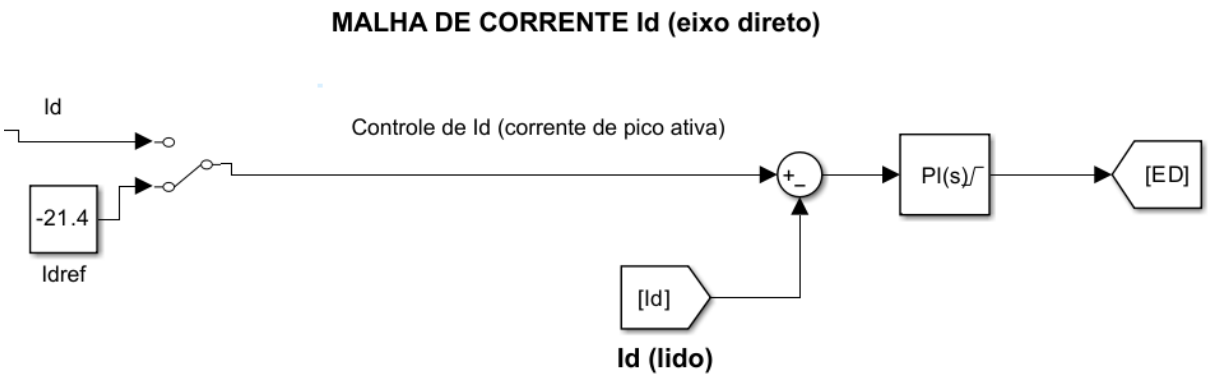
Ganhos do controlador PI	**Valor**
$\boldsymbol{K_P}$	0,5
$\boldsymbol{K_i}$	7

Fonte: Autor

5.5.2 Controladores de corrente

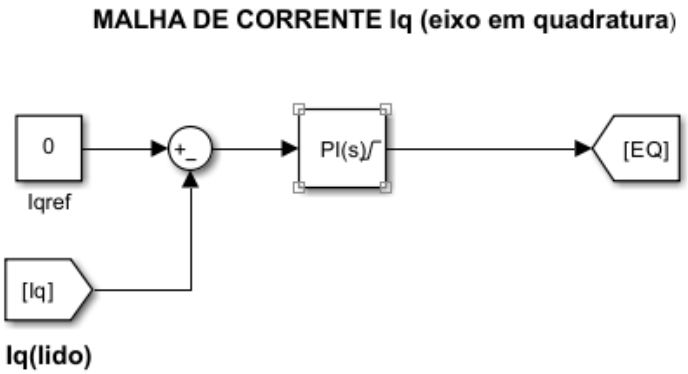
As Figuras 23 e 24 apresenta as duas malhas de corrente, já com as correntes trifásicas transformadas em coordenadas dq0. Onde a corrente ativa (Id) é correspondente à corrente de pico na fase da rede elétrica, podendo ser ajustada através da regulação na malha de tensão. Já a corrente reativa (Iq) tem seu valor de referência em 0, com intuito de manter o fator de potência próximo à 1.

Figura 23 - Malha de corrente Id (corrente no eixo direto).



Fonte: Autor

Figura 24 - Malha de corrente Iq (corrente no eixo em quadratura).



Fonte: Autor

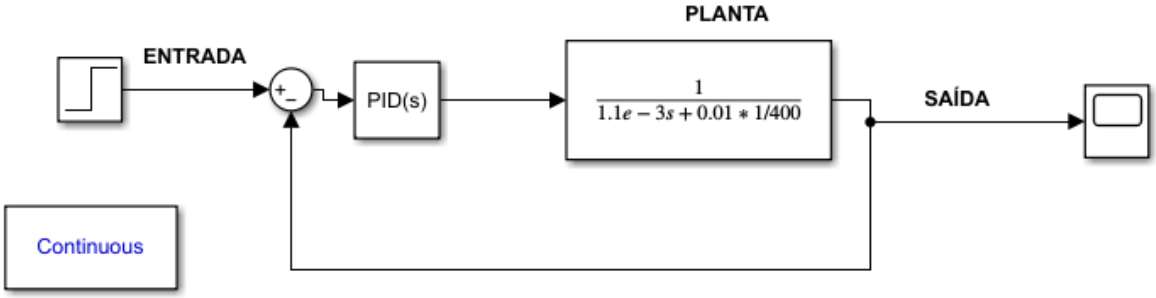
A partir da função de transferência da corrente no eixo direto e em quadratura em função das suas razões cíclicas conforme definidas por (16) e (17), é possível aplicar o método de Ziegler-Nichols para obter os valores de K_P e K_i do controlador PI da malha de corrente. Considerando o $R = 0{,}01\ \Omega$ e substituindo nas equações (16) e (17), obtém-se as plantas de corrente no eixo rotativo dq:

$$G_{Id}(s) = \frac{400}{0{,}0011s + 0{,}01} \tag{32}$$

$$G_{Iq}(s) = \frac{400}{0{,}0011s + 0{,}01} \tag{33}$$

A Figura 25 apresenta a implementação do método Ziegler-Nichols para as funções de transferências expressas em (32) e (33).

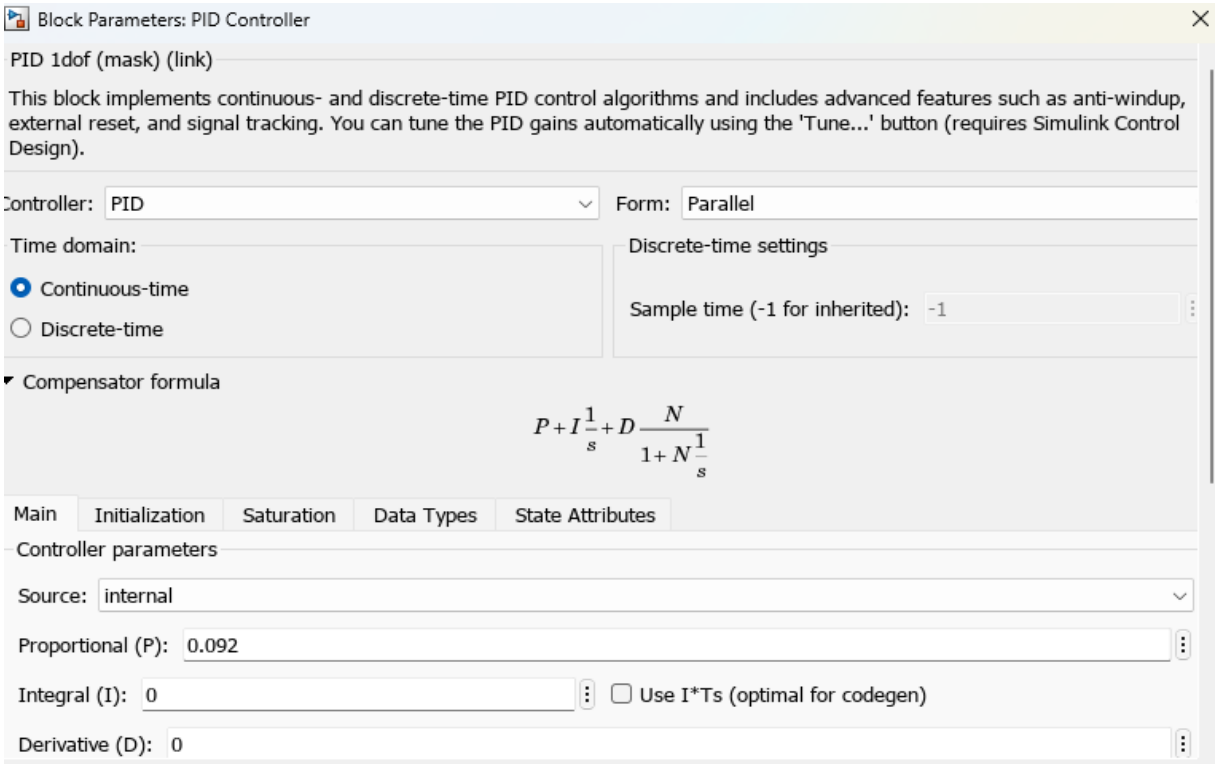
Figura 25 - Método de Ziegler-Nichols.



Fonte: Autor

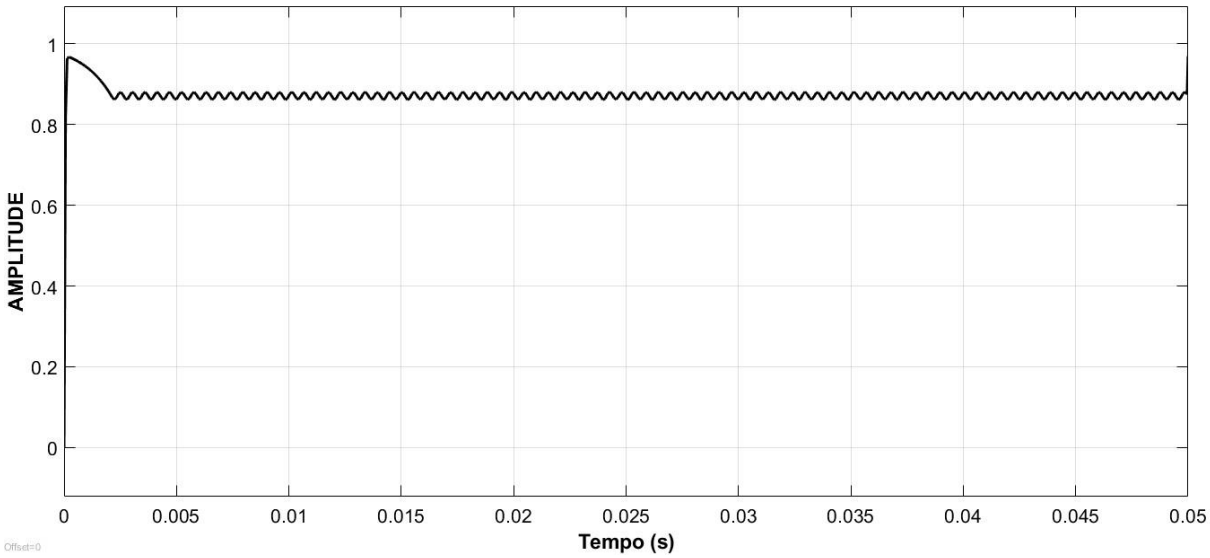
As Figuras 26 e 27 apresentam o ganho critico (K_{CR}) e o sinal de resposta oscilatório na saída, respectivamente. Dessa forma, através do sinal de resposta oscilatório, é possível obter o valor do período crítico (P_{CR}), como mostra a a Figura 28.

Figura 26 - Ganho crítico no controlador PID.



Fonte: Autor

Figura 27 - Resposta oscilatória na saída.



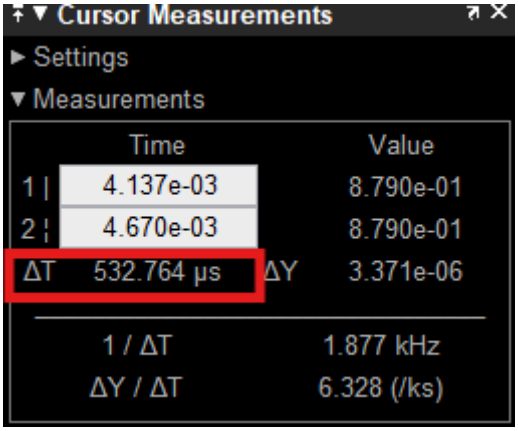
Fonte: Autor

O valor de ganho crítico obtido correspondente ao sinal oscilatório na saída do sistema foi de $K_{CR} = 0{,}092$, como mostra a Figura 26. Dessa forma, é possível realizar o cálculo do valor de K_p do controlador PI das malhas de corrente utilizando os dados da Tabela 8 do Capítulo 4. obtém-se:

$$K_p = 0{,}45.K_{CR} \rightarrow K_p = 0{,}04 \tag{34}$$

Utilizando a ferramenta *Cursor Measurements*, é possível obter o período crítico (P_{CR}) do sinal oscilatório, conforme ilustrado na Figura 28.

Figura 28 - Período crítico (Pcr).



Fonte: Autor

Utilizando os dados da Tabela 8 para determinar T_i ,define-se:

$$T_i = \frac{P_{CR}}{1{,}2} \rightarrow T_i = 443{,}97\ \mu s \tag{35}$$

Dessa forma, realiza-se o cálculo do valor de K_i do controlador PI para as malhas de corrente, substituindo (34) e (35) na Equação (36). Obtém-se:

$$K_i = \frac{K_P}{T_i} \rightarrow K_i = 90 \tag{36}$$

A Tabela 11 apresenta os valores dos ganhos K_P e K_i do controlador PI das malhas de corrente, obtidos por meio do método do ganho crítico de Ziegler-Nichols.

Tabela 11 - Ganhos do controlador PI da malha de corrente.

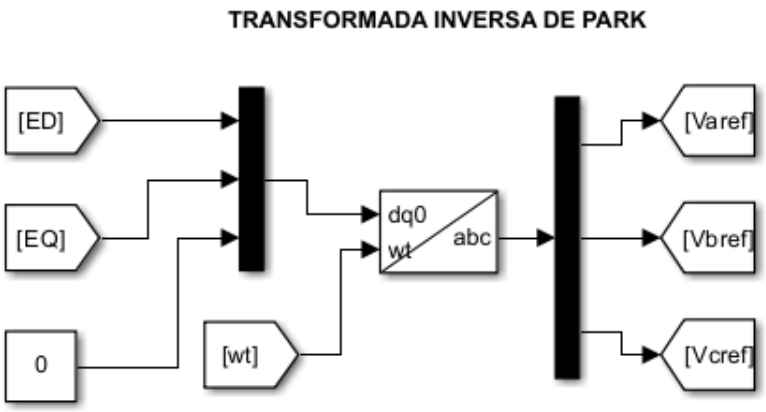
Ganhos do controlador PI	Valor
K_P	0,04
K_i	90

Fonte: Autor

5.5.3 Modulação PWM

A saturação dos controladores PI para a malha de corrente é limitada ao índice de modulação no intervalo de -1 a 1, visto que os sinais na saída dos controladores PI (ED e EQ) são convertidos para o sistema de coordenadas de origem (abc) por meio da transformada inversa de Park, gerando um sinal senoidal de referência (sinal de controle) denominado modulante, utilizado na modulação PWM-PD para o comando dos interruptores do conversor NPC como mostra as Figuras 29,30 e 31.

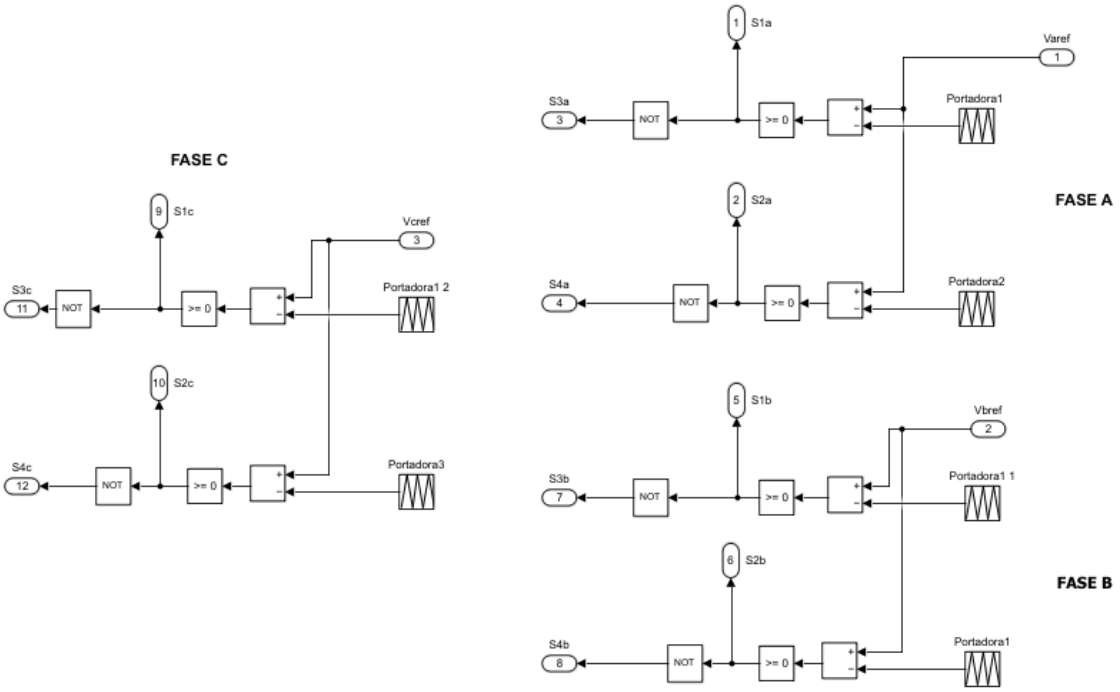
Figura 29 - Transformada inversa de Park dq0→abc.



Fonte: Autor

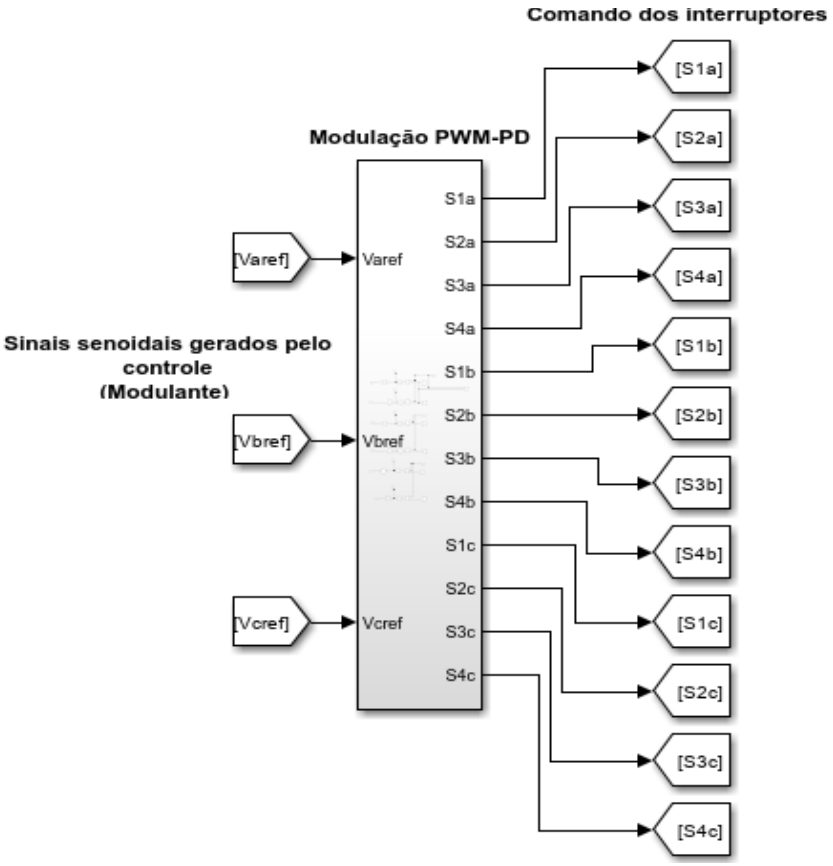
A Figura 29 apresenta a transformação $dq0 \rightarrow abc$ para gerar sinais senoidais de referências V_{aref},V_{bref} e V_{cref}, correspondente a cada fase. Esses sinais são aplicados na modulação PWM-PD, conforme ilustrado na Figura 30.

Figura 30 - Modulação PWM-PD com sinal senoidal gerado pelo controle.



Fonte: Autor

Figura 31 - Comando dos interruptores do NPC através da modulação PWM-PD.



Fonte: Autor

6 RESULTADOS E SIMULAÇÕES

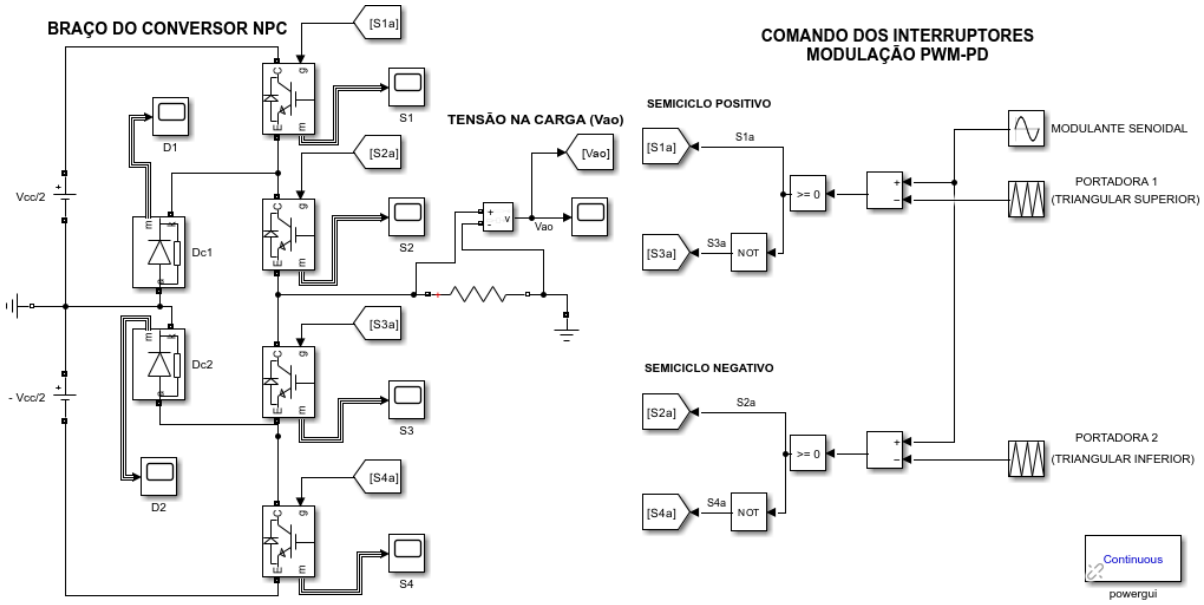
Inicialmente, foi proposta a implementação em malha aberta de um dos braços do conversor NPC conectado a uma carga R. Posteriormente, o circuito foi associado a um filtro LC com a mesma carga R no lado CA, com objetivo de analisar o funcionamento básico do conversor. Essa análise visa obter as formas de ondas da tensão de saída na carga e da modulação PWM.

6.1 Conversor NPC conectado a carga R

A Figura 32 apresenta a implementação de um braço do conversor NPC associado a duas fontes CC, representando os capacitores, e com a carga resistiva R conectada na saída. Também é exibida a estratégia de modulação PWM-PD. O cálculo do valor da carga R é expresso por:

$$R_o = \frac{{V_{eficaz}}^2}{P_o} = \frac{220^2}{10.10^3} = 4{,}8\ \Omega \tag{37}$$

Figura 32 - Conversor NPC conectado a carga R.

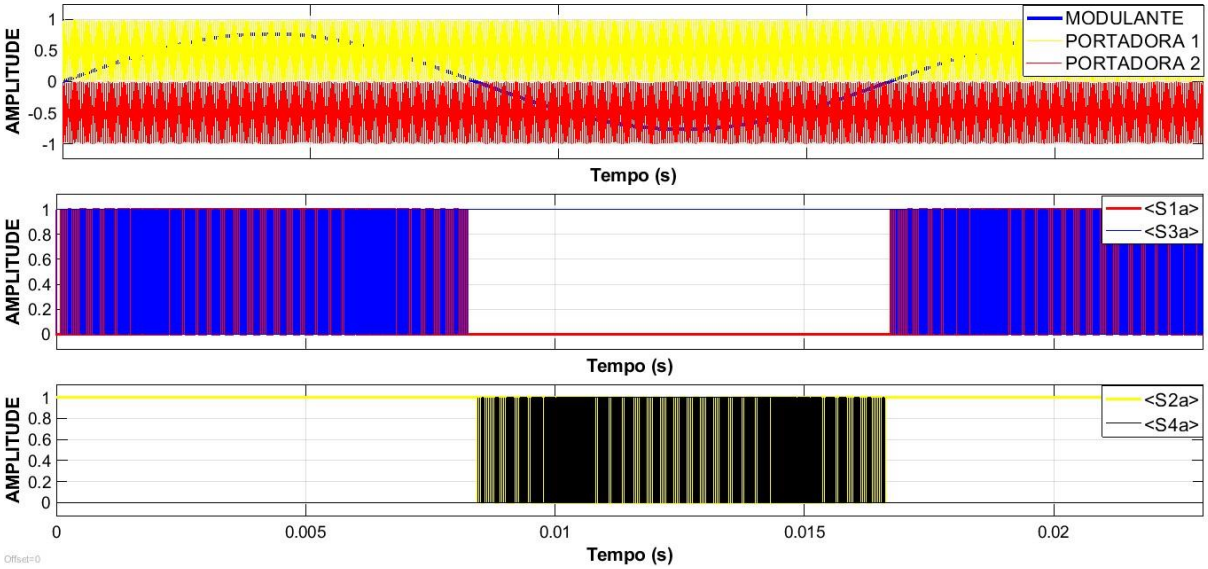


Fonte: Autor

A Figura 33 mostra comparação entre os sinais da modulante senoidal de baixa frequência (60 Hz) e as duas portadoras triangulares em alta frequência de chaveamento 30 kHz que gerou

os pulsos de comando nos interruptores IGBTS S_{1A} , S_{2A}, S_{3A} e S_{4A}. Vale ressaltar que as portadoras estão em fase entre si e deslocadas em nível.

Figura 33 - Modulação PWM-PD e comando dos interruptores.



Fonte: Autor

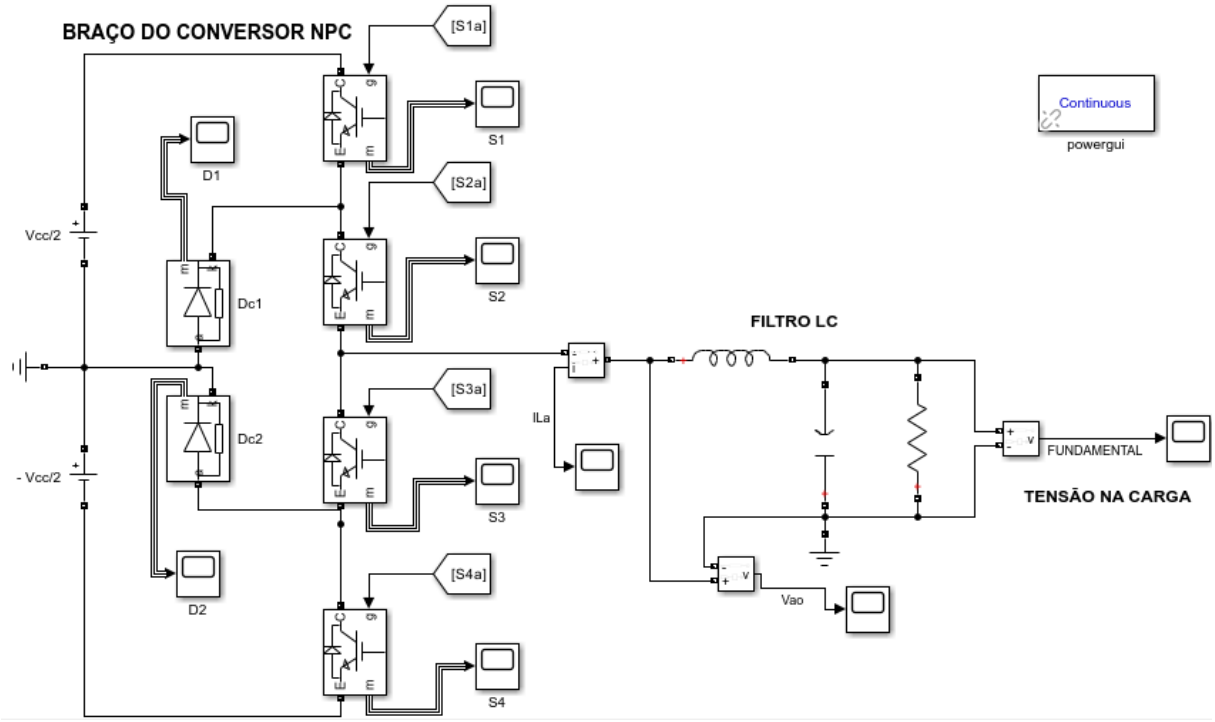
Na Figura 33, nota-se o acionamento dos interruptores $S_{1A} - S_{3A}$ e $S_{2A} - S_{4A}$ acontecendo de forma complementar. Dessa forma, quando S_{1A} é acionado, S_{3A} permanece bloqueado, e vice-versa. Durante o semiciclo positivo do sinal de referência senoidal, caso o sinal da modulante for maior que o da portadora 1, S_{1A} recebe o comando para condução, enquanto S_{3A} permanece bloqueado e vice-versa. Nesse semiciclo, pode se observar que o S_{2A} permanece acionado e S_{4A} bloqueado.

No semiciclo negativo do sinal de referência senoidal, quando o sinal da modulante é maior que a portadora 2, S_{2A} é acionado e, enquanto S_{4A} é bloqueado e vice-versa. Durante esse período, S_{3A} conduz e S_{1A} é bloqueado. Sendo assim, permite o fluxo de potência bidirecional do barramento CC em direção à rede elétrica através dos interruptores do conversor NPC, ou da rede elétrica para o barramento CC da estação de recarga.

6.2 Conversor NPC conectado ao filtro LC e carga R

A Figura 34 apresenta a implementação do braço do conversor NPC associado a duas fontes CC, representando os capacitores, conectado a um filtro LC com uma carga R na saída. Os valores dos componentes de indutância (L) e capacitância do filtro são calculados conforme a definição em [50].

Figura 34 - Conversor NPC conectado a um filtro LC e carga R.



Fonte: Autor

A frequência de corte (ω_c) é calculada com a seguinte consideração de projeto:

$$\omega_c = 2.\pi.\frac{f_s}{10} = \frac{2.\pi.30000}{10} \tag{38}$$

Considera-se coeficiente de amortecimento $\xi = 1$ para evitar oscilações e deslocamento de fases em baixas frequências. Dessa forma, é possível calcular o valor da capacitância do filtro (C_f), define-se:

$$C_f = \frac{1}{2.R_o.\xi.\omega_c} \tag{39}$$

Substituindo (37) e (38) em (39), obtém-se:

$$C_f = \frac{1}{\frac{2.4{,}8.2.\pi.30000}{10}} = 5{,}5\ \mu F \tag{40}$$

Sendo assim, define-se a expressão da indutância do filtro (L_f):

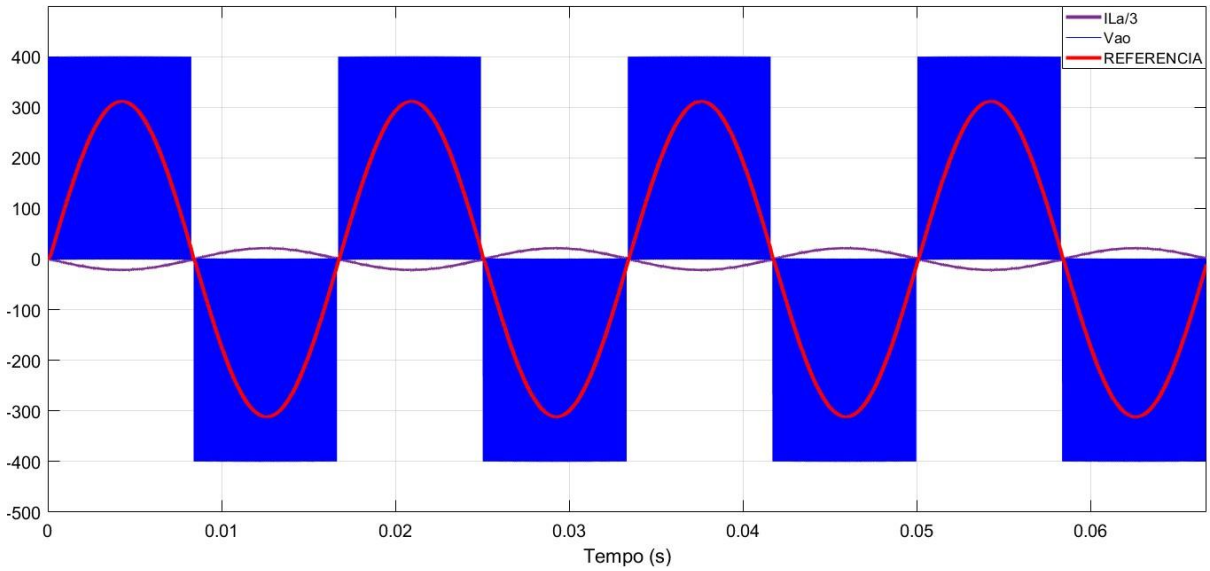
$$L_f = \frac{1}{{\omega_c}^2.C_f} \tag{41}$$

O valor da indutância (L_f) é obtido substituindo (38) e (40) em (41), obtém-se:

$$L_f = \frac{1}{\left(\frac{2.\pi.30000}{10}\right)^2.5{,}5.10^{-6}} = 0{,}51\ mH \tag{42}$$

A Figura 35 apresenta as formas de onda de tensão de saída V_{ao} , tensão fundamental (referência) e corrente no indutor de filtro $I_{La}/3$.

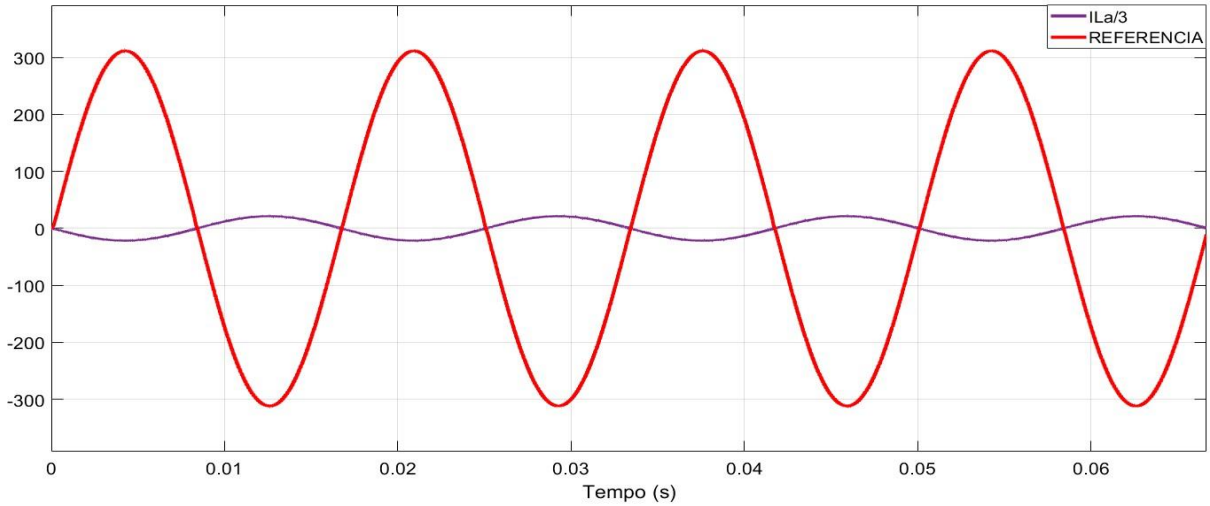
Figura 35 - Formas de ondas na saída do conversor.



Fonte: Autor

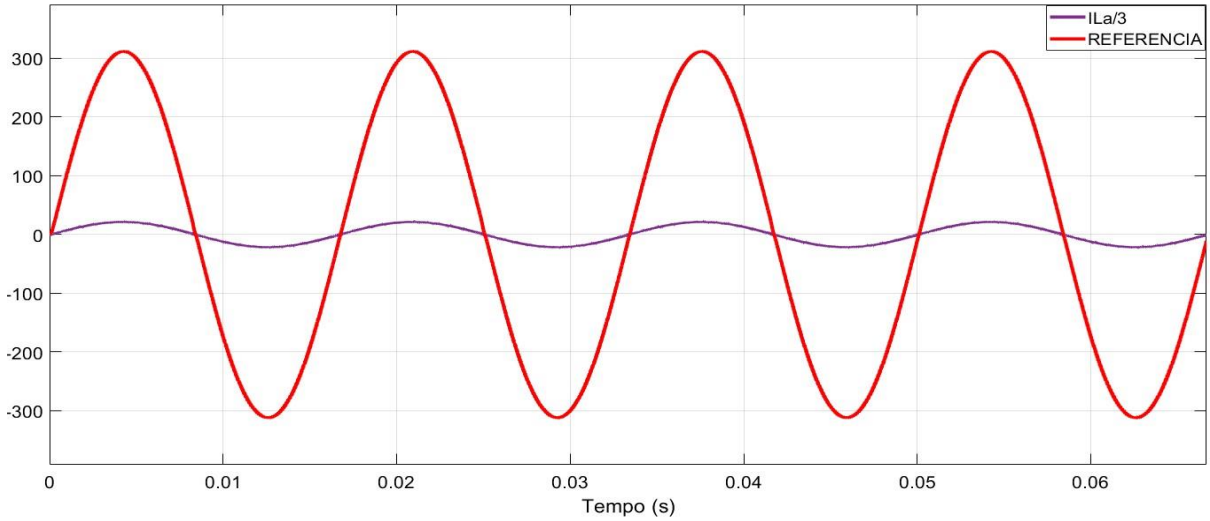
Na Figura 35, observam-se os três níveis de tensão na saída ($V_{CC}/2$, 0,$-V_{CC}/2$) considerando a carga do lado CA, onde a forma de onda de corrente no indutor apresenta característica senoidal. Ao analisar o sentido da corrente, verifica-se que, quando esta está em oposição de fase à tensão, ocorre a injeção de corrente na rede elétrica, indicando que o fluxo de potência se dá do lado CC para o lado CA. Por outro lado, quando a corrente está em fase com a tensão fundamental, o fluxo de potência ocorre do lado CA para o lado CC, caracterizando a absorção de corrente da rede elétrica. As Figuras 36 e 37 ilustram esse comportamento, validando o fluxo de potência bidirecional em um conversor NPC.

Figura 36 - Tensão fundamental da rede e corrente injetada na rede elétrica.



Fonte: Autor

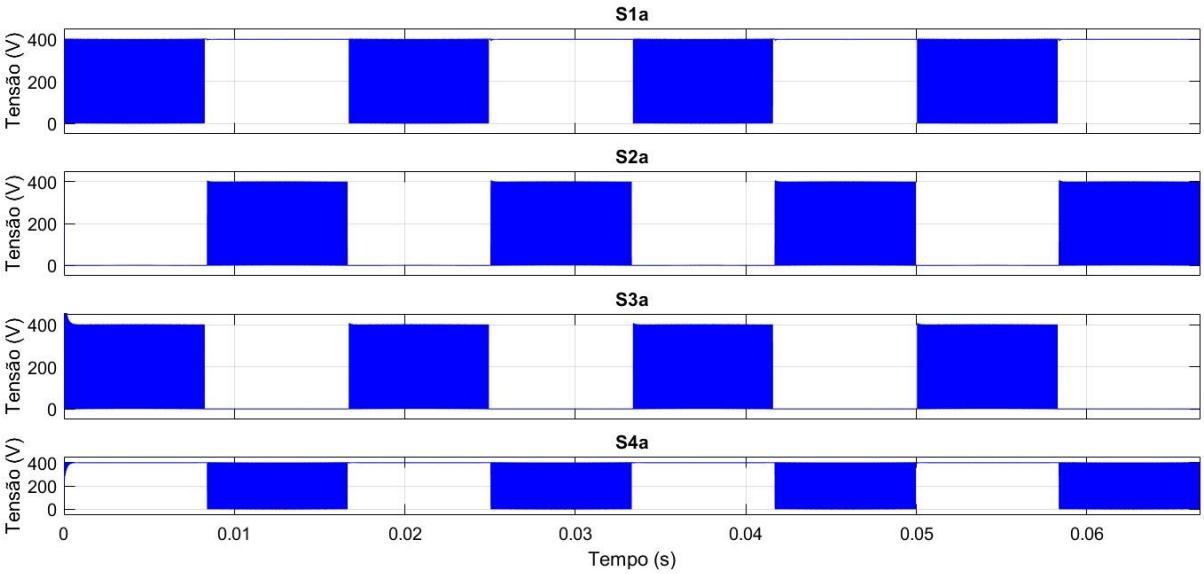
Figura 37 - Tensão da rede e corrente absorvida da rede elétrica.



Fonte: Autor

A Figura 38 mostra as formas de onda das tensões nos semicondutores IGBTS. Nota-se que a tensão máxima é de 400V, correspondente à metade da tensão total do barramento CC 800 V.

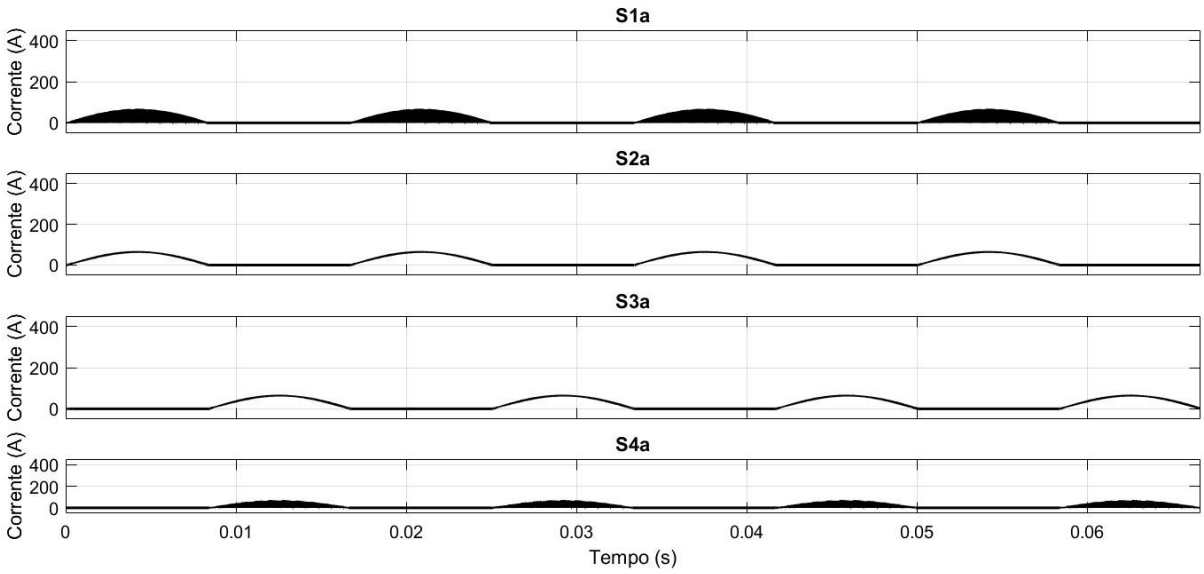
Figura 38 - Formas de onda das tensões nos semicondutores.



Fonte: Autor

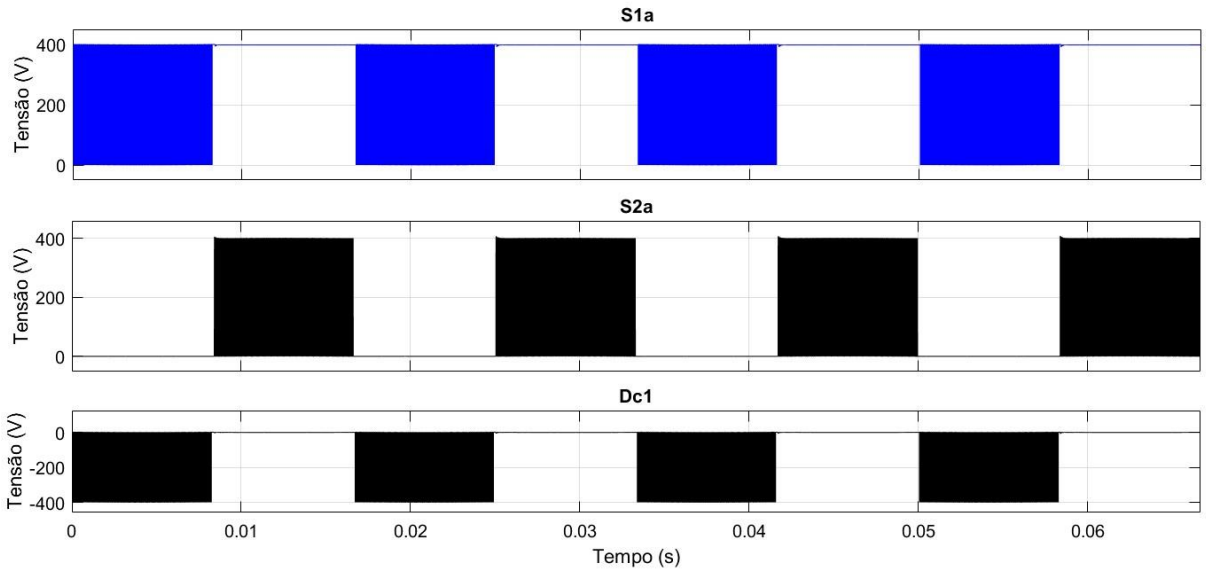
A Figura 39 mostra as formas de onda de correntes nos semicondutores IGBTS. Já a Figura 40 mostra a forma de onda de tensão nos semicondutores S_{1A}, S_{2A} e no diodo de grampeamento D_{C1} . Nota-se o comportamento das etapas de operação do Capítulo 3.

Figura 39 - Formas de onda das correntes nos semicondutores.



Fonte: Autor

Figura 40 - Formas de onda da tensão S1a, S2a e Dc1.

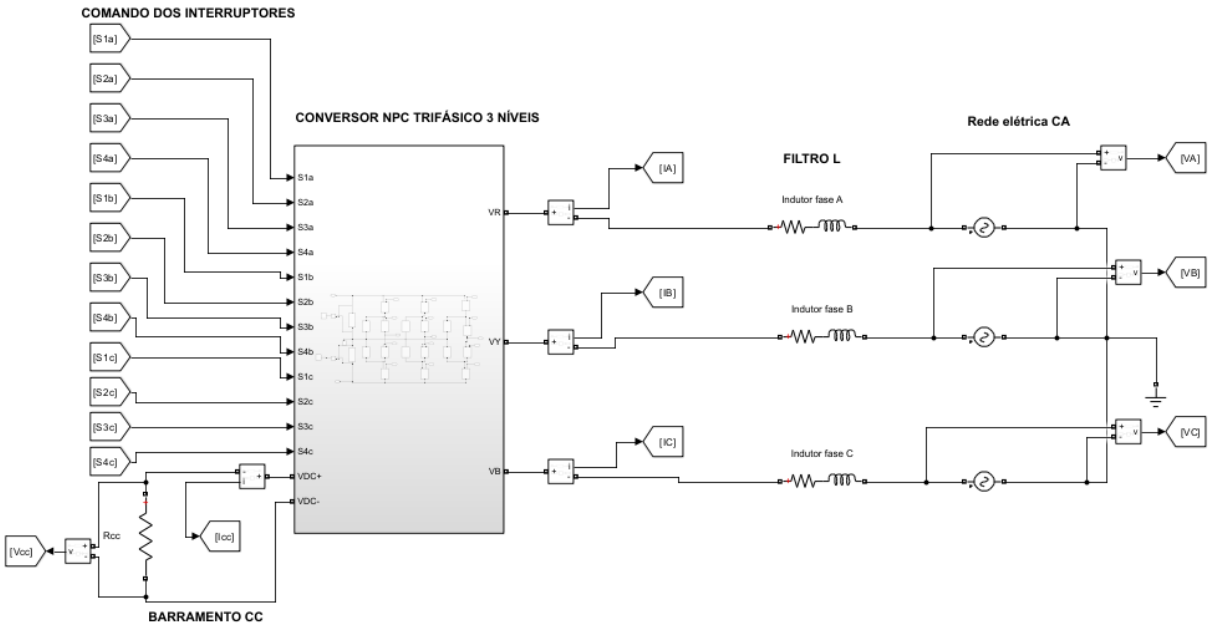


Fonte: Autor

6.3 Conversor NPC controlado em malha fechada

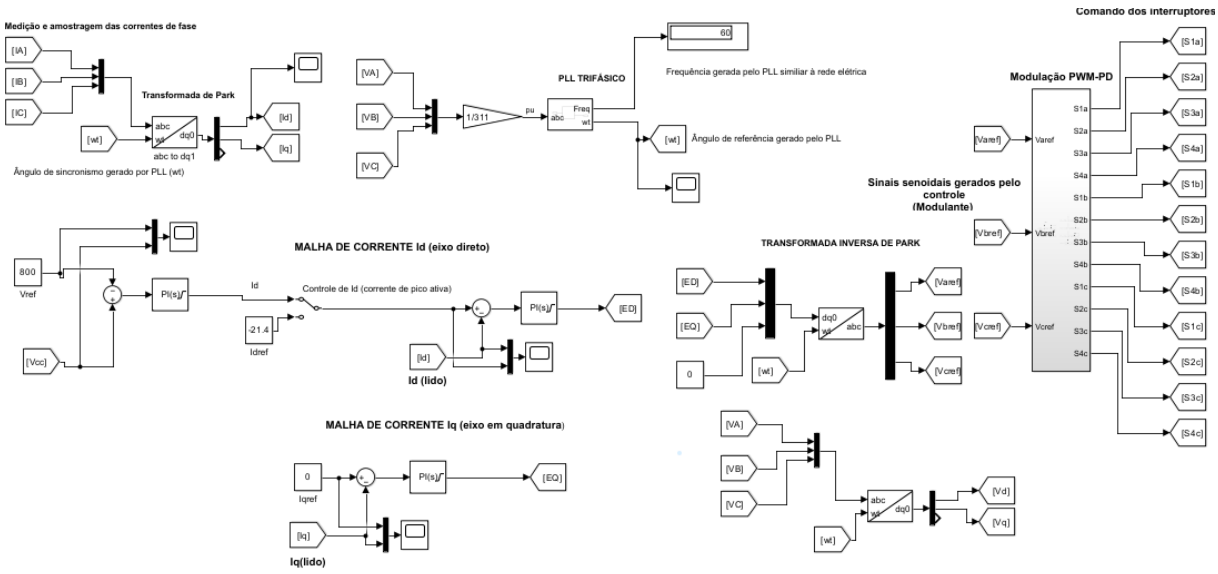
As Figuras 41 e 42 apresenta a implementação do conversor NPC conectado à rede elétrica, juntamente com a estratégia de controle em malha fechada utilizada para regular a corrente de pico ativa e a potência ativa.

Figura 41 - Implementação do Conversor NPC interligado à rede elétrica para controle.



Fonte: Autor

Figura 42 - Estratégia de controle em malha fechada utilizada na simulação.

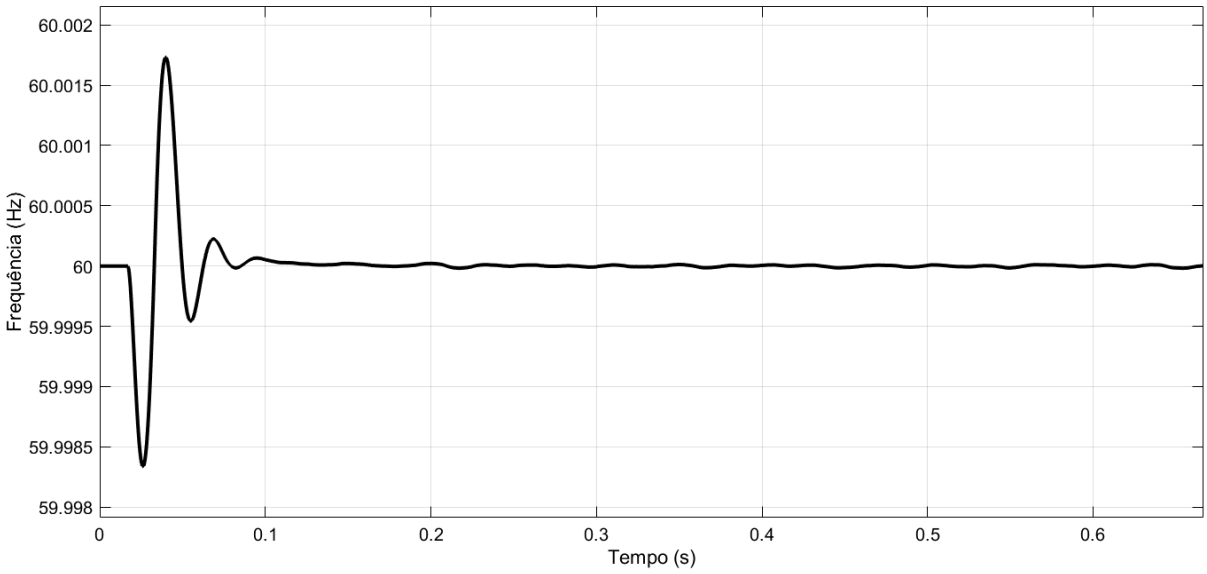


Fonte: Autor

6.3.1 Sincronismo com a rede elétrica

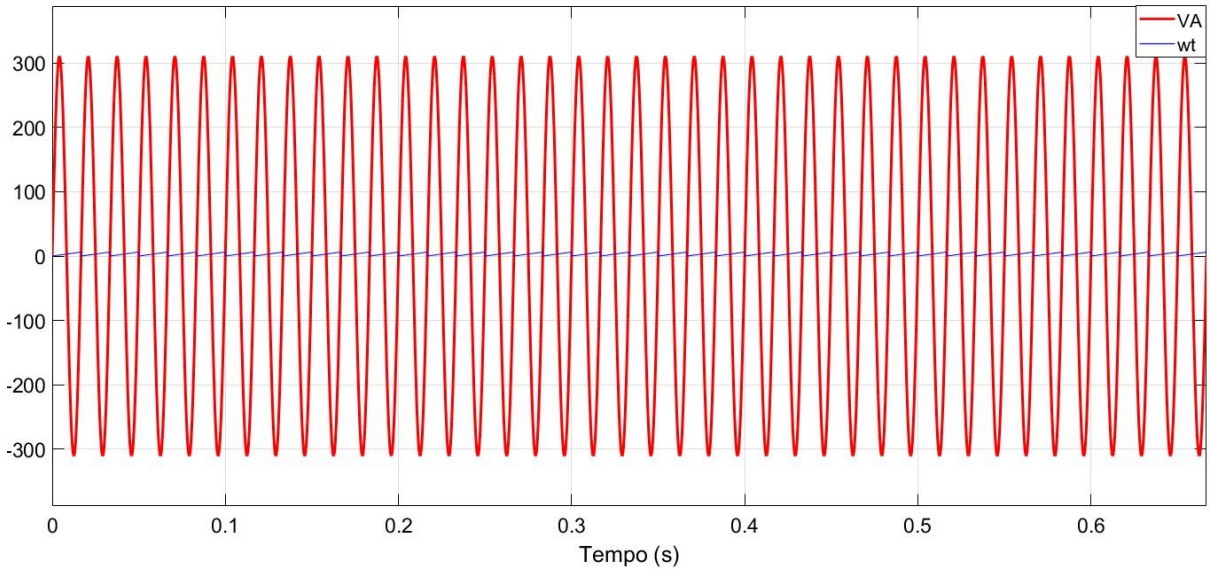
Três tensões foram divididas pelo pico da tensão fase-neutro (FN) para que fossem expressas em valores por unidade (PU). A saída do bloco PLL indicou uma frequência de 60 Hz, e o ângulo de referência (ωt) gerou uma rampa sincronizada com a tensão V_A da rede. Para validar o sincronismo do PLL, verificou-se que a frequência gerada era similar à frequência da rede (60 Hz), como mostra a Figura 43. Em seguida, foi plotada a tensão em relação ao sinal de dente de serra do ângulo de sincronismo, constatando-se que o ângulo gerado pelo PLL está em fase com o sinal de referência, como apresenta as Figuras 44 e 45.

Figura 43 - Sinal de frequência na saída do PLL trifásico.



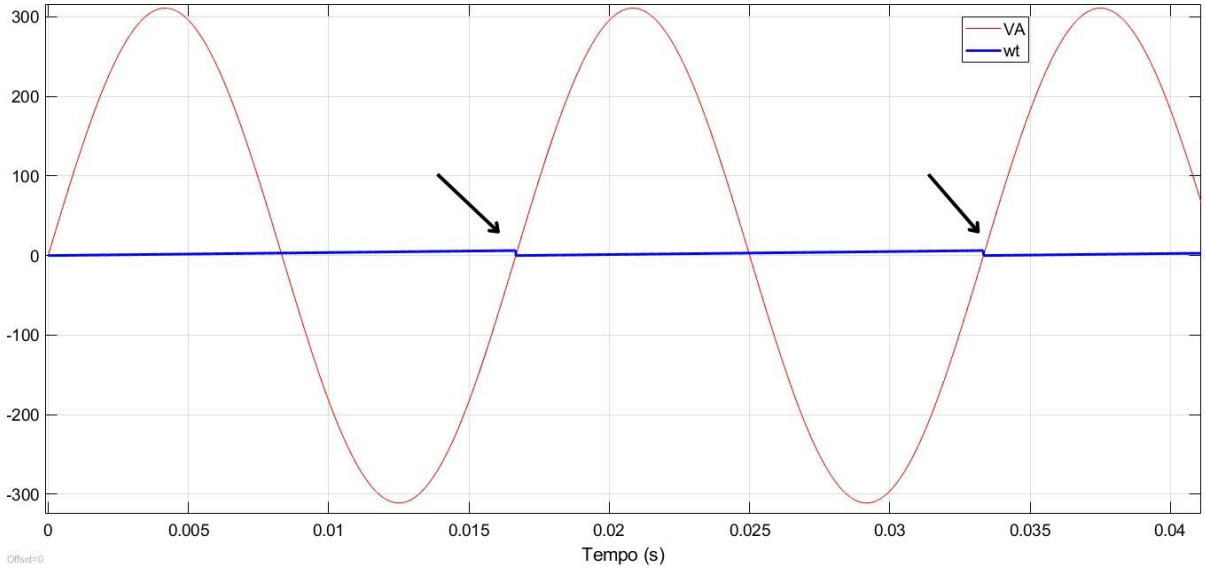
Fonte: Autor

Figura 44 - Tensão da rede sincronizada com ωt.



Fonte: Autor

Figura 45 - Ampliação do sinal da tensão de rede sincronizada com ωt.

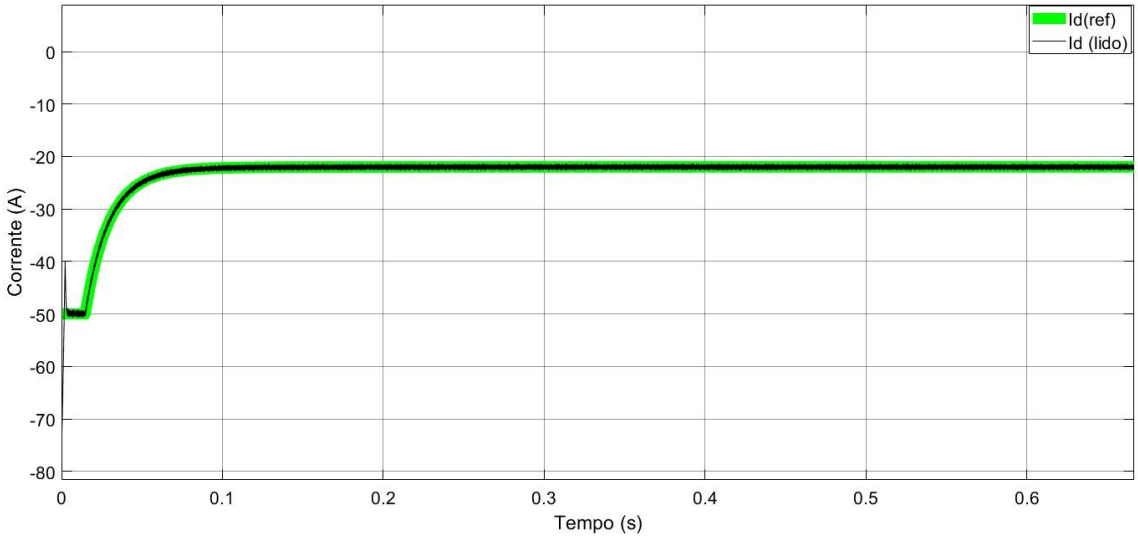


Fonte: Autor

6.3.2 Análise das malhas de corrente e tensão

As Figuras 46,47 e 48 apresentam as correntes e tensão seguindo fielmente as referências de suas respectivas malhas. A referência da malha de tensão é 800 V, enquanto as referências das malhas de corrente são de 21,4 A para corrente de pico ativa no eixo direto (Id) e de 0 A para a corrente reativa no eixo em quadratura (Iq).

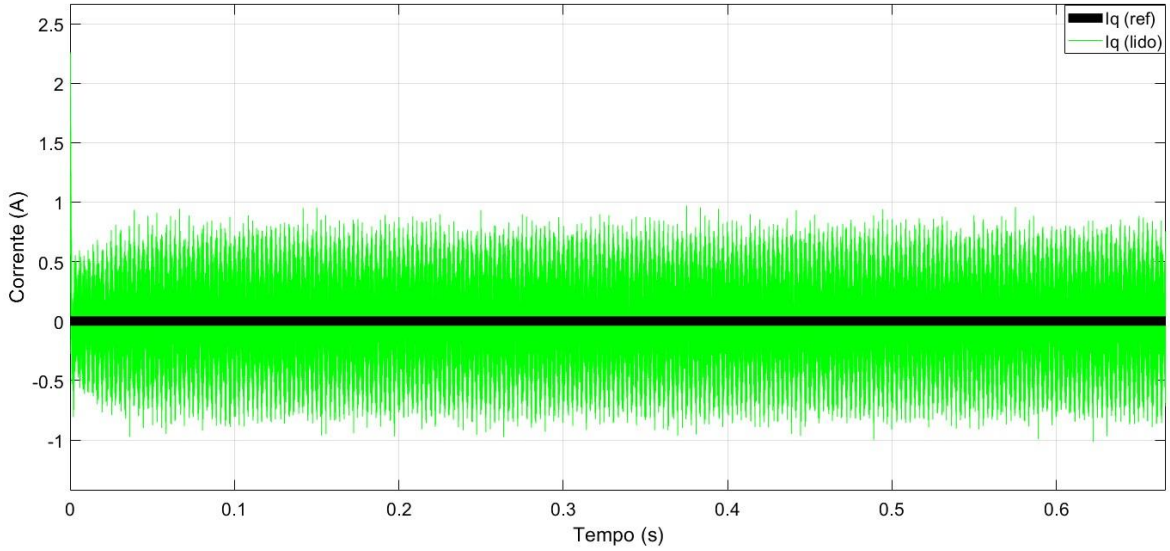
Figura 46 - Referência de controle da malha de corrente ativa no eixo direto (Id).



Fonte: Autor

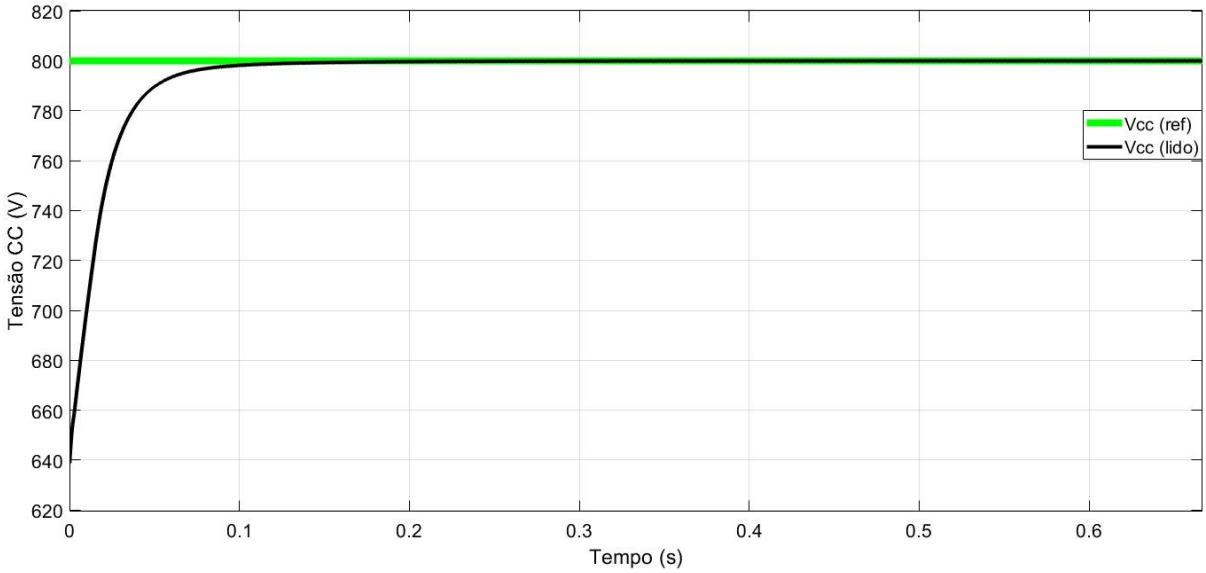
A Figura 46 apresenta a referência de corrente no eixo direto (Id) gerada a partir da malha de tensão (malha de regulação). Já o Id (lido) é obtido através da transformação dq0.

Figura 47 - Referência de controle da malha de corrente reativa no eixo em quadratura (Iq).



Fonte: Autor

Figura 48 - Referência de controle da malha de tensão.



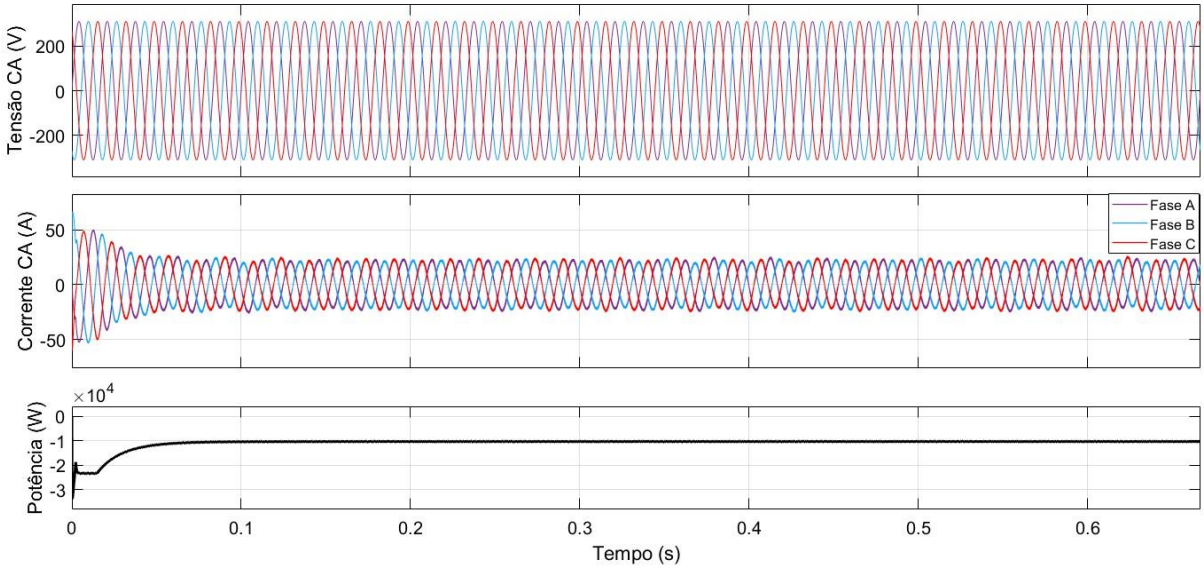
Fonte: Autor

Os dois capacitores do barramento CC do conversor NPC estão com uma tensão inicial de 320 V. A malha de tensão determina a amplitude da corrente a ser injetada na rede, sendo responsável pelo controle do fluxo de potência ativa.

6.3.3 Fluxo de potência

Na Figura 49, foram plotadas as formas de onda das correntes, da tensão das fases da rede elétrica trifásica e da potência correspondente. Observa-se que o controle apresentou um desempenho eficiente, pois conseguiu manter a referência de 21,4 A de valor de pico para as correntes trifásicas. Além disso, a potência ativa trifásica alcançou o valor de projeto de 10 kW entregue para rede elétrica, conforme previsto.

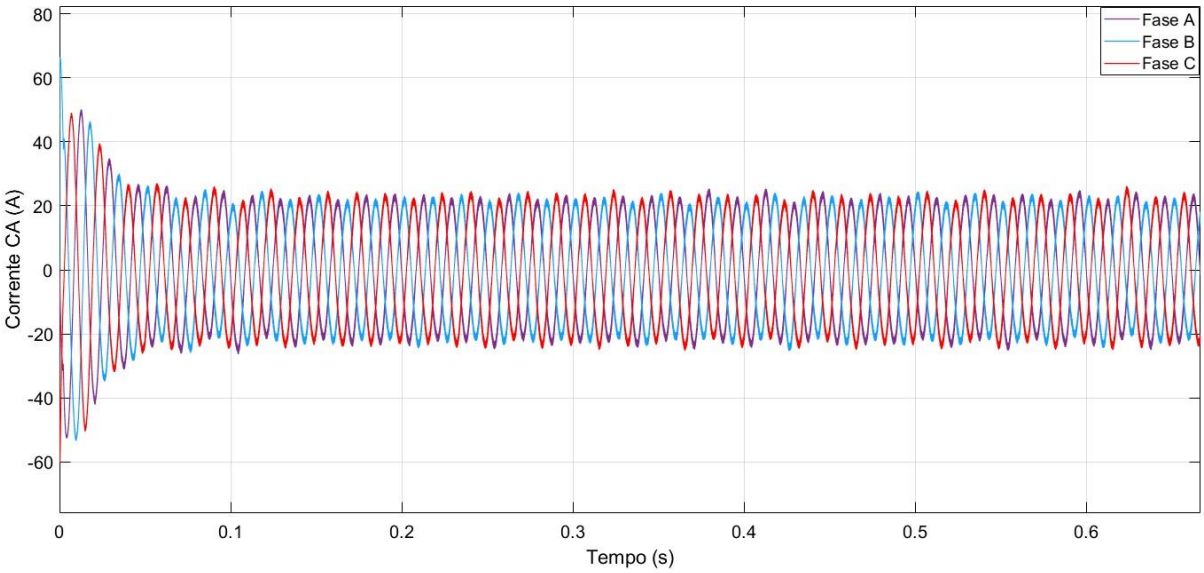
Figura 49 - Formas de onda da tensão, corrente e potência da rede elétrica trifásica.



Fonte: Autor

A Figura 50 mostra a ampliação do sinal para melhor visualização da referência do valor de pico de controle de corrente sendo alcançada.

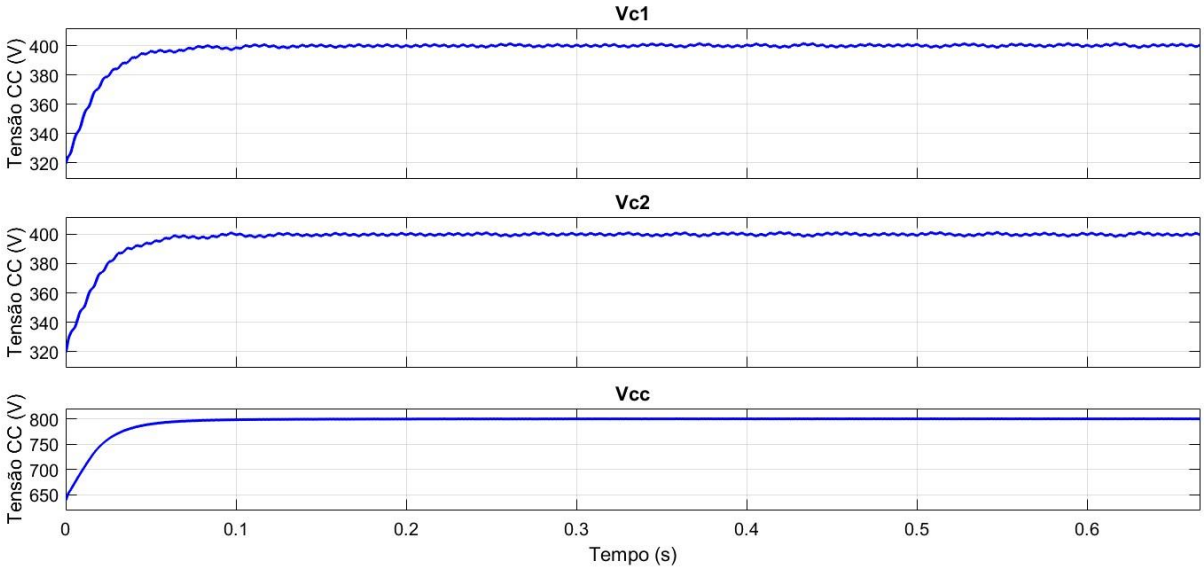
Figura 50 - Forma de onda das correntes de fases da rede trifásica.



Fonte: Autor

Para validação do fluxo de potência, foi plotada a forma de onda das tensões nos capacitores V_{C1} e V_{C2}, ambos com tensões iniciais de 320 V da tensão total no barramento CC, que corresponde à soma das tensões nesses capacitores, conforme ilustrado na Figura 51.

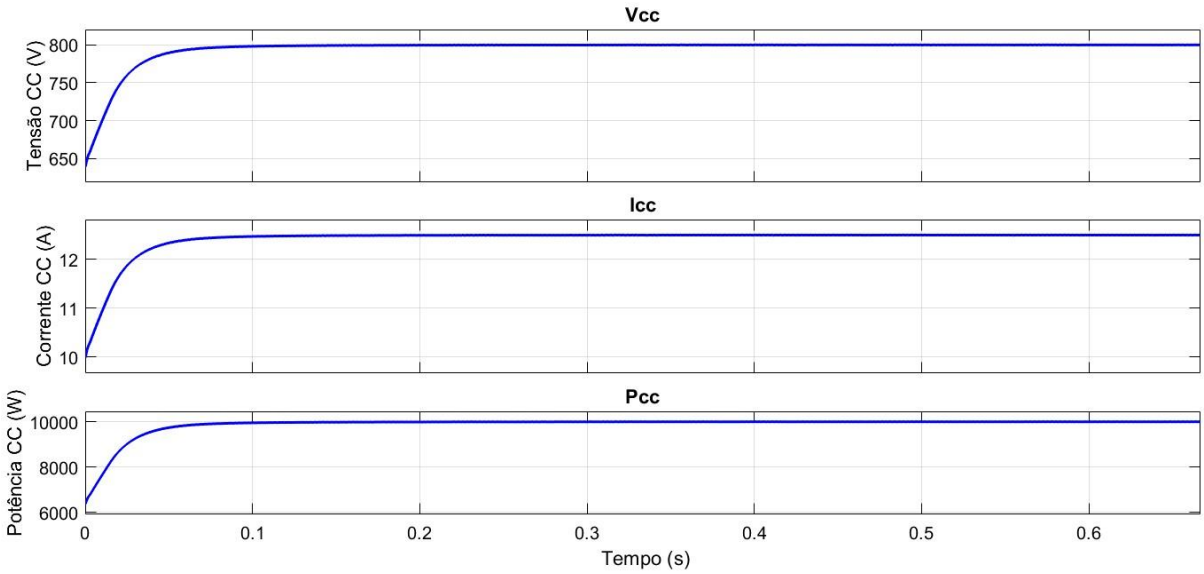
Figura 51 - Formas de onda da tensão nos capacitores Vc1 e Vc2 e tensão total Vcc.



Fonte: Autor

A Figura 52 apresenta a forma de onda da tensão no barramento CC, da corrente no barramento CC e da potência CC. Observa-se que a potência na entrada do conversor atinge o valor de 10 kW, conforme previsto para o fluxo de potência bidirecional do lado CC para CA e vice-versa.

Figura 52 - Formas de onda da tensão, corrente e potência no barramento CC (Vcc).



Fonte: Autor

6.3.4 Malha de regulação para controle de potência ativa

A malha de regulação permite operar de forma efetiva com uma tensão de referência regulada, sendo essencial para a bidirecionalidade ao possibilitar o envio da energia armazenada nas baterias dos veículos elétricos de volta para a rede elétrica. Para a validação dessa malha, foi considerado $R_{CC} = 32\ \Omega$, valor correspondente à metade da resistência anterior. Dessa forma, é calculado os novos valores de potência, corrente no lado CC e da corrente de pico da rede elétrica esperados nos resultados da simulação:

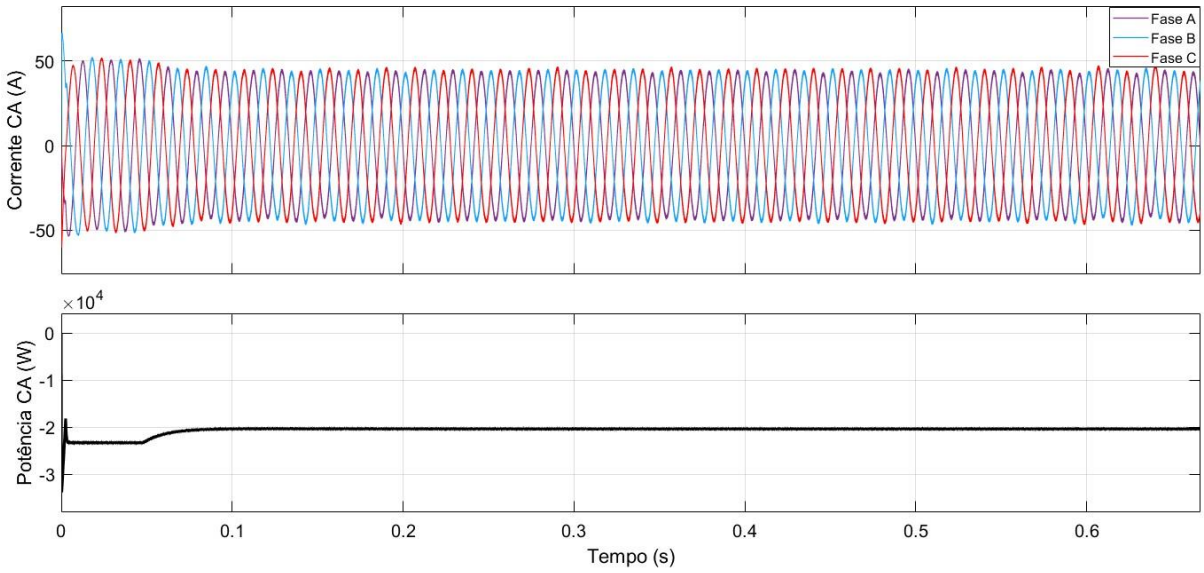
$$P_{CC(New)} = P_{O(New)} = \frac{800^2}{32} = 20\ kW \tag{43}$$

$$I_{CC(New)} = \frac{800}{32} = 25\ A \tag{44}$$

$$I_{op(New)} = \frac{\sqrt{2}.P_{O(New)}}{3.V_{ao(eficaz)}} = \frac{\sqrt{2}.20000}{3.220} = 42{,}8\ A \tag{45}$$

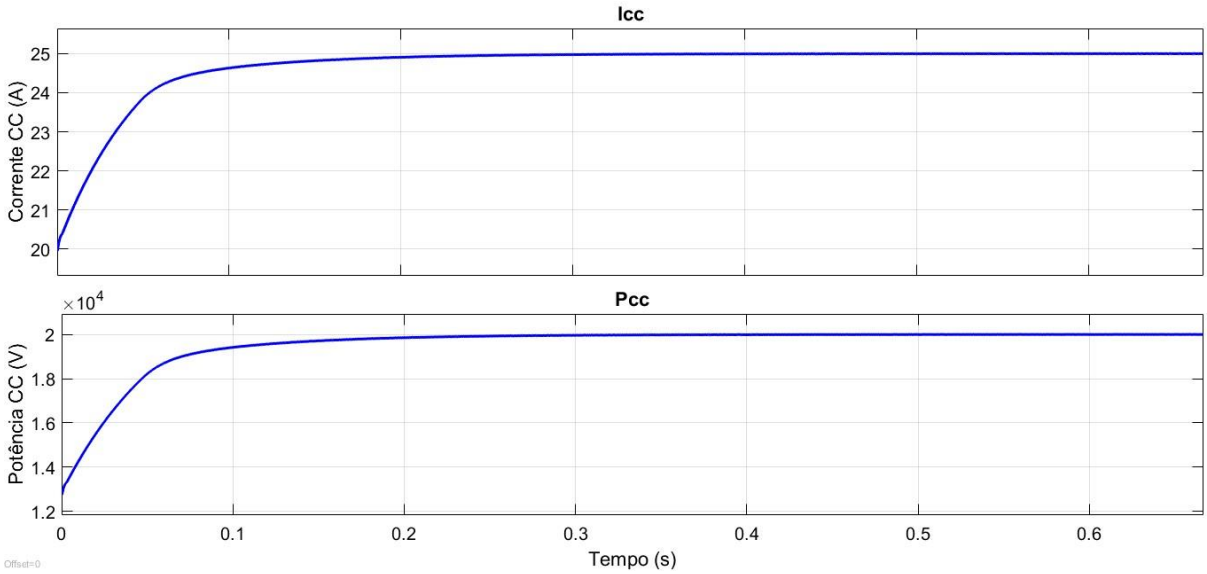
Dessa forma, foi possível observar o funcionamento adequado da malha de regulação para controle da potência ativa. Com essa alteração, houve um aumento na corrente de pico ativa e, consequentemente, na potência da rede trifásica CA como ilustrado na Figura 53. Já a Figura 54 apresenta os novos valores de corrente e potência no barramento CC.

Figura 53 - Novas correntes e potência da rede elétrica trifásica CA.



Fonte: Autor

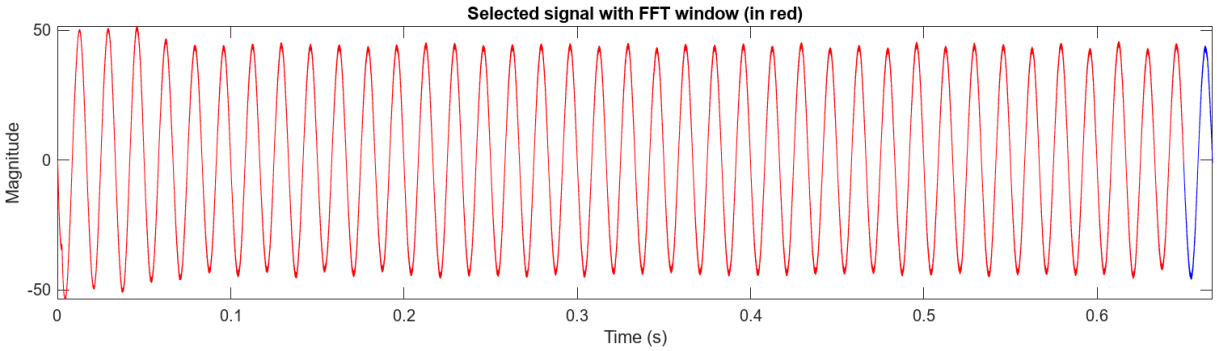
Figura 54 - Nova corrente e potência do barramento CC.



Fonte: Autor

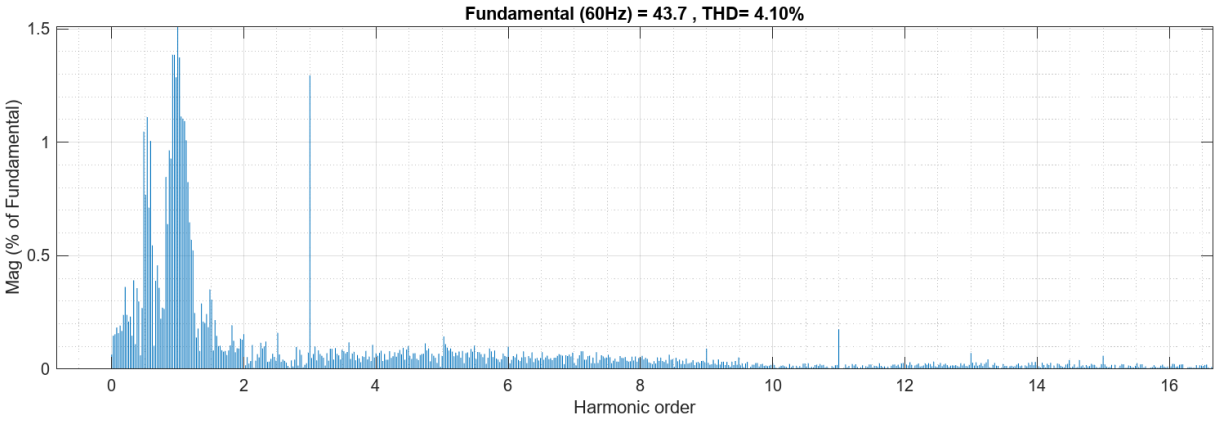
As Figuras 55 e 56 apresentam a THD das correntes trifásicas que estão sendo controladas utilizando a ferramenta *FFT Analysis* do *Simulink*. Observa-se que o valor da THD ficou abaixo de 5%, o que é de suma importância para os quesitos de qualidade de energia, atendendo às normativas estabelecidas pelo IEEE.

Figura 55 - Sinal de corrente fundamental trifásica da rede elétrica.



Fonte: Autor

Figura 56 - THD das correntes trifásicas da rede elétrica.



Fonte: Autor

7 CONCLUSÃO

Neste trabalho, foi projetado e analisado um conversor NPC de três níveis, destacando sua capacidade de operação bidirecional para o possível carregamento rápido de veículos elétricos. Por meio das análises realizadas, verificou-se que o conversor é capaz de transferir energia de forma eficiente entre o barramento CC e a rede CA, utilizando formas de onda de tensão e corrente para validar a capacidade do conversor em termos de fluxo de potência bidirecional, por meio da malha de regulação desenvolvida para o controle da corrente de pico ativa (Id), que, por consequência, controla a potência ativa.

A estratégia de controle baseada em coordenadas dq0 foi fundamental para garantir a estabilidade e a precisão do sistema, enquanto o comportamento do PLL demonstrou eficiência na sincronização com a rede elétrica. A modulação PWM empregada se mostrou robusta, contribuindo significativamente para o desempenho do conversor e permitindo a redução das distorções harmônicas nas correntes trifásicas da rede. A análise do índice de distorção harmônica total (THD) apresentou valores abaixo de 5%, atendendo aos limites estabelecidos pelas normas IEEE, confirmando a qualidade do controle e da operação do conversor.

Os resultados obtidos reforçam a viabilidade técnica e prática do conversor NPC de três níveis como uma solução confiável para o possível carregamento rápido de veículos elétricos, alinhada às exigências das normas e aos desafios do setor de eletromobilidade. Além disso, o projeto contribui para o avanço da eficiência energética e da qualidade de energia elétrica, pilares essenciais para o desenvolvimento de uma infraestrutura sustentável de recarga veicular.

Para trabalhos futuros, recomenda-se a implementação de sistemas de proteção mais avançados, o estudo de novos métodos de controle para melhorar ainda mais a eficiência e a estabilidade do sistema, e a avaliação do impacto do conversor em redes de distribuição com modelos reais. Dessa forma, será possível ampliar sua aplicabilidade e consolidar sua relevância no cenário global da mobilidade elétrica.

REFERÊNCIAS

[1] IEA (International Energy Agency)**.** *Global EV Outlook 2021: Accelerating ambitions despite the pandemic*. 2021.

[2] *DOE (Department of Energy). Vehicle Technologies Office: Electric Vehicle Charging Infrastructure Trends*. 2020. Disponível em: https://www.energy.gov/. Acesso em: 28 out. 2024.

[3] L. Schlegel and W. Hofmann, "Comparison of High-Power 2-Level and 3-Level Converters in Terms of Power Density, Costs and Performance," 2022 24th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'22 ECCE Europe), Hanover, Germany, 2022, pp. P.1-P.9.

[4] ACHARIGE, S. S. G.; HAQUE, M. E.; ARIF, M. T.; HOSSEINZADEH, N.; HASAN, K. N.; THAN OO, A. M. Review of Electric Vehicle Charging Technologies, Standards, Architectures, and Converter Configurations. IEEE Access, 2023. p. 20.

[5] BOODOO, C. Optimizing Grid Performance in Trinidad and Tobago: The Role of Vehicle-to-Grid (V2G) Technology. **European Journal of Energy Research** , *[S. l.]* , v. 4, n. 2, p. 36–43, 2024. DOI: 10.24018/ejenergy.2024.4.2.142. Disponível em: https://www.ej-energy.org/index.php/ejenergy/article/view/142. Acesso em: 28 out. 2024.

[6] MONTEIRO, V.; PINTO, J. G.; AFONSO, J. L. Operation modes for the electric vehicle in smart grids and smart homes: present and proposed modes. IEEE TransactionsonVehicular Technology, v. 65, n. 3, p. 1007-1020, 2016.

[7] PEREIRA, W. B.; PERES, L. A. P.; PESSANHA, José Francisco Moreira; "MODELO DE SIMULAÇÃO ESTOCÁSTICA DA RECARGA DE VEÍCULOS ELÉTRICOS EM REDES DE DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA", p. 715-726. In: Anais do XVIII Simpósio de Pesquisa Operacinal & Logística da Marinha. São Paulo: Blucher, 2016.

[8] LOPES, J. A. P.; SOARES, F. J.; ALMEIDA, P. M. R. Integration of electric vehicles in the electric power system. Proceedings of the IEEE, v. 11, n. 1, p. 168 – 183, 2011.

[9] ZHAW. Vehicle-to-Grid (V2G). Dezembro de 2019. Disponível em:< https://www.zhaw.ch/en/engineering/institutes-centres/ine/smart-city-guide-main-page/description-of-applications/vehicle-to-grid-v2g/>. Acesso em: 29 de out. de 2024.

[10] NETA, R. M.DE L. ANÁLISE DOS IMPACTOS DO CARREGAMENTO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS NA QUALIDADE DE ENERGIA EM REDES DE DISTRIBUIÇÃO. Dissertação de Mestrado - Universidade Federal de Pernambuco.

[11] E. Valsera-Naranjo, A. Sumper, P. Lloret-Gallego, R. Villafafila-Robles, and A. SudriaAndreu, "Electrical vehicles: State of art and issues for their connection to the network," in 2009 10th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation, pp. 1–3, IEEE, 2009.

[12] LARMINIE, J. et al. Electric vehicle technology explained. 2. ed. WILEY, 2012.

[13] KHALID, Mohd Rizwan et al. A comprehensive review on structural topologies, power levels, energy storage systems, and standards for electric vehicle charging stations and their impacts on grid. IEEE Access, v. 9, p. 128069–128094, 2021.

[14] SAFAYATULLAH, Md et al. A comprehensive review of power converter topologies and control methods for electric vehicle fast charging applications. IEEE Access, v. 10, p. 40753–40793, 2022.

[15] KETTLES, Doug. Electric vehicle charging technology analysis and standards. Florida Solar Energy Center, FSEC Report Number: FSECDR-1996-15, 2015.

[16] International Electrotechnical Commission (IEC) standard, "IEC 61851: Conductive charging systems for EV, version 2017."

[17] GJELAJ, M. Planning strategies for ev fast-charging stations combined with battery storage systems in distribution grids. Applied Sciences, v. 12, p. 3214, 2019.

[18] ELECTRICAL INSTALLATION WIKI. **Electric Vehicle and EV charging fundamentals**. 2021. Disponível em: https://www.electrical-installation.org/enwiki/Electric_Vehicle_and_EV_charging_fundamentals. Acesso em: 2 nov. 2024.

[19] NEOCHARGE. Tipos de plugues e tomadas para carros elétricos. Disponível em: https://www.neocharge.com.br/tudo-sobre/carregador-carro-eletrico/tipo-conector-veiculo-eletrico. Acesso em: 2 nov. 2024.

[20] HYUNDAI**.** Hyundai Motor Group pretende liderar era elétrica através da plataforma E-GMP dedicada exclusivamente a veículos elétricos. 2020. Disponível em: https://www.hyundai.pt/hyundai-motor-group-lidera-era-eletrica-atraves-de-plataform/. Acesso em: 1 nov. 2024.

[21] DECKMANN, S. M.; POMILIO, J. A. Avaliação da Qualidade da Energia Elétrica. 2017.

[22] PEREIRA, H. A.; PRATES, M. de O. Aula 08 – Harmônicos em Sistemas Elétricos. Viçosa: Universidade Federal de Viçosa, Departamento de Engenharia Elétrica, 2017. Disponível em: https://gesep.ufv.br/wp-content/uploads/2017/09/Aula8_ELT428-Harmonicos-em-Sistemas-Eletricos.pdf. Acesso em: 04 nov. 2024 pp 4-8.

[23] D. Â. Teixeira, "Análise das distorções harmônicas: estudo de caso de um sistema industrial," pp. 18–43, Universidade Federal de Minas Gerais, 2009.

[24] GIACOMIN, I. G. Caracterização de harmônicas em equipamentos residenciais. 2016. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Ouro Preto, Ouro Preto, 2016 p.27.

[25] IEEE Std 519™-2014. IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems, Nova Iorque, EUA, 2014.

[26] CHOI, Nam S.; CHO, Jung G.; CHO, Gyu H. A general circuit topology of multilevel inverter. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 22., 1991, Cambridge, Massachusetts. Proceedings [...]. Cambridge: IEEE, 1991. p. 96-103.

[27] AGATEP, Allan; UNG, Mason. Design and Simulation of V2G Bidirectional Inverter and DC-DC Converter. San Luis Obispo: California Polytechnic State University, 2011. p. 6-87.

[28] SILVA, R. N. A. L. et al. Five-level hybrid converter based on a half-bridge/anpc cell. In: XI Brazilian Power Electronics Conference. IEEE, 2011. ISBN 978-1-4577-1646-1. Disponível em: Five-level hybrid converter based on a Half-Bridge/ANPC cell | IEEE Conference Publication | IEEE Xplore. Acesso em: 29 de out. de 2024.

[29] SANTOS, C. A. dos. Análise e projeto de um conversor NPC para interligação de sistemas de conversão de energia à rede elétrica. 2011. 159 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) -Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2011.

[30] MENÉNDEZ, S. A., Aportación al control del convertidor CC/CA de tres niveles. Tesis Doctoral. Universitat Politècnica de Catalunya. Noviembre. 2004.

[31] WALTRICH, G. Estudo e implementação de um inversor multinível trifásico em cascata empregando sub-células de comutação. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica., 2009.

[32] Carrara, G. et al. A new multilevel pwm method: a theoretical analysis. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 7, n. 3, p. 497–505, July 1992. ISSN 1941-0107.

[33] SATHLER, H. H. Estudo de um conversor bidirecional C.C.-C.A. monofásico de dois estágios baseados na topologia NPC para interface entre uma nanorrede C.C. e a rede elétrica. 2017. 202 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia, Belo Horizonte, 2017.

[34] HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. Pulse Width Modulation for Powers Converters: Principles and Practice. United States of America, Wiley InterScience, 2003.

[35] ORTMANN, M. S. Filtro ativo trifásico com controle vetorial utilizando dsp: Projeto e implementação. UFSC, 2008.

[36] BARDEN, A. T. Projeto e análise de controladores robustos aplicados a inversores trifásicos de fontes ininterruptas de energia (UPS). 2016. 147 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2016.

[37] BOLSI, P. C.; PRADO, E. O.; SARTORI, H. C.; PINHEIRO, J. R. Sistema retificador/inversor com correção de fator de potência aplicado ao acionamento de motor síncrono de ímãs permanentes. In: DALLAMUTA, J.; HOLZMANN, H. A. (org.). Electrical engineering: perspective and tendency. Ponta Grossa: Atena Editora, 2022. Cap. 6, p. 68–82. DOI: 10.22533/at.ed.7532221066.

[38] SOUZA, V. R. F. B. Análise de conversores multiníveis conectados à rede elétrica: utilização como filtros ativos e sistemas fotovoltaicos. 2018. 127 f. Dissertação (Mestrado em Energias Renováveis) – Programa de Pós-Graduação em Energias Renováveis, Universidade Federal da Paraíba, João Pessoa, 2018.

[39] HAUSER, D. Controle de um sistema fotovoltaico trifásico conectado à rede elétrica. Trabalho de Conclusão de Curso de graduação da Escola Politécnica da Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2014.

[40] FUENTES, B. V. Estudo do conversor NPC trifásico e projeto de controle vetorial para conexão com a rede elétrica. 2016. 99 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Joinville, 2016.

[41] CAMARGO, R. F. de. Método de sincronização aplicado a conversores PWM trifásicos. 2006. 318 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Santa Maria, 2006.

[42] BRAGA, N. C. Como funciona o PLL (ART058). 2006. Disponível em: < https://www.newtoncbraga.com.br/como-funciona/624-como-funciona-o-pll-art058.html>. Acesso em: 16 nov. 2024.

[43] PONTES, D. A. Projeto de um phase-locked loop de baixo jitter em tecnologia CMOS. 2022. 86 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2022.

[44] AUTOR NÃO IDENTIFICADO. Sintonia PID: método de Ziegler-Nichols, ajuste manual e equação recursiva. [s.l.]: [s.n.], 2022. Disponível em: <https://edisciplinas.usp.br/acessar/.> Acesso em: 16 nov. 2024.

[45] AUTOR NÃO IDENTIFICADO. Sintonia de controladores PID, métodos de Ziegler-Nichols. Disponível em: < http://sites.poli.usp.br/d/PME2472/ziegler.pdf>. Acesso em: 16 nov. 2024.

[46] STROSKI, P. N. Sintonia do controlador PID: Métodos de Ziegler-Nichols. Electrical E-Library, 6 nov. 2019. Disponível em: https://www.electricalelibrary.com/2019/11/06/sintonia-do-controlador-pid-metodos-de-ziegler-nichols/. Acesso em: 17 nov. 2024.

[47] FUJI ELECTRIC. Regulation PID for dummies: Everything you need to know. Disponível em: https://www.fujielectric.fr/en/blog/regulation-pid-for-dummies-everything-you-need-to-know/. Acesso em: 17 nov. 2024.

[48] VOLPATO, A. S. Conversor trifásico CC-CA bidirecional para aplicação em posto de recarga de veículos elétricos do tipo V2G. 2020. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Mato Grosso do Sul, Campo Grande, 2020 p.40.

[49] VAN KAN, R. F. Conversor CA-CC trifásico bidirecional e isolado de único estágio para aplicação em carregadores veiculares multifuncionais. 2022. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, 2022 p.128-129.

[50] BRITO, M. A. G. Eletrônica de potência: aula 09 - conversores CC-CA. 2021. Notas de aula. Universidade Federal de Mato Grosso do Sul (UFMS), 2021.