

Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Conversores CA-CC Trifásicos Isolados Com Único Transformador Excitado pela Tensão de Modo Comum e Com Comutação Suave

Vitor Freire Bezerra

Campina Grande - PB, Brasil
Julho de 2026



Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Conversores CA-CC Trifásicos Isolados Com Único Transformador Excitado pela Tensão de Modo Comum e Com Comutação Suave

Vitor Freire Bezerra

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande, como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento de Energia

Orientador:
Prof. Dr. Montiê Alves Vitorino

Campina Grande - PB, Brasil
Julho de 2026

Universidade Federal de Campina Grande - UFCG
Sistema de Bibliotecas - SISTEMOTECA
Catalogação de Publicação na Fonte. UFCG - Biblioteca Central

B574c Bezerra, Vitor Freire.

Conversores CA-CC trifásicos isolados com único transformador excitado pela tensão de modo comum e com comutação suave / Vitor Freire Bezerra. – 2026.

57 f. : il. color.

Dissertação (mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2026.

"Orientação: Prof. Dr. Montiê Alves Vitorino".

Referências.

1. Processamento de Energia. 2. Conversor CA-CC Trifásico. 3. Comutação com Tensão Nula (ZVS). 4. Tensão de Modo Comum. I. Vitorino, Montiê Alves. II. Título.

UFCG/BC CDU 621.3(043.3)

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECÁRIA ITAPUANA SOARES DIAS CRB-15/93

Vitor Freire Bezerra

Conversores CA-CC Trifásicos Isolados Com Único Transformador Excitado pela Tensão de Modo Comum e Com Comutação Suave

Dissertação Aprovada Em 27/07/2026.

BANCA EXAMINADORA

Documento assinado digitalmente
gov.br
MONTIE ALVES VITORINO
Data: 28/08/2026 09:22:35-0300
Verifique em https://validar.iti.gov.br

Montiê Alves Vitorino, D. Sc., UFCG
Orientador

Documento assinado digitalmente
gov.br
ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA
Data: 27/08/2026 12:25:29-0300
Verifique em https://validar.iti.gov.br

Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr., UFCG
Examinador Interno

Documento assinado digitalmente
gov.br
PAULO PEIXOTO PRACA
Data: 27/08/2026 16:20:46-0300
Verifique em https://validar.iti.gov.br

Paulo Peixoto Praça, Dr., UFC
Examinador Externo

Campina Grande - PB

Resumo

Este trabalho propõe duas novas topologias de conversores CA-CC trifásicos isolados com comutação suave que introduzem um novo conceito: a utilização de forma intencional da tensão de modo comum, obtida a partir da conexão do ponto médio do barramento CC com o neutro do conversor, como variável de excitação de um único transformador de alta frequência. Em ambas as topologias propostas, são apresentados os princípios de operação dos conversores, além de uma descrição matemática que contempla sua modelagem, bem como as estratégias de modulação e controle e o projeto dos controladores utilizados. A análise teórica é verificada por meio de simulações em ambiente computacional e de ensaios realizados em protótipos experimentais. Os resultados obtidos validam as topologias propostas.

Palavras-chave: Conversor CA-CC Trifásico, Comutação com tensão nula (ZVS), Tensão de Modo Comum.

Abstract

This work proposes two new soft-switching, isolated, three-phase AC-DC converter topologies that introduce a novel concept: the intentional use of common-mode voltage—derived from connecting the DC bus midpoint to the converter neutral—as the excitation variable for a single high-frequency transformer. For both proposed topologies, the operating principles are presented, alongside a mathematical description covering their modeling, modulation and control strategies, and the design of the controllers employed. The theoretical analysis is verified through computational simulations and tests performed on experimental prototypes. The results obtained validate the proposed topologies.

Keywords: Three-phase AC–DC Converter, Zero-voltage switching (ZVS), Common Mode Voltage.

Lista de abreviaturas e siglas

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
PWM	Modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation*)
SPWM	Modulação por largura de pulso senoidal (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*)
PSPWM	Modulação por deslocamento de fase (*Phase-Shift Pulse Width Modulation*)
SAB	Conversor de ponte ativa única (*Single Active Bridge*)
DAB	Conversor de ponte ativa dupla (*Dual Active Bridge*)
LKT	Lei de Kirchoff das Tensões
LKC	Lei de Kirchoff das Correntes
PI	Proporcional integral
PR	Proporcional ressonante
PLL	Malha de captura de fase (*Phase-Locked Loop*)
THD	Distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion*)
ZVS	Comutaçao sob tensão nula (*Zero Voltage Switching*)
ZCS	Comutaçao sob corrente nula (*Zero Current Switching*)
CMV	Tensão de modo comum (*Common Mode Voltage*)
NPC	Neutro grampeado (*Neutral Point Clamped*)
EMI	Interferência eletromagnética (*Electromagnetic Interference*)

Lista de símbolos

v_{0N}	Tensão de modo comum
V_{dc}	Tensão do barramento CC
V_o	Tensão de saída
v_s	Tensão refletida no secundário do transformador
v_{L_k}	Tensão na indutância de dispersão
i_{L_k}	Corrente na indutância de dispersão
I_o	Corrente de saída
L_k	Indutância de dispersão do transformador
L_m	Indutância de magnetização do transformador
f_s	Frequência de chaveamento
T_s	Período de chaveamento
K_p	Ganho proporcional
K_i	Ganho integral
K_r	Ganho ressonante
ω_o	Frequência de ressonância do controlador PR
ω_c	Largura de banda angular do termo ressonante
a_h	Largura de banda do controlador PR não ideal
f_{bw}	Frequência de banda da malha de controle
ϕ	Ângulo de defasagem entre as pontes do transformador
θ	Ângulo de fase da rede

Agradecimentos

Agradeço aos meus pais, Márcio e Sayonarah, por nunca medirem esforços para me oferecerem o melhor. Sou eternamente grato por sempre acreditarem em mim.

Agradeço ao professor Montiê, por sua paciência e orientação ao longo do desenvolvimento deste trabalho. Também agradeço aos professores Antonio Marcus Nogueira Lima e Paulo Peixoto Praça por se fazerem disponíveis à contribuirem e avaliarem este trabalho.

Agradeço aos colegas e amigos do Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas (LEIAM) pelo suporte, dicas e conselhos para a melhoria deste trabalho.

Agradeço à CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior), pelo apoio financeiro concedido durante o mestrado.

Lista de tabelas

Tabela 3.1 –Níveis da tensão de modo comum v_{0N} em função dos estados de chaveamento. 12

Tabela 5.1 –Relação entre φ, modo de operação e características da transferência de potência 34

Tabela 6.1 –Especificações do conversor CA-CC trifásico unidirecional com único transformador excitado pela tensão de modo comum. 39

Tabela 6.2 –Parâmetros dos controladores 39

Tabela 6.3 –Especificações do conversor CA-CC trifásico bidirecional com único transformador excitado pela tensão de moodo comum. 46

Tabela 6.4 –Parâmetros do controlador da corrente de saída I_o 46

Lista de ilustrações

Figura 1.1 –Evolução das vendas globais de veículos elétricos ao longo dos últimos anos. 2

Figura 3.1 –Inversor trifásico. 12
Figura 3.2 –Formas de onda para a tensão de modo comum. (a) Modulação SPWM. (b) Tensão de polo v_{10}. (c) Tensão de linha-para-linha v_{12}. (d) Tensão de linha-para-neutro (e) Tensão de modo comum v_{0N} 13
Figura 3.3 –Tempo morto. 14
Figura 3.4 –Comutação sob tensão nula em uma meia ponte. 15

Figura 4.1 –Conversor CA-CC trifásico isolado proposto. 17
Figura 4.2 –Modelo do conversor simplificado. 17
Figura 4.3 –$\bar{q}_1$, $\bar{q}_2$ e $\bar{q}_3$ conduzem. 19
Figura 4.4 –q_1, $\bar{q}_2$ e $\bar{q}_3$ conduzem. 20
Figura 4.5 –q_1, q_2 e $\bar{q}_3$ conduzem. 20
Figura 4.6 –q_1, q_2 e $\bar{q}_3$ conduzem. 21
Figura 4.7 –q_1, q_2 e q_3 conduzem. 21
Figura 4.8 –q_1, q_2 e $\bar{q}_3$ conduzem. 22
Figura 4.9 –q_1, $\bar{q}_2$ e $\bar{q}_3$ conduzem. 22
Figura 4.10 –q_1, $\bar{q}_2$ e $\bar{q}_3$ conduzem. 23
Figura 4.11 –Modulação SPWM 27
Figura 4.12 –Estratégia de controle aplicada ao conversor proposto. 27

Figura 5.1 –Conversor CA-CC bidirecional trifásico isolado proposto. 32
Figura 5.2 –(a) Modulação SPWM no lado CA. (b) Modulação PWM Convencional no lado CC. 35
Figura 5.3 –Estratégia de controle aplicada ao conversor proposto. 36

Figura 6.1 –Tensões de entrada e correntes nos indutores L_1 e L_2 nas três fases . . 39
Figura 6.2 –Tensão de modo comum v_{0N} e corrente i_{L_k} no primário do transformador. 40
Figura 6.3 –Tensão de saída V_o. 40
Figura 6.4 –Comutação com tensão nula na chave q_1 41
Figura 6.5 –Degrau de carga. 41
Figura 6.6 –Protótipo do conversor unidirecional feito em laboratório. 42
Figura 6.7 –Correntes de entrada e tensão na fase b. CH1: $i_{1,a}$, CH2: $i_{1,b}$, CH3: $i_{1,c}$, CH4: v_b. 43
Figura 6.8 –Tensão e corrente nas fases a e b. CH1: v_a, CH2: $i_{1,b}$, CH3: $i_{1,a}$, CH4: v_b. 43

Figura 6.9 – Correntes nos indutores L_2 e tensão no barramento trifásico. CH1: V_{dc}, CH2: $i_{2,a}$, CH3: $i_{2,b}$, CH4: $i_{2,c}$. 44
Figura 6.10 – Tensão de saída, tensão de modo comum e corrente no transformador. CH1: V_o, CH3: i_{L_k}, CH4: v_{0N}. 44
Figura 6.11 – Forma de onda experimental ZVS. CH1: V_{gs} de q_1, CH3: $i_{2,a}$, CH4: V_{gs} de $\bar{q}_1$. 45
Figura 6.12 – Degrau de carga. CH1: V_o, CH2: $i_{1,a}$, CH3: $i_{1,b}$, CH4: V_{dc} 45
Figura 6.13 – Tensão no barramento CC V_{dc} 46
Figura 6.14 – Operação no modo retificador. (a) Tensão de modo comum v_{0N}, tensão v_s no transformador e corrente na indutância de dispersão L_k. (b) Tensão e corrente na fase a e potência na rede trifásica. 47
Figura 6.15 – Operação no modo inversor. (a) Tensão de modo comum v_{0N}, tensão v_s no transformador e corrente na indutância de dispersão L_k. (b) Tensão e corrente na fase a e potência na rede trifásica. 48
Figura 6.16 – Elevação da potência nominal em cerca de 40%. (a) Modo retificador. (b) Modo inversor 48
Figura 6.17 – Protótipo do conversor bidirecional feito em laboratório. 49
Figura 6.18 – Correntes de entrada e tensão na fase b. CH1: V_{dc}, CH2: $i_{1,a}$, CH3: $i_{1,b}$, CH4: v_b. 50
Figura 6.19 – Correntes nos indutores L_2 e tensão na saída. CH1: V_o, CH2: $i_{2,a}$, CH3: $i_{2,b}$, CH4: $i_{2,c}$. 50
Figura 6.20 – Correntes nos enrolamentos do transformador e tensão no secundário. CH1: v_s, CH3: i_o, CH4: i_{L_k}. 51

Sumário

1 Introdução 1
1.1 Apresentação do Tema 1
1.2 Objetivos 3
1.2.1 Objetivo Geral 3
1.2.2 Objetivos Específicos 3
1.3 Organização do trabalho 3

2 Revisão Bibliográfica 5
2.1 Topologias de Conversores Isolados 5
2.2 Tensão de Modo Comum 7

3 Fundamentação Teórica 11
3.1 Tensão de modo comum 11
3.2 Tempo Morto 14
3.3 Comutação sob Tensão Nula 14

4 Topologia Proposta: Conversor CA-CC trifásico unidirecional isolado com único transformador excitado pela tensão de modo comum . . . 16
4.1 Descrição do conversor 16
4.2 Operação do conversor proposto 18
4.3 Modelagem do conversor 24
4.3.1 Modelagem da malha de controle de corrente 24
4.3.2 Modelagem da malha de tensão do barramento CC 24
4.4 Estratégia de modulação 26
4.5 Estratégia de controle 26
4.5.1 Projeto dos controladores 29
4.5.1.1 Controlador de corrente 29
4.5.1.2 Controlador de tensão 29

5 Topologia Proposta: Conversor CA-CC trifásico bidirecional isolado com único transformador excitado pela tensão de modo comum . . . 31
5.1 Descrição do conversor 32
5.2 Operação do conversor proposto 33
5.3 Modelagem do conversor 34
5.3.1 Modelagem da malha de controle de corrente da saída 34
5.4 Estratégia de modulação 35

5.5 Estratégia de controle 35
5.5.1 Projeto dos controladores 37
5.5.1.1 Controlador de corrente 37

6 Resultados 38
6.1 Resultados de Simulação: Topologia Unidirecional 38
6.2 Resultados Experimentais: Topologia Unidirecional 42
6.3 Resultados de Simulação: Topologia Bidirecional 45
6.4 Resultados Experimentais: Topologia Bidirecional 49

7 Conclusões Gerais e Trabalhos Futuros 52
7.1 Conclusões Gerais 52
7.2 Trabalhos Futuros 53

Referências 54

Capítulo 1

Introdução

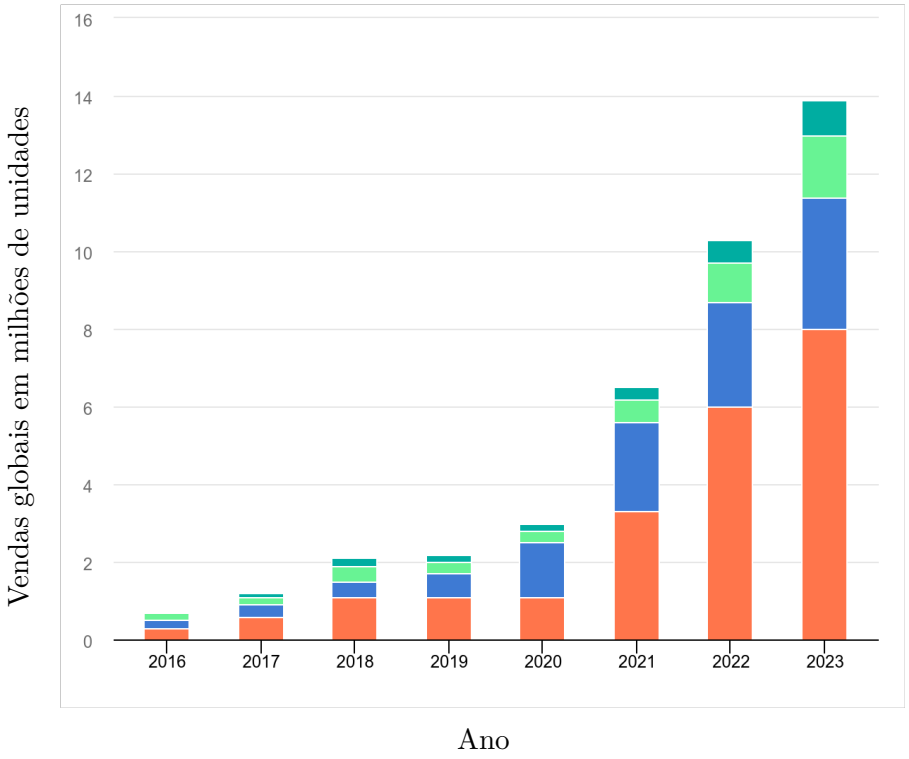
1.1 Apresentação do Tema

Nos últimos anos, a preocupação com os impactos ambientais gerados por veículos movidos à combustão, aliada aos avanços tecnológicos, aumentou significativamente o interesse por veículos elétricos. De acordo com dados oriundos da (International Energy Agency (IEA), 2023), as vendas globais desse tipo de veículos ultrapassaram a marca de 10 milhões de unidades no ano de 2022, evidenciando um grande crescimento em relação à década anterior e uma tendência de expansão contínua nos próximos anos, conforme pode ser observado na Figura 1.1. Esse cenário está relacionado à busca por soluções energéticas mais sustentáveis, e tem contribuído para investimentos tanto no processo de eletrificação dos veículos quanto na infraestrutura necessária para sua operação.

O rápido interesse em veículos elétricos impõe desafios à infraestrutura de carregamento de baterias, especialmente no tocante ao desempenho dos conversores de potência empregados nesses sistemas. Em aplicações conectadas à rede elétrica, torna-se fundamental garantir não apenas elevada eficiência, alta densidade de potência e redução de volume e peso dos componentes utilizados, mas também a conformidade com requisitos de qualidade de energia, a exemplo da limitação da distorção harmônica das correntes de entrada e operação com fator de potência unitário. No entanto, o atendimento simultâneo a esses requisitos no projeto dos conversores não é simples. A busca por maior densidade de potência leva ao aumento da frequência de comutação, contribuindo para elevar as perdas nos dispositivos semicondutores. Por outro lado, a necessidade de isolação galvânica, elemento essencial no requisito de segurança, implica o uso de transformadores de baixa frequência, que apresentam elevado volume e peso.

Nesse contexto, as pesquisas em eletrônica de potência têm se concentrado em desenvolver topologias que permitam a transferência de energia com elevada densidade

Figura 1.1 – Evolução das vendas globais de veículos elétricos ao longo dos últimos anos.



Fonte: Adaptado de (International Energy Agency (IEA), 2023).

de potência, operação em alta frequência, possibilidade de comutação suave e redução de componentes magnéticos. No entanto, grande parte das abordagens existentes ainda trata determinados fenômenos inerentes aos conversores como problemas a serem mitigados.

Dentre esses fenômenos, cita-se a tensão de modo comum, associada à geração de interferência eletromagnética (EMI) e à circulação de correntes de fuga. Por essa razão, diversas pesquisas existentes na literatura concentram-se em apresentar técnicas de mitigação dessa grandeza para reduzir seus efeitos na operação do conversor. No entanto, essa abordagem limita o potencial de exploração dessa variável dentro do processo de conversão de energia. Dessa forma, uma oportunidade relevante na literatura consiste na investigação do uso da tensão de modo comum como variável ativa no processo de transferência de energia.

Diante do cenário de desafios e oportunidades, o presente trabalho propõe uma nova topologia de conversor CA–CC trifásico isolado com um único transformador excitado pela tensão de modo comum. A principal inovação da topologia proposta consiste na utilização de forma intencional da tensão de modo comum como variável ativa no processo de conversão de energia, possibilitando a excitação de um único transformador de alta frequência.

1.2 Objetivos

1.2.1 Objetivo Geral

Desenvolver e validar duas novas topologias de conversores CA–CC trifásicos isolados que utilizam a tensão de modo comum como variável ativa no processo de transferência de energia e possibilitar operação com comutação sob tensão nula.

1.2.2 Objetivos Específicos

- Descrever o princípio de funcionamento das topologias propostas e o mecanismo de excitação do transformador a partir da tensão de modo comum através de equações matemáticas;
- Analisar o comportamento do conversor sob diferentes condições de operação, avaliando grandezas como correntes de entrada, tensão de saída, fator de potência e conteúdo harmônico;
- Investigar as condições necessárias para a obtenção de comutação sob tensão nula ao considerar o comportamento das correntes;
- Avaliar o desempenho do conversor por meio de simulações realizadas em ambiente computacional;
- Implementar um protótipo experimental da topologia proposta, com o objetivo de validar seu funcionamento e comparar os resultados experimentais com os obtidos em simulação;

1.3 Organização do trabalho

Os capítulos que compõem este trabalho são descritos a seguir:

- **Capítulo 2**: Apresenta a revisão bibliográfica, abordando as principais topologias de conversores CA-CC trifásicos isolados disponíveis na literatura e também o estado da arte referente à tensão de modo comum, destacando os fenômenos físicos associados, os impactos no sistema e as estratégias de mitigação empregadas.
- **Capítulo 3**: Reúne os principais conceitos teóricos que fundamentam o desenvolvimento deste trabalho, incluindo a definição e análise da tensão de modo comum, bem como aspectos relevantes relacionados à comutação suave.
- **Capítulo 4**: Descreve a topologia de conversor CA–CC trifásico unidirecional isolado com um único transformador excitado pela tensão de modo comum. Também são

apresentados o princípio de operação, as etapas de funcionamento, a estratégia de modulação, o modelo matemático e o sistema de controle adotado.

- **Capítulo 5**: Apresenta a extensão da topologia proposta no capítulo anterior para operação bidirecional. São discutidas as modificações necessárias bem como os modos de operação do conversor.

Capítulo 2

Revisão Bibliográfica

Neste capítulo, é apresentada uma revisão bibliográfica das principais topologias de conversores isolados relacionadas ao contexto deste trabalho. Em seguida, são apresentados trabalhos que discutem a tensão de modo comum, abordando sua origem, os principais efeitos associados à sua ocorrência em diferentes sistemas de conversão de energia e como a literatura, em sua grande maioria, lida com esta grandeza.

2.1 Topologias de Conversores Isolados

O conversor Ponte Ativa Única (*Single Active Bridge* – SAB) é uma topologia CC–CC isolada composta por uma ponte ativa conectada ao enrolamento primário de um transformador de alta frequência e por uma ponte passiva no lado secundário (JHA; BHATTACHARJEE; PANDA, 2022; KHERALUWALA; DIVAN; GASCOIGNE, 1992). A utilização da ponte passiva reduz a quantidade de chaves controláveis, tornando mais simples o sistema de acionamento. Entretanto, essa característica restringe o fluxo de potência a uma única direção.

A substituição da ponte passiva do conversor SAB por uma ponte ativa resulta no conversor Ponte Ativa Dupla (*Dual Active Bridge* – DAB). Essa modificação permite controlar o fluxo de potência em ambos os sentidos entre os lados do transformador, tornando a estrutura adequada para aplicações que demandam bidirecionalidade (KHERALUWALA; DIVAN; GASCOIGNE, 1992). No DAB convencional, as duas pontes sintetizam tensões de alta frequência aplicadas aos enrolamentos do transformador, e a diferença instantânea entre essas tensões determina a corrente que circula pela indutância de dispersão.

Diferentes extensões do DAB têm sido investigadas para aplicações de maior potência. Entre essas alternativas encontra-se o conversor DAB trifásico, no qual duas pontes trifásicas são acopladas por um transformador trifásico de alta frequência. Nesta

configuração, a distribuição da potência entre as três fases permite reduzir os esforços de corrente sobre os dispositivos semicondutores, a potência aparente processada pelo transformador e os requisitos de filtragem em relação ao DAB monofásico (CúNICO; ALVES; KIRSTEN, 2021).

Para aplicações envolvendo níveis mais elevados de tensão, estruturas multiníveis também têm sido combinadas com os conceitos de conversão isolada. O estudo realizado em (MOONEM et al., 2015) apresenta a estrutura multinível, na qual uma das pontes do conversor DAB utiliza uma configuração com diodos de grampeamento (*Neutral Point Clamped* – NPC). A utilização da estrutura multinível introduz níveis intermediários na tensão aplicada ao transformador e reduz o esforço de tensão imposto aos dispositivos semicondutores. Entretanto, tais vantagens são acompanhadas pelo aumento da quantidade de dispositivos semicondutores e pela maior complexidade das estratégias de modulação e controle.

A utilização da indutância de dispersão como elemento de transferência de energia, associada ao controle por deslocamento de fase, contribui para a simplicidade estrutural do DAB e possibilita a obtenção de comutação sob tensão nula em determinadas condições de operação. Entretanto, a operação com relações de tensão afastadas da relação definida pelo transformador ou em condições de baixa potência pode aumentar a corrente circulante e reduzir a faixa de operação com comutação suave, motivando o desenvolvimento de diferentes estratégias de modulação e de diferentes topologias (ZHAO et al., 2014).

Os princípios empregados na conversão com transformadores de alta frequência também passaram a ser incorporados a estruturas CA–CC trifásicas, dando origem à novas topologias. Uma das primeiras abordagens disponíveis na literatura nesse contexto é apresentada em (KOLAR; DROFENIK; ZACH, 1999), através do Retificador de Vienna II. A estrutura foi desenvolvida como um retificador PWM trifásico de estágio único com isolação em alta frequência, integrando funções que, em topologias convencionais, poderiam ser distribuídas entre um retificador e um estágio CC–CC isolado independente.

Os princípios de transferência de potência empregados em conversores do tipo DAB também foram incorporados a estruturas CA–CC isoladas. Em (JAUCH; BIELA, 2014), essa abordagem é investigada em um conversor CA–CC monofásico bidirecional de estágio único, com isolação em alta frequência e operação com comutação sob tensão nula. Posteriormente, estruturas baseadas nesse conceito também foram desenvolvidas para sistemas trifásicos. Em (DAS et al., 2019), é proposta uma interface CA–CC trifásica isolada e bidirecional baseada no conceito de DAB, permitindo o controle do fluxo de potência entre a rede trifásica e o barramento CC.

Paralelamente, diferentes trabalhos passaram a investigar a integração das funções de retificação, correção do fator de potência e isolação em alta frequência em um único estágio de conversão. Em (ALMEIDA et al., 2018) é apresentado um conversor CA–CC

trifásico bidirecional de estágio único com isolação em alta frequência e correção do fator de potência. Nessa estrutura, o estágio conectado à rede participa diretamente do processo de transferência de energia através do transformador, eliminando a necessidade de um conversor CC–CC isolado independente.

Outra linha de desenvolvimento dessas estruturas consiste na redução da quantidade de dispositivos semicondutores. Em (BARANWAL et al., 2018), é apresentado um retificador trifásico bidirecional de estágio único com isolação em alta frequência e número reduzido de interruptores. A proposta demonstra que a integração entre retificação, isolação e bidirecionalidade pode ser acompanhada por modificações topológicas destinadas à redução do número de dispositivos ativos. Como contrapartida, a redução de interruptores restringe os possíveis estados de comutação e aumenta a dependência entre a operação do estágio conectado à rede e o processo de transferência de energia pelo transformador.

A obtenção de comutação suave representa outro aspecto relevante no desenvolvimento de conversores CA–CC trifásicos isolados, especialmente devido à operação dos transformadores em frequências elevadas. Em (FOROUZESH; LIU; SEN, 2022), é apresentada uma topologia CA–CC trifásica isolada a três fios com correção do fator de potência e operação com comutação suave. A redução das perdas associadas às transições dos dispositivos semicondutores favorece a operação em frequências de chaveamento mais elevadas e, consequentemente, a redução das dimensões dos elementos magnéticos, embora a obtenção dessas condições esteja diretamente relacionada ao comportamento das correntes durante os intervalos de comutação.

No trabalho de (NARWAL et al., 2023) é apresentada uma estrutura CA–CC trifásica isolada de estágio único baseada na utilização de interruptores bidirecionais. A topologia integra diretamente a interface trifásica ao estágio de alta frequência, estabelecendo a transferência de energia através do transformador sem a utilização de um estágio CC intermediário independente. A utilização de dispositivos bidirecionais amplia as possibilidades de conexão entre a rede e o elo isolado, ao custo de maior complexidade na definição das sequências de comutação.

Em (ZHANG et al., 2023), é apresentada uma estrutura CA–CC trifásica isolada de estágio único destinada a aplicações de transformadores de estado sólido em média tensão. Nessa classe de aplicações, a redução do número de estágios de processamento e a operação do transformador em frequência elevada tornam-se especialmente relevantes para a redução do volume e do peso do sistema.

2.2 Tensão de Modo Comum

A tensão de modo comum está presente em diferentes sistemas baseados em conversores estáticos de potência e está associada às variações de tensão produzidas pelos

estados de chaveamento dos dispositivos semicondutores (ZHU et al., 2022; ZHANG et al., 2021). Na presença de capacitâncias parasitas, essas variações podem estabelecer caminhos para a circulação de correntes de modo comum, contribuindo para o surgimento de correntes de fuga, tensões no eixo de máquinas elétricas e interferência eletromagnética.

No contexto de sistemas fotovoltaicos, o trabalho de (KEREKES; TEODORESCU; LISERRE, 2008) analisou o comportamento da tensão de modo comum em inversores sem transformador conectados à rede. Os autores demonstraram que as variações dessa tensão podem excitar a capacitância parasita existente entre os módulos fotovoltaicos e o terra, estabelecendo um caminho para a circulação de correntes de fuga. A magnitude dessas correntes está relacionada à amplitude e à taxa de variação da tensão de modo comum, bem como às impedâncias presentes no caminho de circulação.

Uma análise mais abrangente dos fenômenos associados à tensão de modo comum é apresentada em (ZHANG et al., 2021). Os autores destacam que o comportamento das componentes de modo comum depende da faixa de frequência considerada. Em frequências mais baixas, a estratégia de modulação empregada pelo conversor exerce influência significativa sobre essas componentes, enquanto em frequências mais elevadas, os transitórios de comutação dos dispositivos semicondutores e as impedâncias parasitas do sistema assumem maior relevância.

Os efeitos associados à tensão de modo comum também são observados em sistemas de acionamento de máquinas elétricas. Em (XU et al., 2021), é realizado um estudo experimental de um motor de indução alimentado por um inversor baseado em dispositivos de SiC. Os autores investigam a relação entre a tensão de modo comum e as correntes de alta frequência presentes no sistema, com destaque para aquelas que circulam pelos rolamentos e pelos caminhos capacitivos formados entre os enrolamentos, o rotor e a estrutura da máquina.

Além das aplicações anteriormente mencionadas, os fenômenos de modo comum também são relevantes em conversores isolados que utilizam transformadores de alta frequência. Em (BUTICCHI et al., 2018), é analisado o comportamento da tensão de modo comum em um conversor DAB, considerando a capacitância parasita existente entre os enrolamentos do transformador. Os autores demonstram que as variações dessa tensão podem estabelecer correntes de modo comum por meio dos caminhos capacitivos presentes na estrutura e propõem modificações nas pontes do conversor com o objetivo de manter a tensão de modo comum aproximadamente constante.

O trabalho proposto por (KUMAR; VORUGANTI; GOHIL, 2019) realizou uma análise dos caminhos de corrente de modo comum em topologias de conversores CC-CC isolados baseados em DAB monofásicos e trifásicos levando-se em consideração as capacitâncias parasitas dos dispositivos semicondutores e do transformador de média frequência. O estudo evidenciou que a corrente no sistema é resultado da interação entre

as duas pontes e não apenas da comutação em um único braço.

Em (YAN et al., 2021), é desenvolvido um modelo analítico de modo comum para o conversor DAB, considerando capacitâncias parasitas associadas aos dissipadores aterrados e aos enrolamentos do transformador de alta frequência. A partir desse modelo, os autores avaliam a influência de diferentes estratégias de modulação, incluindo SPS, DPS e TPS. Os resultados demonstram que a estratégia de modulação empregada também exerce influência sobre as componentes de modo comum presentes no conversor.

No trabalho de (ZHAO et al., 2024), o comportamento da tensão de modo comum é analisado em um conversor DAB de três níveis. Os autores demonstram que as rápidas variações de potencial decorrentes das comutações em alta frequência podem estabelecer correntes de fuga através das capacitâncias parasitas para o terra e da capacitância distribuída entre os enrolamentos do transformador. A partir da construção de um modelo equivalente de modo comum, são analisados os mecanismos responsáveis pela geração dessa tensão e propostas estratégias destinadas à sua supressão.

O trabalho de (VAZQUEZ et al., 2010) apresenta uma topologia de inversor trifásico sem transformador destinada a aplicações fotovoltaicas, desenvolvida especificamente para reduzir as variações da tensão de modo comum. A estrutura proposta modifica os caminhos de circulação de corrente em relação ao inversor trifásico convencional por meio da inclusão de circuitos auxiliares, permitindo limitar os níveis de tensão de modo comum e, consequentemente, as correntes de fuga associadas às capacitâncias parasitas do sistema.

O emprego de modificações topológicas em conjunto com estratégias específicas de modulação também é discutido em (ROBLES et al., 2021). Nesse contexto, diferentes estruturas de conversores e estados de chaveamento podem ser empregados com o objetivo de restringir as combinações responsáveis pela geração dos maiores níveis de tensão de modo comum. A utilização de estruturas multiníveis, associada à seleção adequada dos estados de comutação, possibilita reduzir as variações dessa grandeza durante a operação do conversor.

De forma semelhante, o trabalho de (CHAVES; GRIGOLETTO, 2020) apresenta técnicas de modulação vetorial voltadas à redução da amplitude da tensão de modo comum. O princípio adotado consiste na seleção de vetores de tensão e sequências de chaveamento que evitem estados responsáveis pelos maiores níveis dessa grandeza. Dessa maneira, a redução da tensão de modo comum pode ser obtida sem a necessidade de introduzir elementos adicionais no estágio de potência.

Além das modificações topológicas e das estratégias de modulação, a utilização de circuitos auxiliares representa outra alternativa para a mitigação dos fenômenos de modo comum. Em (TAKAHASHI et al., 2019), é avaliado um filtro ativo aplicado a um sistema de acionamento alimentado por um inversor PWM trifásico. O circuito auxiliar atua na

atenuação da tensão de modo comum produzida pelo conversor, reduzindo as perturbações de alta frequência que se propagam pelos caminhos existentes entre o inversor e a máquina.

O desempenho das técnicas de filtragem está diretamente relacionado às características dos caminhos percorridos pelas correntes de modo comum. Nesse sentido, (ZHAO; FAN et al., 2021) apresenta um estudo da impedância de modo comum em sistemas de acionamento elétrico. A caracterização dessa impedância é realizada por meio de medições, permitindo identificar o comportamento dos caminhos de propagação das componentes de modo comum e fornecendo informações relevantes para a análise da interferência eletromagnética e para o dimensionamento de filtros.

Embora grande parte dos trabalhos disponíveis na literatura trate a tensão de modo comum como uma grandeza indesejada, ela também pode ser utilizada de maneira intencional para desempenhar funções específicas no conversor. Em (DEKKA et al., 2017), é proposta uma estratégia de controle para conversores modulares multiníveis (*Modular Multilevel Converter* – MMC) que utiliza a injeção de tensão de modo comum como uma variável adicional de controle. A componente injetada atua sobre o comportamento das grandezas internas do conversor, contribuindo para o balanceamento das tensões dos capacitores dos submódulos. De forma semelhante, em (PAN et al., 2020), a injeção de tensão de modo comum é empregada em um conversor híbrido de quatro níveis com o objetivo de reduzir as flutuações das tensões dos capacitores.

No trabalho de (MENZI et al., 2023), é proposta uma estratégia de injeção de tensão de modo comum para retificadores trifásicos com correção do fator de potência e estrutura modular por fase. Nesse caso, a componente de modo comum constitui um grau de liberdade adicional utilizado para modificar a distribuição instantânea de potência entre os módulos e reduzir os requisitos de armazenamento intermediário de energia.

No trabalho proposto por (GOEL; DAVIS; DEY, 2020), a estratégia PWM emprega injeção de tensão de modo comum para balancear capacitores flutuantes e ampliar a região linear de modulação, aumentando o aproveitamento do barramento CC.

O trabalho de (FEHR; GENSIOR, 2018) utiliza a tensão de modo comum juntamente com correntes circulantes para melhorar o balanceamento de energia no MMC. Nesse caso, a CMV participa ativamente da forma com que a energia interna do conversor é redistribuída.

Capítulo 3

Fundamentação Teórica

3.1 Tensão de modo comum

Em sistemas alimentados por inversores trifásicos como o ilustrado na Figura 3.1, o fenômeno da tensão de modo comum, denominado v_{0N}, surge como uma consequência inevitável das rápidas transições de chaveamento dv/dt. A grandeza em questão apresenta uma forma de onda pulsada cujos níveis são determinados pelas combinações de estados das chaves do conversor.

De acordo com a Figura 3.1, as tensões de linha para neutro são dadas por:

$$v_{jN} \quad = \quad v_{j0} - v_{N0}, \tag{3.1}$$

para $j = 1, 2, 3$.

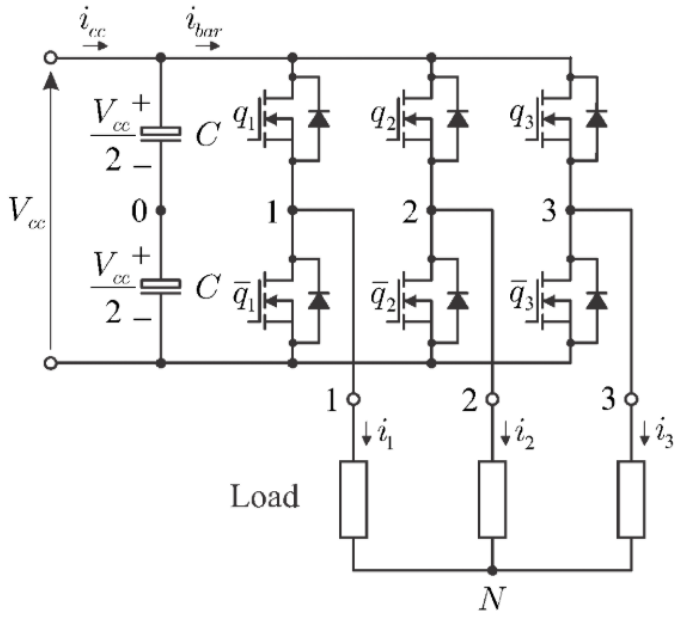
Ao somar as três equações para $j = 1, 2, 3$ e considerando um sistema trifásico balanceado, no qual $v_{1N} + v_{2N} + v_{3N} = 0$, obtém-se a expressão da tensão de modo comum:

$$v_{0N} = \frac{v_{10} + v_{20} + v_{30}}{3}, \tag{3.2}$$

em que v_{10}, v_{20} e v_{30} são as tensões de polo do inversor.

A partir das formas de onda apresentadas na Figura 3.2 é possível compreender o comportamento da tensão de modo comum. Sua característica é de natureza pulsada com diferentes níveis de tensão que variam a cada ciclo de comutação e apresentam simetria entre os semiciclos positivo e negativo com amplitudes compreendidas entre $-V_{cc}/2$ e $+V_{cc}/2$. A Tabela 3.1 apresenta as possíveis combinações nos estados das chaves que dão origem aos níveis de tensão observados na Figura 3.2.

Figura 3.1 – Inversor trifásico.



Fonte: (VITORINO, 2019)

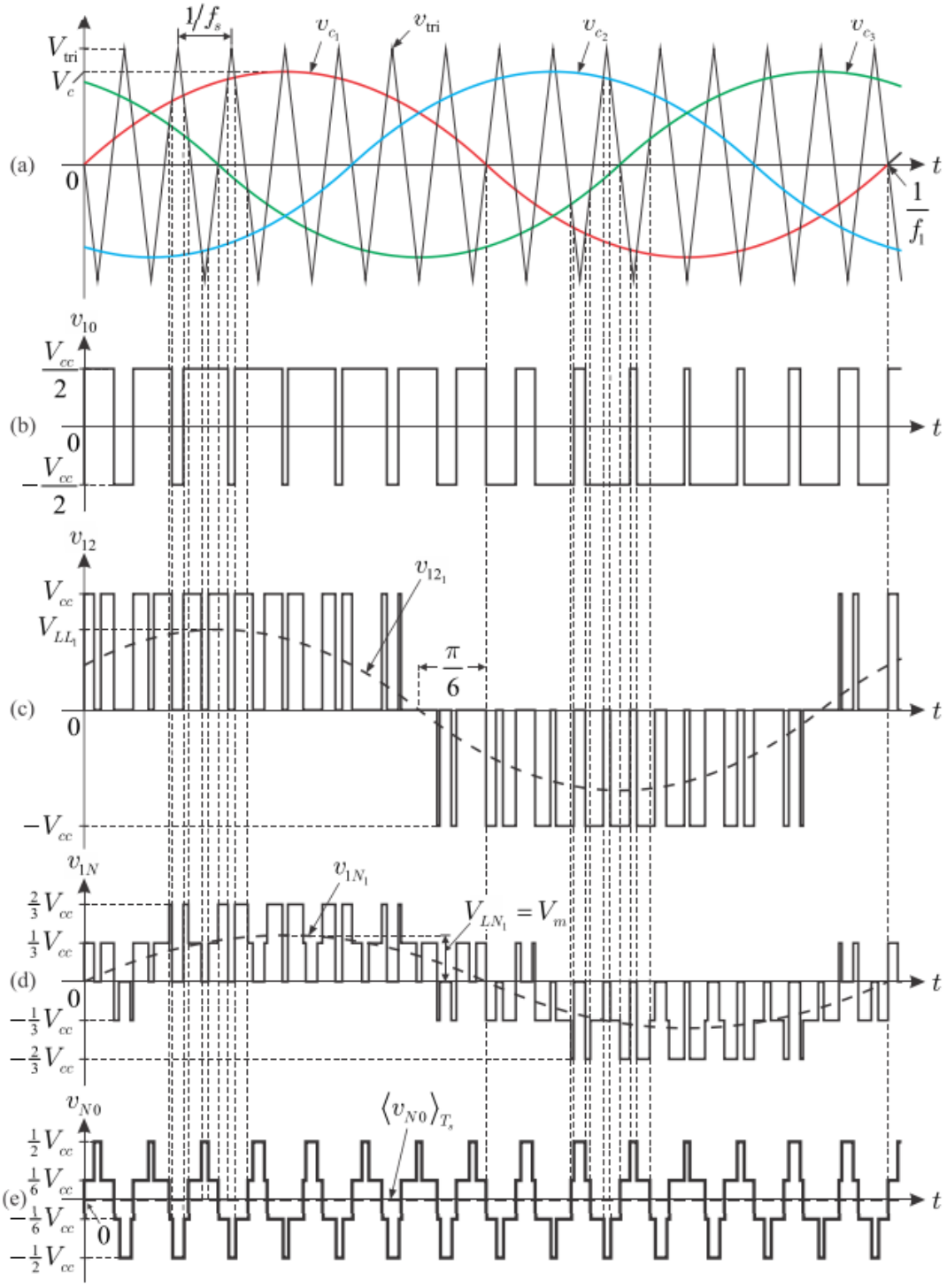
Tabela 3.1 – Níveis da tensão de modo comum v_{0N} em função dos estados de chaveamento.

Estado	$q_1q_2q_3$	$\sum v_{j0}$	v_{0N}
I	0 0 0	$-\frac{3V_{cc}}{2}$	$-\frac{V_{cc}}{2}$
II	1 0 0	$-\frac{V_{cc}}{2}$	$-\frac{V_{cc}}{6}$
III	1 1 0	$\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{6}$
IV	1 1 1	$\frac{3V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{2}$
V	1 1 0	$\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{6}$
VI	1 0 0	$-\frac{V_{cc}}{2}$	$-\frac{V_{cc}}{6}$

O conceito da tensão de modo comum, no entanto, vai além de sua definição matemática. Segundo (VITORINO, 2019), esta tensão está relacionada à emissão de EMI de modo comum, um dos maiores problemas de compatibilidade eletromagnética em conversores de potência.

De acordo com (YANG et al., 2017) e (TURZYńSKI; MUSZNICKI, 2021), as altas variações de tensão associadas a essa tensão são capazes de provocar correntes de fuga, denominadas de correntes de modo comum, que fluem através de capacitâncias parasitas. Como consequência, ocorre um aumento de EMI durante a operação do conversor, que pode comprometer o desempenho e a conformidade do sistema com as normas de compatibilidade

Figura 3.2 – Formas de onda para a tensão de modo comum. (a) Modulação SPWM. (b) Tensão de polo v_{10}. (c) Tensão de linha-para-linha v_{12}. (d) Tensão de linha-para-neutro (e) Tensão de modo comum v_{0N}



Fonte: (VITORINO, 2019)

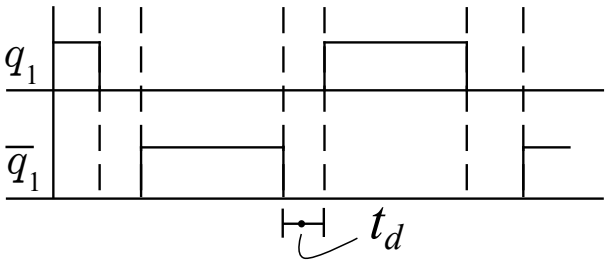
eletromagnética.

3.2 Tempo Morto

Em aplicações práticas, é possível que uma chave pertencente ao braço de um conversor não realize a transição de estado de forma adequada devido à falhas no circuito de acionamento. Como consequência, isso poderia resultar na condução simultânea das chaves do mesmo braço, ocasionando um curto-circuito. Para mitigar esse risco, é bastante comum utilizar o conceito de tempo morto, definido como sendo um breve intervalo de tempo em que nenhuma das chaves presentes no mesmo braço do conversor permanece conduzindo simultaneamente (REITER et al., 2010), conforme apresentado na Figura 3.3.

Além da função descrita anteriormente, o fenômeno do tempo morto é utilizado em técnicas de comutação suave. O curto intervalo de tempo em que ambas as chaves de um mesmo braço não conduzem permite que as capacitâncias parasitas das chaves sejam carregadas e descarregadas pela ação das correntes no circuito, estabelecendo as devidas condições necessárias para que a comutação possa ocorrer sob tensão nula (ZVS) ou corrente nula (ZCS).

Figura 3.3 – Tempo morto.



Fonte: Autoria própria.

3.3 Comutação sob Tensão Nula

Em se tratando de Eletrônica de Potência, a eficiência de operação do conversor é um parâmetro fundamental, principalmente quando o mesmo opera com alta frequência de chaveamento, em que as perdas por condução e comutação representam uma parcela significativa das perdas totais. Nesse contexto, a técnica de comutação sob tensão nula (Zero Voltage Switching – ZVS) surge como uma solução eficaz para a redução de tais perdas.

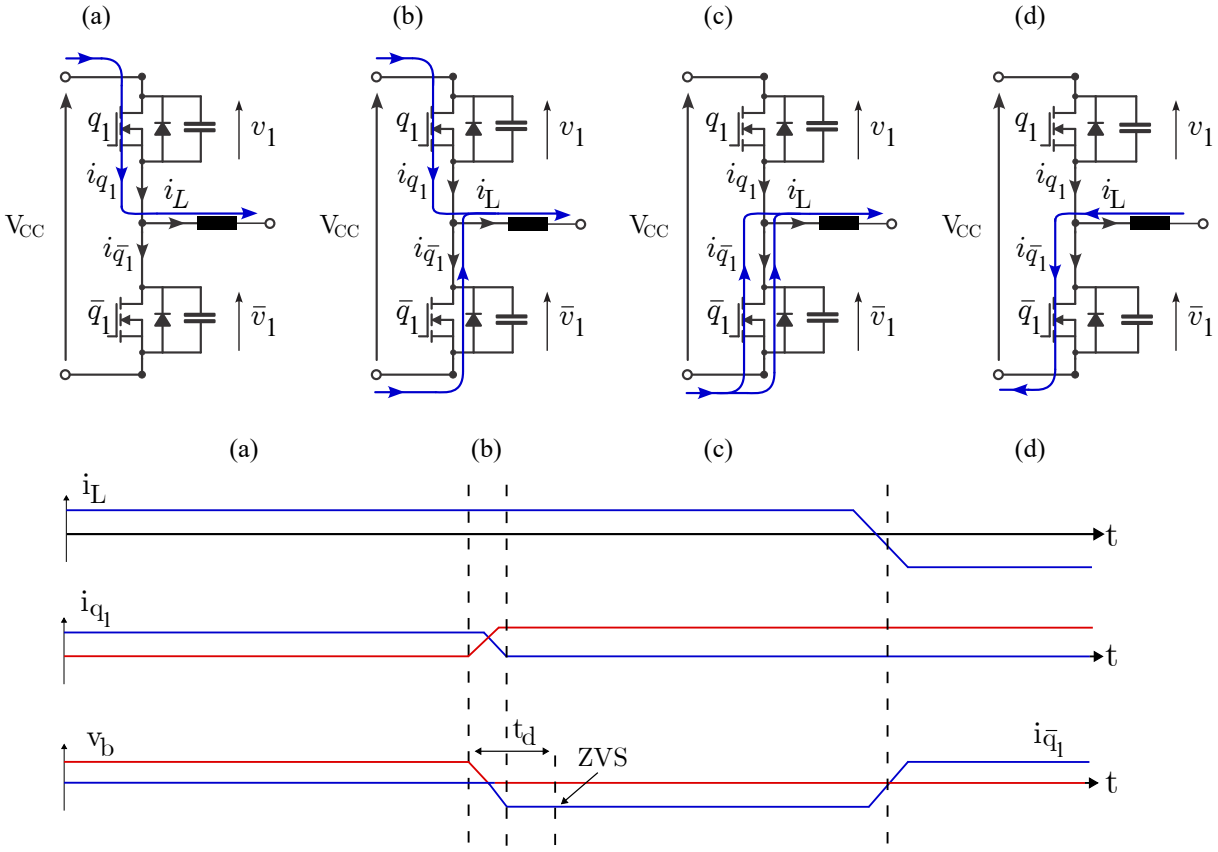
O princípio básico do ZVS consiste em garantir que a transição do instante de condução de cada chave do mesmo braço ocorra em um instante no qual a tensão entre seus terminais seja nula, eliminando praticamente as perdas no instante do chaveamento. Para alcançar essa condição, as topologias dos conversores combinam o uso de indutores e capacitores, sejam eles elementos parasitas ou não, de modo a formarem um circuito ressonante responsável por forçar a variação controlada da tensão e da corrente durante a

comutação. Ainda assim, a simples presença de elementos reativos no circuito não garante a ocorrência de ZVS. Para que a comutação sob tensão nula seja de fato alcançada, é necessário que a corrente do circuito, durante o intervalo de tempo morto, apresente magnitude e polaridade adequada para carregar e descarregar as capacitâncias parasitas das chaves.

De acordo com (LEE; LIU; SOKOL, 1988), essa configuração permite que a energia armazenada nos elementos reativos seja utilizada para descarregar a capacitância da chave antes do seu acionamento, levando a tensão nos terminais a zero de maneira natural. Dessa forma, a chave é capaz de entrar em condução sem dissipar energia significativa no instante de transição.

A Figura 3.4 apresenta, a nível de exemplo, a sequência de etapas da operação de uma meia ponte com comutação sob tensão nula. Conforme ilustrado na etapa a, a chave $\bar{q}_1$ está aberta e a chave superior q_1 conduz a corrente i_L. Em seguida, o sinal de gatilho de q_1 é retirado, a corrente i_{q_1} vai à zero e a corrente na carga flui através do diodo em antiparalelo de $\bar{q}_1$. Ainda nessa etapa, a tensão v_1 cresce e $\bar{v_1}$ decresce até que $v_1 = V_{cc}$ e $\bar{v_1} = 0$, conforme apresentado na etapa b. No início da etapa c, a corrente da carga é conduzida pelo diodo $\bar{D}_1$. Concluído o tempo morto, o sinal de gatilho de $q\bar{1}$ é aplicado e este pode ser comutado com tensão nula, visto que o diodo $\bar{D}_1$ estava conduzindo.

Figura 3.4 – Comutação sob tensão nula em uma meia ponte.



Fonte: Adaptado de (BUENO et al., 2020).

Capítulo 4

Topologia Proposta: Conversor CA-CC trifásico unidirecional isolado com único transformador excitado pela tensão de modo comum

Este capítulo apresenta a análise da topologia CA–CC trifásica unidirecional isolada com um único transformador excitado pela tensão de modo comum. Inicialmente, são descritas a estrutura do conversor e as etapas de operação. Em seguida, é discutida a estratégia de modulação empregada e o método de controle adotado. Por fim, são apresentados os resultados de simulação e experimentais que validam o funcionamento do conversor.

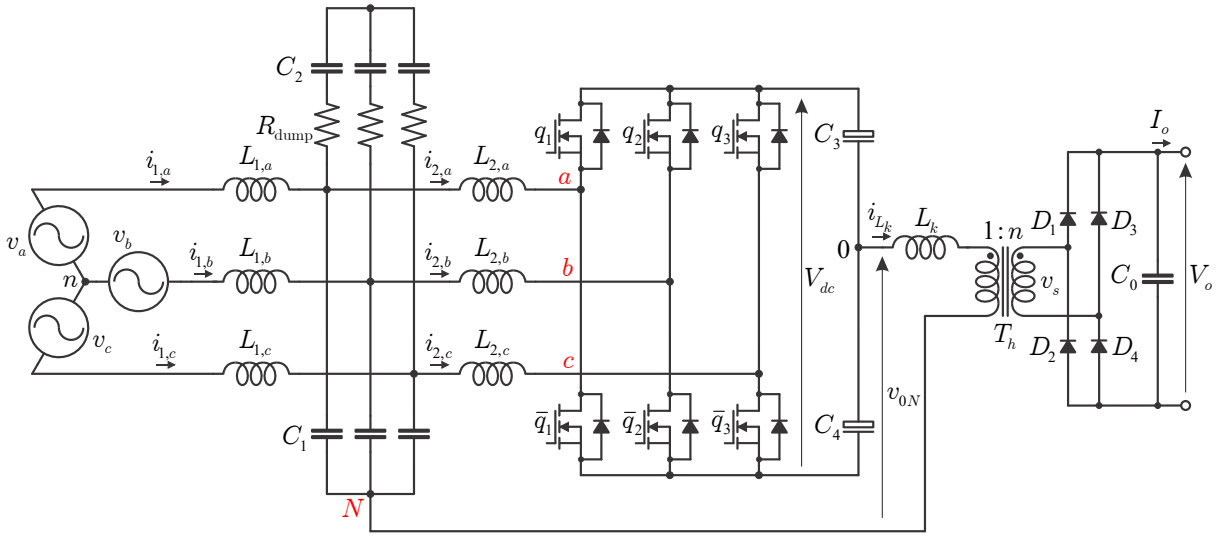
4.1 Descrição do conversor

A Figura 4.1 apresenta a topologia do conversor CA-CC trifásico unidirecional isolado proposto, cuja principal inovação consiste em utilizar a tensão de modo comum, denominada v_{0N}, para excitar o transformador de alta frequência. A obtenção da tensão de modo comum é viabilizada pela conexão do ponto médio do barramento V_{dc} ao neutro do conversor.

De forma análoga ao que é geralmente adotado na análise dos conversores SAB e DAB, considera-se que indutância de magnetização é elevada o suficiente para ser desprezada na dinâmica do sistema ($L_m = \infty$), de modo que a indutância de dispersão L_k é o único elemento magnético responsável pela transferência de energia para o lado CC. A corrente que percorre essa indutância é definida pela diferença entre a tensão de

modo comum e a tensão refletida no secundário do transformador. No lado CC, a tensão induzida é retificada por meio de uma ponte de diodos.

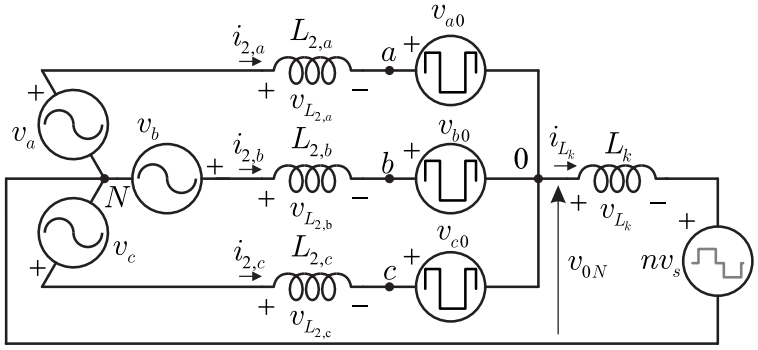
Figura 4.1 – Conversor CA-CC trifásico isolado proposto.



Fonte: Autoria própria.

A Figura 4.2 apresenta o modelo simplificado do conversor proposto. Neste modelo, a topologia é reduzida aos elementos essenciais à análise da topologia e do mecanismo de transferência de potência, permitindo compreender a relação entre a tensão de modo comum, a tensão refletida no secundário e a corrente responsável pela excitação do transformador. A corrente i_{L_k} é expressa como sendo a soma das correntes nas indutâncias L_2, conforme definida na equação (4.1), enquanto a tensão refletida para o secundário e que será retificada é dada por v_s, definida na equação (4.2).

Figura 4.2 – Modelo do conversor simplificado.



Fonte: Autoria própria.

$$i_{L_k} = i_{2,a} + i_{2,b} + i_{2,c}. \tag{4.1}$$

$$v_s = \frac{v_{0N} - v_{L_k}}{n}, \tag{4.2}$$

onde $n = n_1/n_2$ representa a relação de espiras do transformador.

A Lei de Kirchoff das Tensões em cada malha permite obter a expressão matemática que define a tensão de modo comum:

$$\begin{aligned} v_{0N} - v_a + v_{L_{2,a}} + v_{a0} &= 0, & (4.3)\\ v_{0N} - v_b + v_{L_{2,b}} + v_{b0} &= 0, & (4.4)\\ v_{0N} - v_c + v_{L_{2,c}} + v_{c0} &= 0, & (4.5) \end{aligned}$$

onde as tensões de polo v_{a0}, v_{b0} e v_{c0} são definidas como:

$$\begin{aligned} v_{j0} &= (2 \cdot q_j - 1) \cdot \frac{V_{dc}}{2}, & (4.6)\\ v_{L_{2,j}} &= L_{2,j} \cdot \frac{di_{2,j}}{dt}, & (4.7) \end{aligned}$$

para $j = a, b, c$, onde q_j é o estado da chave ($q_j = 1$ a chave está fechada e $q_j = 0$ a chave está aberta).

Somando as equações (4.3)-(4.5), obtém-se que:

$$3 \cdot v_{0N} + v_{L_{2,a}} + v_{L_{2,b}} + v_{L_{2,c}} + v_{a0} + v_{b0} + v_{c0} = 0, \tag{4.8}$$

A equação (4.8) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$v_{0N} = \frac{-(v_{L_{2,a}} + v_{L_{2,b}} + v_{L_{2,c}} + v_{a0} + v_{b0} + v_{c0})}{3} \tag{4.9}$$

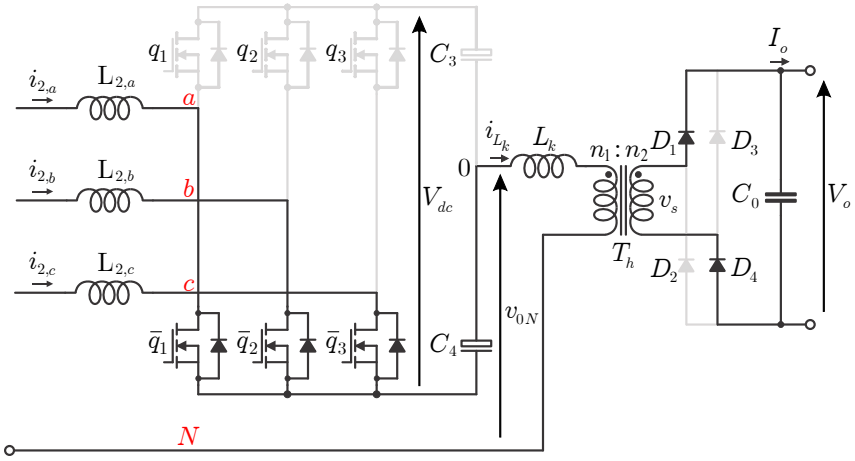
A partir da equação (4.9), nota-se que a tensão de modo comum é resultado da combinação entre as tensões de polo do conversor e as quedas de tensão associadas aos indutores L_2. Diferentemente do que ocorre em inversores convencionais, como o da Figura 3.1, nos quais os níveis de tensão de modo comum são simétricos e definidos somente pelos estados das chaves, na topologia proposta os termos correspondentes às quedas de tensão em L_2 introduzem uma leve assimetria entre esses níveis.

4.2 Operação do conversor proposto

A operação do conversor proposto é descrita por uma sequência de estágios ao longo de um período de chaveamento. As etapas de operação são descritas a seguir com base nas combinações de chaveamento apresentadas nas Figuras 4.3 a 4.9.

Estágio I (Fig. 4.3): Em $t = t_0$ a corrente i_{L_k} é inicialmente nula ($i_{L_k}(t_0) = 0$) e as chaves $\bar{q}_1$, $\bar{q}_2$ e $\bar{q}_3$ estão conduzindo. Nessa condição, as tensões de polo assumem os valores $v_{a0} = v_{b0} = v_{c0} = -\frac{V_{dc}}{2}$, fazendo com que a tensão de modo comum v_{0N} apresente polaridade positiva. Como consequência, a tensão sobre a indutância L_k é positiva e a corrente i_{L_k} flui no sentido convencional adotado, atingindo seu valor máximo ao final deste estágio. No secundário do transformador, v_s é positiva e os diodos D_1 e D_4 conduzem. A transição para o próximo estágio tem início a partir da remoção do sinal de acionamento da chave $\bar{q}_1$. Durante o intervalo de tempo morto, a corrente $i_{2,a}$, associada à indutância $L_{2,a}$, passa a circular pelas capacitâncias parasitas das chaves do primeiro braço, carregando o capacitor $C_{oss,\bar{q}_1}$ e descarregando C_{oss,q_1}. Uma vez que a tensão no capacitor a ser descarregado não pode ser negativa devido à presença do diodo em antiparalelo, este entra em condução. No instante em que o diodo começa a conduzir, a chave q_1 pode ser comutada com tensão nula.

Figura 4.3 – $\bar{q}_1$, $\bar{q}_2$ e $\bar{q}_3$ conduzem.

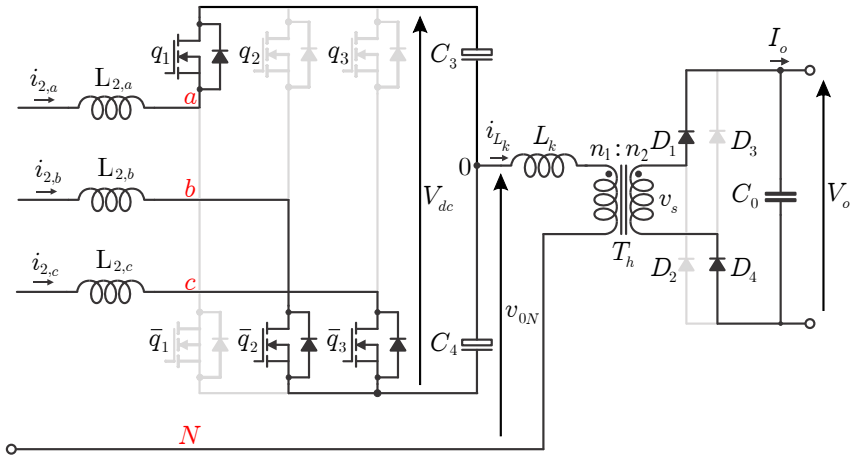


Fonte: Autoria própria.

Estágio II (Fig. 4.4): Em $t = t_1$, as chaves q_1, $\bar{q}_2$ e $\bar{q}_3$ estão conduzindo. Nessa condição, as tensões de polo assumem os valores $v_{a0} = \frac{V_{dc}}{2}$, $v_{b0} = v_{c0} = -\frac{V_{dc}}{2}$, fazendo com que a tensão v_{0N} permaneça com polaridade positiva, porém com amplitude reduzida em relação ao estágio anterior. Como consequência, a tensão aplicada à indutância L_k é reduzida, de modo que a corrente i_{L_k} mantém o sentido convencional adotado, mas decresce linearmente ao longo deste intervalo. No secundário do transformador, a tensão v_s permanece positiva e os diodos D_1 e D_4 continuam conduzindo. A transição para o próximo estágio tem início a partir da remoção do sinal de acionamento da chave $\bar{q}_2$. Durante o intervalo de tempo morto, a corrente $i_{2,b}$, associada à indutância $L_{2,b}$, passa a circular pelas capacitâncias parasitas das chaves braço intermediário, carregando o capacitor $C_{oss,\bar{q}_2}$ e descarregando C_{oss,q_2}. Quando o diodo antiparalelo de q_2 começar a conduzir, a chave q_2 pode ser acionada sob tensão nula.

Estágio III (Figs. 4.5 e 4.6): Em $t = t_2$, as chaves q_1, q_2 e $\bar{q}_3$ estão fechadas.

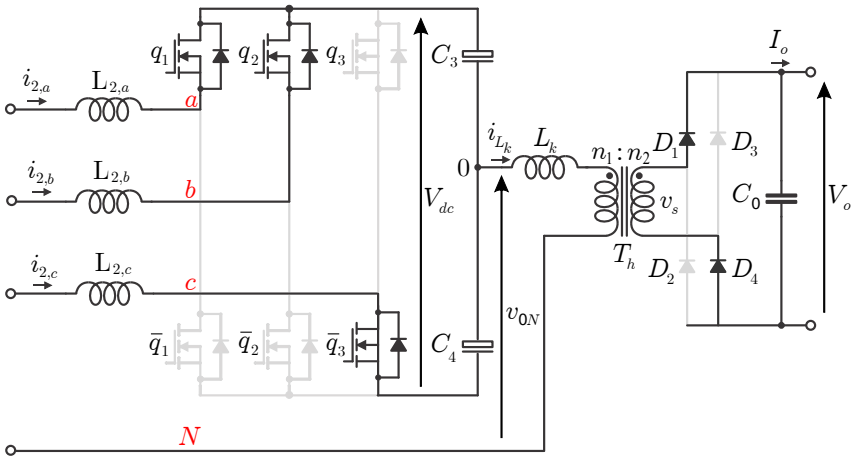
Figura 4.4 – q_1, $\bar{q}_2$ e $\bar{q}_3$ conduzem.



Fonte: Autoria própria.

Nessa condição, as tensões de polo assumem os valores $v_{a0} = v_{b0} = \frac{V_{dc}}{2}$, $v_{c0} = -\frac{V_{dc}}{2}$. Durante este intervalo, a corrente i_{L_k} decresce linearmente até se anular. Enquanto $i_{L_k} \neq 0$, os diodos D_1 e D_4 permanecem em condução. Em $t = t_3$, a corrente i_{L_k} é nula, estabelecendo-se uma condição de equilíbrio de tensões, na qual a polaridade de v_{0N} se inverte e sua amplitude torna-se igual à da tensão refletida ao secundário do transformador, resultando em $v_{L_k} = 0$.

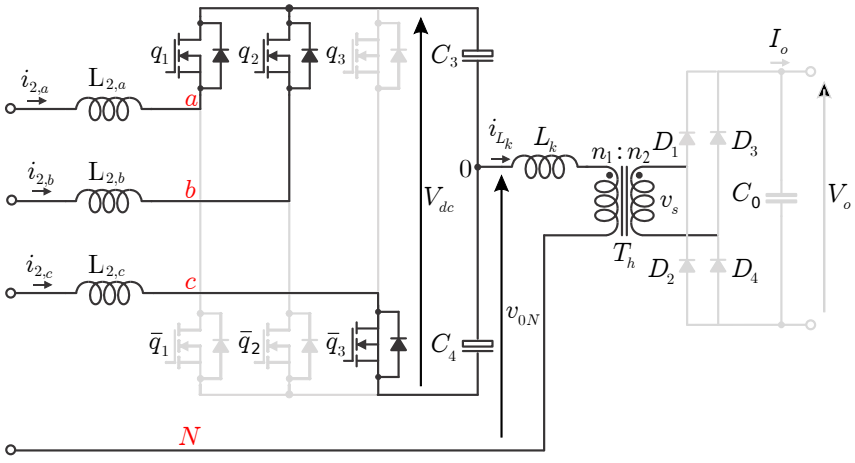
Figura 4.5 – q_1, q_2 e $\bar{q}_3$ conduzem.



Fonte: Autoria própria.

Estágio IV (Fig. 4.7): Em $t = t_4$, as chaves q_1, q_2 e q_3 estão conduzindo. Nessa condição, as tensões de polo assumem os valores $v_{a0} = v_{b0} = v_{c0} = \frac{V_{dc}}{2}$, fazendo com que a tensão de modo comum v_{0N} apresente a mesma amplitude observada no Estágio I, porém com polaridade negativa. Como consequência, a tensão aplicada à indutância L_k também se inverte, de modo que a corrente i_{L_k} passa a fluir no sentido oposto ao convencional adotado ao longo deste intervalo. No secundário do transformador, a tensão v_s também se inverte e os diodos D_2 e D_3 conduzem. A transição para o próximo estágio tem início a

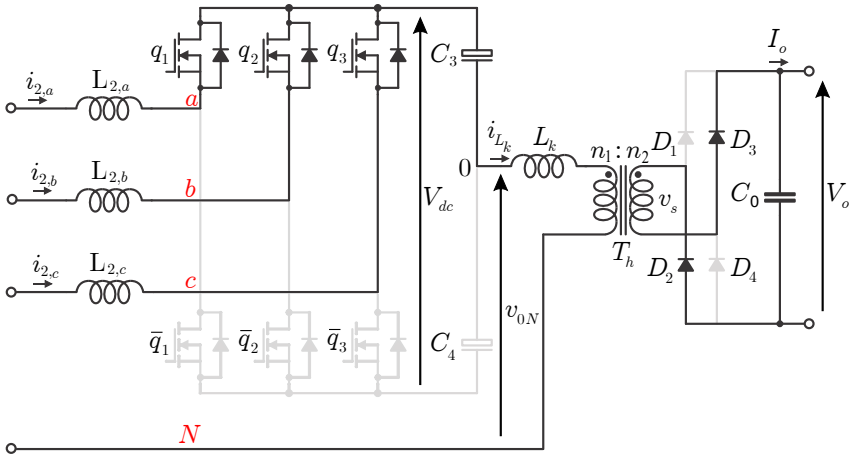
Figura 4.6 – q_1, q_2 e $\bar{q}_3$ conduzem.



Fonte: Autoria própria.

partir da remoção do sinal de gatilho da chave q_3. Durante o intervalo de tempo morto, a corrente $i_{2,c}$, associada à indutância $L_{2,c}$, passa a circular pelas capacitâncias parasitas das chaves do último braço, carregando C_{oss,q_3} e descarregando $C_{oss,\bar{q}_3}$. Sabendo que a tensão no capacitor a ser descarregado não pode ser negativa devido à presença do diodo em antiparalelo, este conduz. No instante em que o diodo começa a conduzir, a chave q_3 pode ser comutada com tensão nula.

Figura 4.7 – q_1, q_2 e q_3 conduzem.

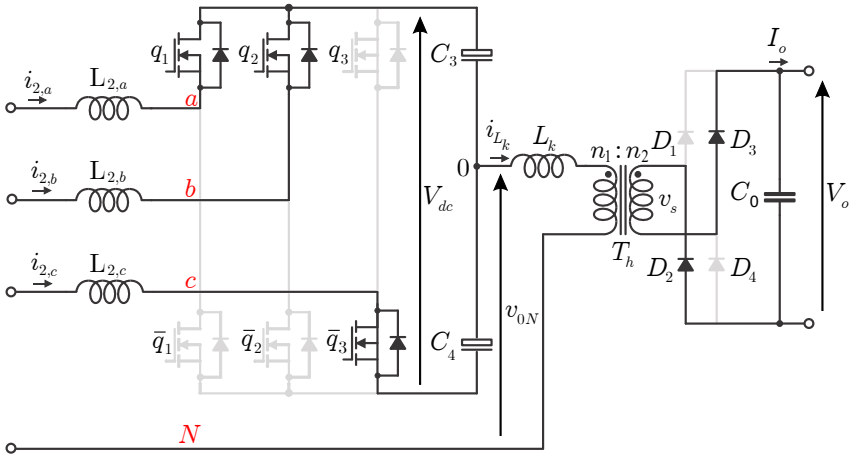


Fonte: Autoria própria.

Estágio V (Fig. 4.8): Em $t = t_5$, as chaves q_1, q_2 e $\bar{q}_3$ estão conduzindo. Nessa condição, as tensões de polo assumem os valores $v_{a0} = v_{b0} = \frac{V_{dc}}{2}$ e $v_{c0} = -\frac{V_{dc}}{2}$, fazendo com que a tensão de modo comum v_{0N} permaneça com polaridade negativa, porém com amplitude reduzida em relação ao estágio anterior. Como consequência, a corrente i_{L_k} continua fluindo no sentido oposto ao convencional adotado, mas cresce linearmente ao longo deste intervalo. No secundário do transformador, a tensão v_s continua negativa e os diodos D_2 e D_3 permanecem conduzindo. O estágio seguinte tem início a partir da remoção

do sinal de gatilho da chave q_2. No intervalo do tempo morto, a corrente $i_{2,b}$, associada à indutância $L_{2,b}$, flui através capacitâncias parasitas das chaves braço intermediário, carregando o capacitor C_{oss,q_2} e descarregando $C_{oss,\bar{q}_2}$. Quando o diodo de $\bar{q}_2$ começar a conduzir, essa chave poderá ser comutada com tensão nula.

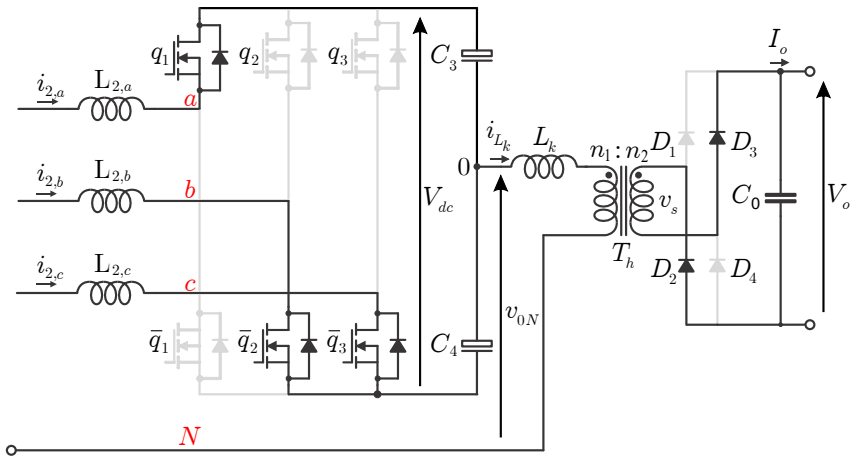
Figura 4.8 – q_1, q_2 e $\bar{q}_3$ conduzem.



Fonte: Autoria própria.

Estágio VI (Figs. 4.9 e 4.10): Em $t = t_6$, as chaves q_1, $\bar{q}_2$ e $\bar{q}_3$ estão conduzindo. Nessa condição, $v_{a0} = \frac{V_{dc}}{2}$, $v_{b0} = v_{c0} = -\frac{V_{dc}}{2}$. Durante este intervalo, a corrente i_{L_k} cresce linearmente até se anular. Enquanto $i_{L_k} \neq 0$, os diodos D_2 e D_3 permanecem em condução. Em $t = t_7$, a corrente i_{L_k} é nula, estabelecendo-se uma condição de equilíbrio de tensões, na qual a polaridade de v_{0N} se inverte e sua amplitude torna-se igual à da tensão refletida ao secundário do transformador, resultando em $v_{L_k} = 0$.

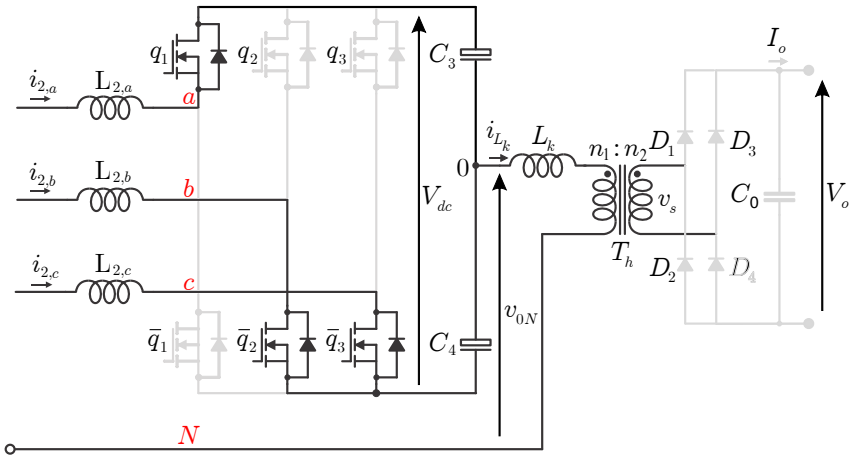
Figura 4.9 – q_1, $\bar{q}_2$ e $\bar{q}_3$ conduzem.



Fonte: Autoria própria.

O comportamento da corrente no primário do transformador, $i_{Lk}(t)$, é definido pela tensão sobre a indutância de dispersão L_k:

Figura 4.10 – q_1, $\bar{q}_2$ e $\bar{q}_3$ conduzem.



$$\frac{di_{Lk}}{dt} = \frac{v_{Lk}^{(k)}}{L_k} = \frac{v_{0N}^{(k)} - nv_s^{(k)}}{L_k}, \tag{4.10}$$

onde o sobrescrito (k) indica o valor médio e aproximadamente constante da respectiva tensão no k-ésimo intervalo e $n = n_1/n_2$ é a relação de espiras do transformador.

A corrente $i_{Lk}(t)$ é então dada por:

$$i_{Lk}(t) = i_{Lk}(t_k) + \frac{v_{0N}^{(k)} - nv_s^{(k)}}{L_k}(t - t_k), \quad t \in [t_k, t_{k+1}] \tag{4.11}$$

De posse da descrição de cada estágio de operação, torna-se possível definir a equação da corrente na indutância de dispersão em cada trecho:

$$i_{Lk}(t) = \begin{cases} \frac{v_{0N} - n \cdot v_s}{L_k} \cdot (t - t_0) + i_{Lk}(t_0), & t_0 < t \leq t_1 \\ \frac{v_{0N} - n \cdot v_s}{L_k} \cdot (t - t_1) + i_{Lk}(t_1), & t_1 < t \leq t_2 \\ \frac{v_{0N} - n \cdot v_s}{L_k} \cdot (t - t_2) + i_{Lk}(t_2), & t_2 < t \leq t_3 \\ 0, & t_3 < t \leq t_4 \\ \frac{-v_{0N} + n \cdot v_s}{L_k} \cdot (t - t_4) + i_{Lk}(t_4), & t_4 < t \leq t_5 \\ \frac{-v_{0N} + n \cdot v_s}{L_k} \cdot (t - t_5) + i_{Lk}(t_5), & t_5 < t \leq t_6 \\ \frac{-v_{0N} + n \cdot v_s}{L_k} \cdot (t - t_6) + i_{Lk}(t_6), & t_6 < t \leq t_7 \\ 0, & t_7 < t \leq t_8 \end{cases} \tag{4.12}$$

4.3 Modelagem do conversor

A modelagem matemática do conversor é fundamental para compreender sua dinâmica, estabelecer as funções de transferências adequadas ao projeto dos controladores e definir de forma precisa os ganhos dos controladores utilizados no conversor ao utilizar técnicas clássicas de projeto.

As equações que definem a modelagem do conversor CA-CC podem ser obtidas a partir da descrição da dinâmica das correntes no lado CA e da tensão do barramento CC. As subseções a seguir descrevem a modelagem das malhas de corrente e tensão, apresentando as considerações adotadas para a simplificação da análise e a obtenção das funções de transferência relativas à cada malha de controle.

4.3.1 Modelagem da malha de controle de corrente

A modelagem da malha de controle de corrente é obtida através do modelo simplificado do conversor apresentado na Figura 4.2 e das equações extraídas a partir de sua análise.

Substituindo a equação (4.7) nas equações (4.3) a (4.5) e considerando que as indutâncias L_2 são idênticas nas três fases e possuem uma resistência parasita R e que $V_j = v_{j0} - v_j$, para $j = a, b, c$, obtém-se que:

$$\begin{cases} L_2 \cdot \dfrac{di_{2,a}}{dt} + R \cdot i_{2,a} = V_a \\ L_2 \cdot \dfrac{di_{2,b}}{dt} + R \cdot i_{2,b} = V_b \\ L_2 \cdot \dfrac{di_{2,c}}{dt} + R \cdot i_{2,c} = V_c \end{cases} \tag{4.13}$$

A função de transferência referente à malha de corrente é definida ao aplicar a transformada de Laplace à equação (4.13):

$$\frac{i_{2,j}(s)}{V_j(s)} = \frac{1}{s \cdot L_2 + R}. \tag{4.14}$$

4.3.2 Modelagem da malha de tensão do barramento CC

A obtenção da modelagem referente à malha de controle do barramento CC fundamenta-se no princípio do balanceamento de potência em conversores. Em se tratando de operação ideal, as perdas são desprezadas e, portanto, têm-se que a potência instantânea fornecida pelo lado CA é transferida integralmente ao lado CC do conversor, na qual $P_{in} = P_{out}$.

Considerando que o conversor em questão opera com fator de potência unitário em cada fase, a potência trifásica total ativa, equivalente à potência ativa P, é dada por:

$$P_{AC} = \frac{3}{2} \cdot V_m \cdot I_m, \tag{4.15}$$

em que V_m e I_m são, respectivamente, as amplitudes das tensões e correntes de cada fase.

Para o lado CC do conversor, a potência fornecida ao barramento está relacionada à variação da energia armazenada no capacitor de saída C_o. Nesse caso, a potência é escrita como:

$$P_{DC} = V_o \cdot I_o, \tag{4.16}$$

sendo a corrente no capacitor definida por:

$$I_o = C_o \cdot \frac{dV_o}{dt}. \tag{4.17}$$

Substituindo a equação (4.17) em (4.16) obtém-se que a potência no lado CC é dada por:

$$P_{DC} = V_o \cdot C_o \cdot \frac{dV_o}{dt}. \tag{4.18}$$

De acordo com o princípio do balanceamento de potência, tem-se que:

$$P_{AC} = P_{DC}. \tag{4.19}$$

Substituindo as equações (4.15) e (4.18) em (4.19), obtém-se:

$$\frac{3}{2}\dot{V}_m \cdot I_m = V_o \cdot C_o \cdot \frac{dV_o}{dt}. \tag{4.20}$$

Considerando pequenas perturbações em torno do ponto de operação nominal, tais que $V_o = V_{o0} + \tilde{v}_o$ e $I_m = I_{m0} + \tilde{i}_m$, a equação (4.20) pode ser linearizada na forma:

$$C_o \cdot V_o \cdot \frac{d\tilde{v}_o}{dt} = \frac{3}{2} \cdot V_m \cdot \tilde{i}_m. \tag{4.21}$$

Dessa forma, de posse da equação (4.21), a função de transferência referente à malha de tensão do barramento CC é dada por:

$$\frac{\tilde{V}_o(s)}{\tilde{I}_m(s)} = \frac{3 \cdot V_m}{2 \cdot V_o \cdot C_o \cdot s}. \tag{4.22}$$

4.4 Estratégia de modulação

A estratégia de modulação adotada para o conversor proposto consiste na Modulação por Largura de Pulso Senoidal (*Sinusoidal Pulse Width Modulation – SPWM*), conforme ilustrada na Figura 4.11. Nesta técnica, os sinais de comando das chaves são obtidos a partir da comparação entre três sinais senoidais defasados em 120° entre si, denominados v_{10}, v_{20} e v_{30}, com a portadora, sendo esta um sinal triangular.

Os três sinais senoidais associados às fases do conversor são dados por:

$$v_{10} = \hat{V}\text{ref} \cdot \sin(\omega t), \tag{4.23}$$

$$v_{20} = \hat{V}\text{ref} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), \tag{4.24}$$

$$v_{30} = \hat{V}\text{ref} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right). \tag{4.25}$$

em que $\hat{V}_{\text{ref}}$ corresponde à amplitude das tensões de referência e ω representa a frequência angular da rede elétrica.

A particularidade da implementação empregada na estratégia de modulação deste trabalho está relacionada à geração do sinal portador. De início, é definida uma onda triangular normalizada $v_{car}(t)$, com amplitude unitária e frequência f_s, correspondente à frequência de chaveamento do conversor. Considerando que o sinal triangular normalizado tem sua amplitude entre valores de -1 e 1, a portadora utilizada na comparação é determinada por

$$v_{\text{tri}}(t) = \frac{V_{dc}}{2} \cdot v_{\text{car}}(t), \tag{4.26}$$

,

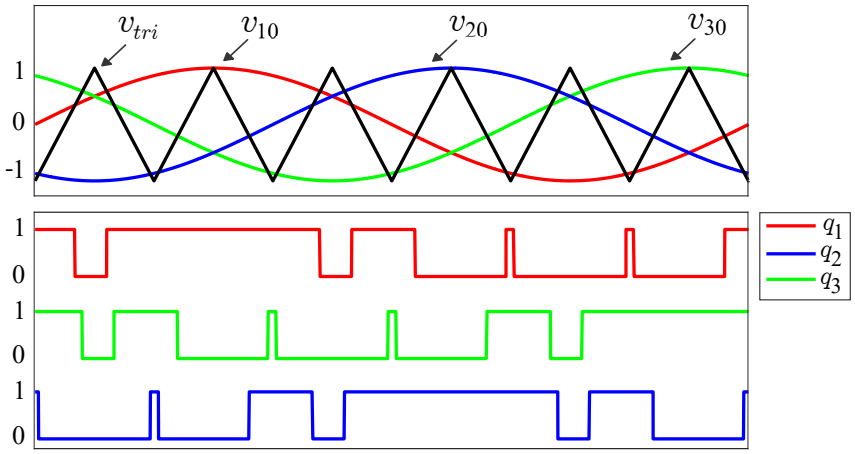
de modo que sua amplitude varia entre $-V_{dc}/2$ e $V_{dc}/2$.

4.5 Estratégia de controle

A estratégia de controle tem como objetivo manter a tensão de saída V_o próxima ao valor de referência V_o^* e impor correntes senoidais em fase com a tensão da rede para garantir operação com fator de potência unitário.

O sistema de controle projetado é apresentado na Figura 4.12, sendo composto por uma malha externa de tensão e três malhas internas de corrente. Na malha externa, calcula-se o erro de tensão ($V_o^* - V_o$) que será processado por um controlador PI ($G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$),

Figura 4.11 – Modulação SPWM

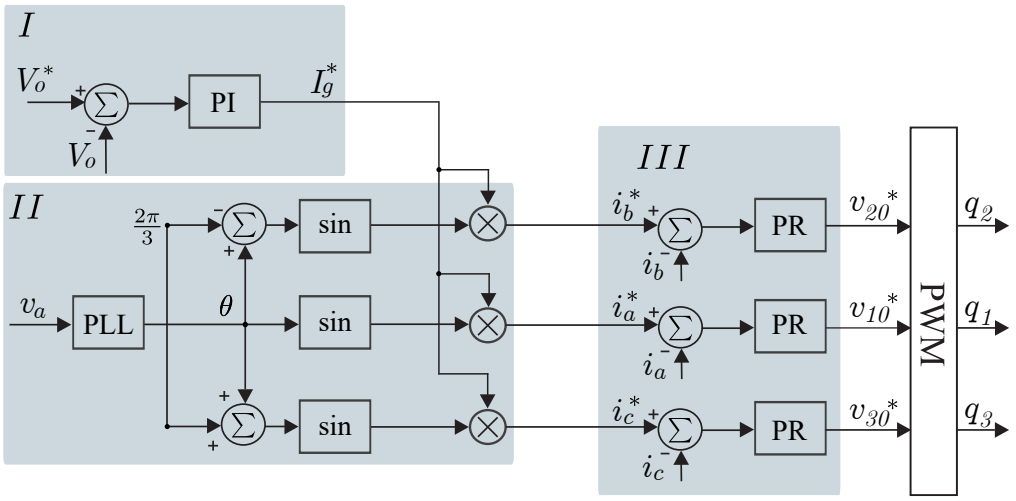


Fonte: Autoria própria.

fornecendo a amplitude de corrente de referência I_g^*. Por meio da PLL (Phase-Locked Loop), extrai-se o ângulo da tensão de fase v_a para que seja possível gerar sinais senoidais de amplitude unitária sincronizados com as tensões da rede. Estes, por sua vez, são multiplicados por I_g^* para a obtenção das amplitudes de correntes de referência i_a^*, i_b^* e i_c^*. Em seguida, o erro de corrente em cada fase é processado por um controlador PR não ideal ($G_{PR}(s) = K_p + K_r \cdot \frac{w_c \cdot s}{s^2 + 2 \cdot w_c \cdot s + w^2}$) que será responsável por gerar os sinais modulantes para comandar o acionamento das chaves do lado CA.

A escolha pelo controlador PR não ideal justifica-se pelo fato de que seu modelo ideal ($G_{PR}(s) = K_p + \frac{K_r \cdot s}{s^2 + w^2}$) é bastante sensível a pequenas variações de frequência. Segundo (TEODORESCU et al., 2006), em aplicações conectadas à rede, tais variações podem comprometer a estabilidade do sistema.

Figura 4.12 – Estratégia de controle aplicada ao conversor proposto.



Também foi necessário realizar a discretização dos controladores para adaptar ao microcontrolador utilizado na etapa experimental. Para o controlador PI, empregou-

se o método de discretização descrito por Euler, que consiste na equação de diferença apresentada na Equação (4.27).

$$x[k] = x[k-1] + T \cdot u[k-1], \tag{4.27}$$

em que a função de transferência é dada por $H(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{T}{z-1}$, com s $\approx \frac{z-1}{T}$.

Aplicando o termo $s \approx \frac{z-1}{T}$ ao termo integrador do controlador PI, obtém-se que:

$$G_{PI}(z) = K_p + \frac{K_i \cdot T}{z-1} \tag{4.28}$$

A partir da expressão acima, a equação de controle no tempo discreto pode ser escrita como sendo:

$$u[k] = u[k-1] + K_p \cdot \Big(e[k] - e[k-1]\Big) + K_i \cdot T \cdot e[k-1], \tag{4.29}$$

em que $u[k]$ representa o sinal de controle no instante discreto e $e[k]$ o sinal de erro.

Com relação ao controlador PR, seu termo ressonante pode ser representado, no domínio contínuo, por um sistema dinâmico de segunda ordem no espaço de estados, dado por:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_o^2 & -2 \cdot \omega_c \end{bmatrix} \cdot \mathbf{x}(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 2 \cdot K_r \cdot \omega_c \end{bmatrix} \cdot e(t), \tag{4.30}$$

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{x}(t), \tag{4.31}$$

em que $\mathbf{x}(t) = [x_1(t)\ x_2(t)]^T$ representa o vetor de estados do controlador, $e(t)$ é o sinal de erro de controle e ω_c é a largura de banda do termo ressonante.

A implementação digital do controlador PR é obtida por meio da discretização da representação no espaço de estados, considerando um período de amostragem T. A forma matricial discreta do controlador é dada por:

$$\begin{bmatrix} x_1[k] \\ x_2[k] \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\omega_o \cdot T) & \dfrac{\sin(\omega_o \cdot T)}{\omega_o} \\ -\omega_o \cdot \sin(\omega_o \cdot T) & \cos(\omega_o \cdot T) \end{bmatrix}}_{\mathbf{F}} \cdot \begin{bmatrix} x_1[k-1] \\ x_2[k-1] \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \dfrac{2 \cdot K_r}{\omega_o} \cdot \sin(\omega_o \cdot T) \\ 2 \cdot K_r \cdot \Big(\cos(\omega_o \cdot T) - 1\Big) \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}} \cdot e[k]. \tag{4.32}$$

Finalmente, a saída do controlador PR em tempo discreto é expressa por:

$$u[k] = K_p \cdot e[k] + x_1[k]. \tag{4.33}$$

4.5.1 Projeto dos controladores

De posse das funções de transferência obtidas na Seção 4.3, torna-se possível realizar o projeto dos controladores utilizados na estratégia de controle. O método empregado para a definição dos ganhos foi baseado na abordagem apresentada em (BLAABJERG, 2018) e será adotado como referência nas subseções seguintes.

4.5.1.1 Controlador de corrente

Conforme descrito na Equação (4.14), a dinâmica da malha de corrente é representada por uma planta de primeira ordem equivalente a um filtro RL.

A largura de banda da malha de corrente é definida em função do período de amostragem, sendo escolhida para garantir rápida resposta dinâmica e adequada margem de estabilidade. Desse modo, a frequência de banda passante é dada por:

$$f_{bw} = \frac{1}{6 \cdot \pi \cdot T_s}. \tag{4.34}$$

A partir da largura de banda da malha de corrente definida, o ganho proporcional do controlador PR pode ser determinado por:

$$k_{pr} = \frac{L_2}{3 \cdot T_s}. \tag{4.35}$$

Considerando o modelo do controlador PR não ideal, a largura de banda ressonante a_h deve ser muito menor que a largura de banda da malha de corrente, conforme a condição:

$$a_h \ll 2 \cdot \pi \cdot f_{bw}. \tag{4.36}$$

Uma vez definido o parâmetro a_h, o ganho integral do controlador PR é dado por:

$$k_{ir} = 2 \cdot a_h \cdot k_{pr}. \tag{4.37}$$

4.5.1.2 Controlador de tensão

A malha externa de tensão é projetada com base no modelo obtido na subseção 4.3.2. Como a estrutura da estratégia de controle adotada é em cascata, a malha de tensão deve ser projetada com dinâmica mais lenta com relação à malha de corrente, de tal forma que seja possível assegurar o desacoplamento entre as malhas. Embora a literatura recomende que a largura de banda do laço externo seja geralmente limitada a uma fração entre 1/50

e 1/10 da largura de banda do laço interno, neste trabalho adotou-se uma razão de 1/3, com o intuito de melhorar o transitório da tensão do barramento CC.

Isto posto, a frequência de cruzamento da malha de tensão é definida por:

$$w_c = \frac{1}{\sqrt{3 \cdot T_s \cdot T_{iv}}}, \tag{4.38}$$

em que T_{iv} representa a constante de tempo associada à ação integradora do controlador de tensão.

Com a frequência de cruzamento da malha de tensão definida, os ganhos do controlador PI são definidos como sendo:

$$k_{pv} = \frac{C_o}{2 \cdot \sqrt{T_s \cdot T_{iv}}}, \tag{4.39}$$

$$k_{iv} = \frac{C_o}{2 \cdot \sqrt{T_s \cdot T_{iv}^3}}, \tag{4.40}$$

em que C_o é o capacitor do barramento CC.

Com essas condições, os ganhos k_{pv} e k_{iv} são determinados de modo a garantir que a tensão de saída esteja próximo do valor de referência adotado, com dinâmica lenta para não comprometer a malha de corrente e, ao mesmo tempo, para rejeitar perturbações oriundas de variações na carga.

Capítulo 5

Topologia Proposta: Conversor CA-CC trifásico bidirecional isolado com único transformador excitado pela tensão de modo comum

O conversor CA-CC trifásico unidirecional, apresentado e validado no capítulo anterior, demonstrou a viabilidade de se usar a tensão de modo comum como variável para transferência de energia utilizando um único transformador de alta frequência. No entanto, os sistemas mais complexos, a exemplo de tecnologias V2G, exigem a capacidade de fluxo de potência em ambos os sentidos entre a rede CA e o barramento CC.

Dessa forma, dando sequência ao estudo e desenvolvimento da topologia proposta, este capítulo apresenta a sua extensão para operação bidirecional. Em termos estruturais, a principal modificação em relação à versão unidirecional consiste na substituição da ponte passiva por uma ponte ativa no lado CC. Além disso, a carga resistiva é substituída por uma fonte de tensão V_o, representando, por exemplo, um banco de baterias para que a troca de potência entre ambos os lados do conversor seja viável.

Neste capítulo, são descritas a topologia proposta, a estratégia de modulação e o sistema de controle. Por fim, são apresentados resultados de simulação e experimentais, com o objetivo de validar o funcionamento da estrutura proposta e analisar seu comportamento em ambos os modos de operação.

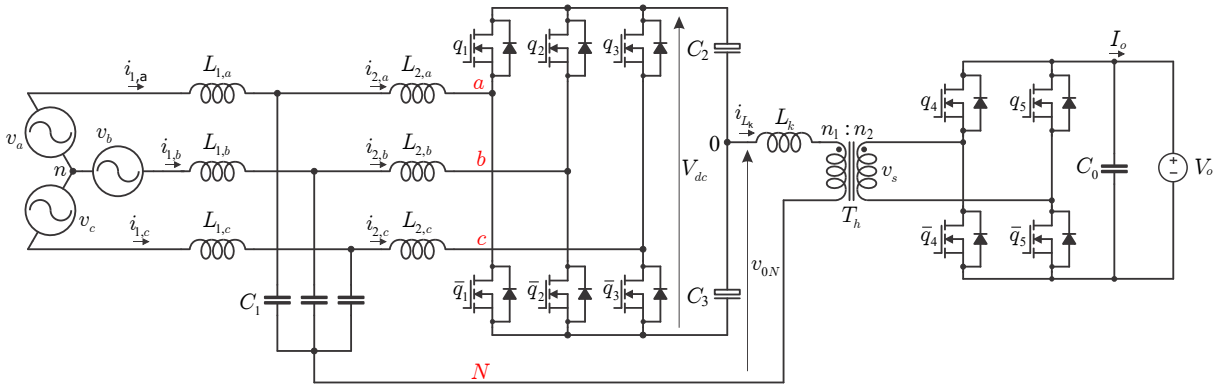
5.1 Descrição do conversor

A Figura 5.1 apresenta a topologia proposta do conversor CA–CC trifásico bidirecional isolado com único transformador excitado pela tensão de modo comum. A substituição da ponte passiva por uma ponte ativa no secundário introduz, além da capacidade de operação bidirecional, graus de liberdade com relação à versão unidirecional, resultando nas seguintes vantagens:

- Permite aplicar uma tensão no secundário com flexibilidade no controle da fase da portadora;
- Controle do fluxo de potência por defasagem através do ângulo φ entre as tensões aplicadas ao transformador;
- Maior controle sobre a inclinação da corrente no transformador;
- Flexibilidade na operação do conversor ao permitir a implementação de diferentes estratégias de modulação;

Nessa nova configuração, o conversor em questão passa a apresentar princípio de funcionamento análogo ao do conversor DAB no que se refere ao controle do fluxo de potência por defasagem angular entre as duas pontes ativas. Em outras palavras, o ângulo φ estabelece um deslocamento no tempo entre as tensões aplicadas aos enrolamentos do transformador, resultando em uma corrente média diferente de zero ao longo do período de comutação. Esta, por sua vez, é responsável pela transferência de energia entre os lados do conversor e a inversão do fluxo de potência pode ser obtido por meio da variação do sinal do ângulo de defasagem. A análise detalhada desses modos de operação é apresentada na seção seguinte.

Figura 5.1 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico isolado proposto.



Fonte: Autoria própria.

5.2 Operação do conversor proposto

A operação do conversor bidirecional proposto fundamenta-se no controle do fluxo de potência por meio do ângulo de defasagem φ entre a tensão de modo comum aplicada ao primário do transformador, v_{0N}, e a tensão aplicada ao secundário, v_s. Considerando v_{0N} como referência, diz-se que φ é positivo quando v_s está em atraso e negativo quando está adiantado.

O ângulo de defasagem φ é definido como sendo o deslocamento no tempo entre o ponto médio das tensões nos enrolamentos do transformador normalizado pelo período de chaveamento T_s, tal que:

$$\varphi = 2 \cdot \pi \cdot \frac{\Delta t}{T_s} \quad \text{com} \quad \phi \in [-\pi/2,\ \pi/2], \tag{5.1}$$

onde Δt é o atraso entre as tensões.

Para a condição em que $\varphi = 0$, não ocorre deslocamento entre as tensões nos enrolamentos do transformador. Nesse caso, a tensão resultante sobre a indutância de dispersão tem valor médio nulo ao longo do período de comutação, resultando na corrente $i_{Lk}(t)$ com valor médio nulo. Em termos físicos, isso implica que a energia armazenada na indutância de dispersão L_k durante os intervalos em que $v_{Lk} > 0$ é devolvida completamente ao sistema nos intervalos em que $v_{Lk} < 0$, não havendo transferência de energia entre os lados do conversor. Assim, para essa condição, a potência média transferida ao longo de um período de chaveamento é nula.

Quando a defasagem entre as tensões $v_{0N}(t)$ e $v_s(t)$ é aplicada ($\varphi \neq 0$), a integral da tensão resultante sobre a indutância de dispersão ao longo de um período de chaveamento é diferente de zero, produzindo uma corrente média não nula em L_k. Esta, por sua vez, flui do primário para o secundário quando $\varphi > 0$ (operação em modo retificador), e no sentido oposto quando $\varphi < 0$ (operação em modo inversor), sendo responsável pela transferência de energia entre os lados do conversor.

A potência máxima a ser transferida ocorre na condição $|\varphi| = \pi/2$. A operação com $|\varphi| > \pi/2$ geralmente é evitada em regime permanente, uma vez que a potência transferida diminui com o aumento do ângulo, ao mesmo tempo em que nota-se um aumento da circulação de potência reativa entre as pontes.

O comportamento da corrente no primário do transformador é definido pela tensão resultante sobre a indutância de dispersão L_k, conforme descrito na Equação (4.11). Nesse caso, $v_s(t)$ é uma onda quadrada de amplitude $\pm V_o$ com razão cíclica fixa de 50%.

A Tabela 5.1 faz um breve resumo acerca da relação entre o ângulo de defasagem, o modo de operação e as características da transferência de potência.

Tabela 5.1 – Relação entre φ, modo de operação e características da transferência de potência

φ	Modo	P	Sentido do fluxo
0	Neutro	0	Nulo
$0 < \varphi < \pi/2$	Retificador	> 0	CA $\rightarrow$ CC
$\varphi = \pi/2$	Retificador (máx.)	> 0	CA $\rightarrow$ CC
$-\pi/2 < \varphi < 0$	Inversor	< 0	CC $\rightarrow$ CA
$\varphi = -\pi/2$	Inversor (máx.)	< 0	CC $\rightarrow$ CA

5.3 Modelagem do conversor

A modelagem do conversor bidirecional apresentado neste capítulo segue a mesma metodologia desenvolvida no Capítulo 4.3. Dessa forma, será descrito somente a modelagem da malha de controle da corrente de saída, apresentando as considerações adotadas para a simplificação da análise e a obtenção da função de transferência relativa à malha de interesse.

5.3.1 Modelagem da malha de controle de corrente da saída

A modelagem da malha de controle de corrente da saída do conversor proposto neste capítulo é obtida através da relação entre o ângulo de defasagem φ e a corrente de saída I_o. Sabendo que $I_o = \frac{P_o}{V_o}$, a equação da corrente de saída em função do ângulo de defasagem é dada por:

$$I_o(\varphi) = \frac{n \cdot V_1}{w_s \cdot L_k} \cdot \varphi \cdot \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi}\right). \tag{5.2}$$

Para pequenos sinais em torno de um ponto de operação φ_i, obtém-se que:

$$\tilde{i}_o(s) = K_\varphi \cdot \tilde{\varphi}, \tag{5.3}$$

em que o ganho K_φ é dado por:

$$K_\varphi = \frac{n \cdot V_1}{w_s \cdot L_k} \cdot (1 - \frac{2 \cdot |\varphi_i|}{\pi}). \tag{5.4}$$

Considerando que a parcela do ângulo φ oriundo do controlador PI é pequeno, utiliza-se a aproximação:

$$K_\varphi \approx \frac{n \cdot V_1}{w_s \cdot L_k}. \tag{5.5}$$

Dessa forma, a função de transferência da malha de controle aproximada é dada por:

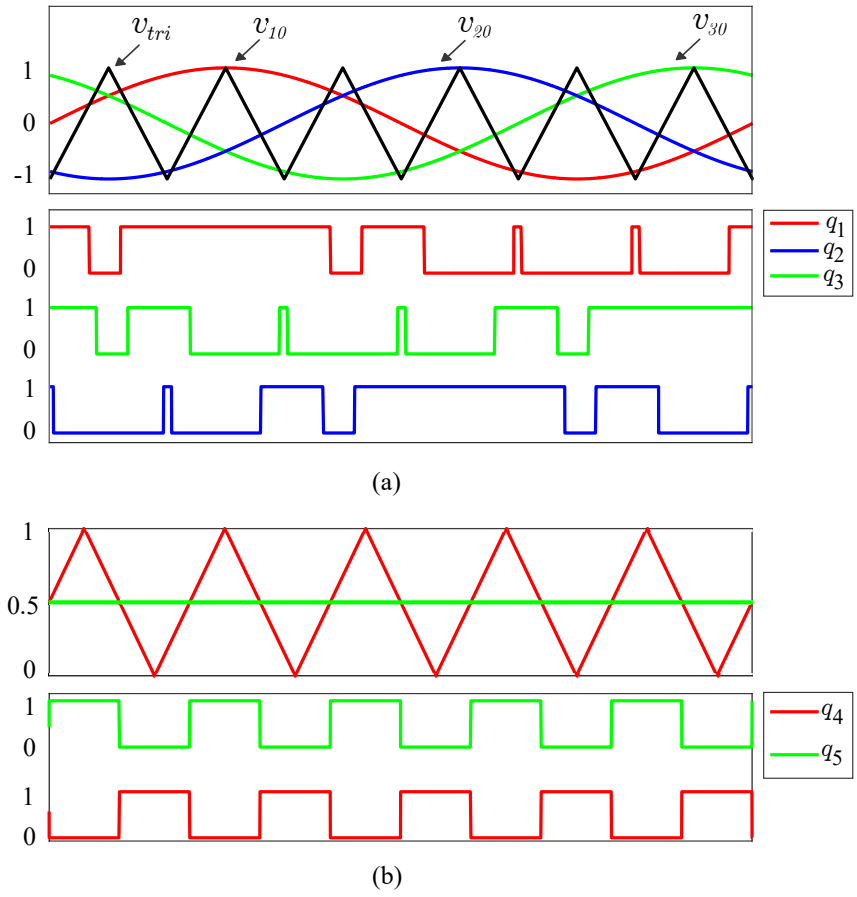
$$G_{(}s) = \frac{\tilde{i}_o(s)}{\tilde{\varphi}_{(}s)} = \frac{K_\varphi}{1 + s \cdot T_d}. \tag{5.6}$$

em que K_φ é o ganho da planta entre o ângulo de defasagem φ e a corrente de saída I_o e T_d representa o atraso de amostragem.

5.4 Estratégia de modulação

A estratégia de modulação da topologia proposta é apresentada na Figura 5.2, na qual combina-se a modulação SPWM no lado CA e a estratégia PWM convencional no lado CC. O esquema de modulação referente ao lado CA fundamenta-se no mesmo princípio descrito previamente na Seção 4.4. No caso do lado CC, as chaves q_4, q_5 e suas complementares operam com a estratégia de PWM convencional, com ciclo de trabalho fixo de 50%.

Figura 5.2 – (a) Modulação SPWM no lado CA. (b) Modulação PWM Convencional no lado CC.



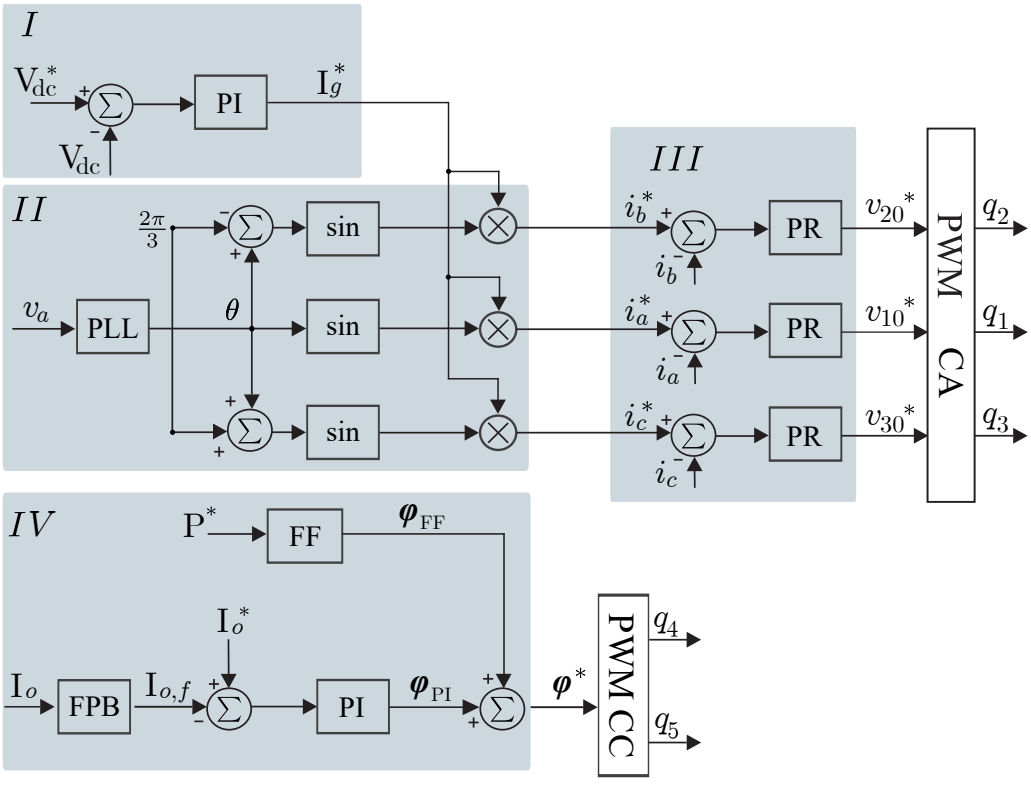
5.5 Estratégia de controle

A estratégia de controle tem como objetivo manter a tensão do barramento V_{dc} próxima ao valor de referência V_{dc}^* e impor correntes senoidais em fase com a tensão da rede

para garantir operação com fator de potência unitário. A estratégia de controle adotada também permite controlar a corrente de saída I_o, de modo que a tensão do secundário do transformador seja defasada em relação ao primário para satisfazer a nova condição de potência devido à referência de corrente aplicada no sistema.

O sistema de controle projetado é apresentado na Figura 5.3, sendo composto por uma malha externa de tensão e três malhas internas de corrente. Na malha externa, calcula-se o erro de tensão ($V_{dc}^* - V_{dc}$) que será processado por um controlador PI ($G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$), fornecendo a amplitude de corrente de referência I_g^*. Por meio da PLL (Phase-Locked Loop), extrai-se o ângulo da tensão de fase v_a para que seja possível gerar sinais senoidais de amplitude unitária sincronizados com as tensões da rede. Estes, por sua vez, são multiplicados por I_g^* para a obtenção das amplitudes de correntes de referência i_a^*, i_b^* e i_c^*. Em seguida, o erro de corrente em cada fase é processado por um controlador PR não ideal ($G_{PR}(s) = K_p + K_r \frac{2w_c s}{s^2+2w_c s+w^2}$) que será responsável por gerar os sinais modulantes para comandar o acionamento das chaves do lado CA.

Figura 5.3 – Estratégia de controle aplicada ao conversor proposto.



Fonte: Autoria própria.

A estratégia de controle proposta também atua sobre a corrente de saída I_o, que deve seguir uma referência I_o^*, responsável por definir o modo de operação do conversor. Devido à operação em alta frequência, a grandeza em questão possui elevada oscilação, o que prejudica a medição e o processamento do sinal de erro se aplicada diretamente à entrada do controlador PI. Para solucionar esse problema, foi utilizado um filtro para

reduzir as oscilações de corrente e, paralelamente, para que o controlador PI atue apenas com pequenas correções, foi utilizada uma ação feedforward.

A ação feedforward foi implementada com base no modelo do conversor DAB, conforme apresentado na Equação (**??**). Para a estratégia de controle, considerou-se a potência de referência dada por $P_{ref} = V_{dc} \cdot I_o^*$.

O sinal de controle resultante, composto pela soma das parcelas do controlador feedforward e PI, é utilizado para definir a defasagem da portadora do lado CC do conversor em relação à portadora do lado CA, ajustando assim o fluxo de potência e garantindo o controle da corrente de saída com estabilidade.

5.5.1 Projeto dos controladores

O projeto do controlador para a topologia proposta neste capítulo baseia-se no método de cancelamento de polos e zeros, bem descrito em (OGATA, 2013). A subseção a seguir apresenta os cálculos para a definição dos ganhos do controlador PI da malha de controle da corrente de saída.

5.5.1.1 Controlador de corrente

De posse da planta da malha de corrente de saída, dada pela equação (5.6), e considerando o controlador PI definido como $G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$, os ganhos podem ser obtidos pelo método de cancelamento de polos e zeros. Igualando o zero do controlador ao polo da planta, obtém-se que:

$$\frac{1}{T_d} = \frac{K_i}{K_p} \quad \Rightarrow \quad K_i = \frac{K_p}{T_d}. \tag{5.7}$$

Considerando uma aproximação tal que $T_d \approx T_s/2$ e definindo a frequência de cruzamento como sendo $\omega_c = 2 \cdot \pi f_c$, os ganhos do controlador são determinados por

$$K_p = \frac{\omega_c \cdot T_d}{K_\varphi}. \tag{5.8}$$

$$K_i = \frac{\omega_c}{K_\varphi}. \tag{5.9}$$

Capítulo 6

Resultados

Este capítulo apresenta os resultados de simulação e experimentais das duas topologias propostas neste trabalho. Inicialmente, são descritas as especificações e as condições de operação adotadas para cada conversor. Em seguida, os resultados obtidos são apresentados e discutidos, com o objetivo de avaliar o desempenho e validar as análises teóricas desenvolvidas nos capítulos anteriores.

6.1 Resultados de Simulação: Topologia Unidirecional

Com o objetivo de validar a abordagem teórica proposta e verificar o desempenho do conversor, foram realizadas simulações computacionais utilizando o software PSIM®. As especificações do conversor CA-CC trifásico unidirecional com único transformador excitado pela tensão de modo comum são apresentadas na Tabela 6.1.

Considerando as especificações apresentadas na Tabela 6.1 e tomando como referência as equações apresentadas nas Seções 4.5.1.1 e 4.5.1.2, os parâmetros dos controladores utilizados para a estratégia de controle são definidos na Tabela 6.2.

A Figura 6.1 apresenta as tensões de fase v_a, v_b, v_c e as correntes nos indutores L_1 e L_2 nas três fases. Analisando as formas de onda das tensões e correntes de entrada nos indutores L_1 nas três fases, nota-se que ambas formas de onda estão em fase, o que garante um fator de potência unitário. Além disso, observa-se a qualidade das correntes de entrada, que apresentam um THD inferior ou igual a 1%. Finalizando a análise desta figura, observa-se, nas formas de onda em vermelho, o comportamento das correntes nos indutores L_2. Como a indutância em questão é pequena, as correntes i_2 apresentam rápidas variações e valores de pico próximas à 20 A, garantindo o carregamento e descarregamento dos capacitores parasitas das chaves e permitindo a comutação sob tensão nula.

Dando continuidade à análise, a Figura 6.2 ilustra as formas de onda da tensão

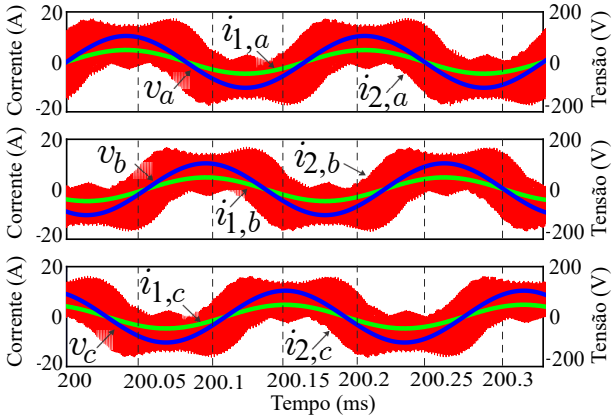
Tabela 6.1 – Especificações do conversor CA-CC trifásico unidirecional com único transformador excitado pela tensão de modo comum.

Parâmetro	**Etiqueta**	**Valor**
Potência nominal	P_o	1,075 kW
Tensão de fase	V_{rms}	110 V
Tensão de saída	V_o	220 V
Frequência de comutação	f_s	10 kHz
Capacitor de saída	C_0	100 µF
Indutor de filtro do lado da rede	L_1	7 mH
Indutor do lado do conversor	L_2	0,25 mH
Capacitores	C_1, C_2	10 µF
Capacitores do barramento CC	C_3, C_4	200 µF
Resistor de amortecimento	R_{dump}	20 Ω
Indutância de dispersão	L_k	10 µH
Indutância de magnetização	L_k	0,5 mH
Relação de transformação	$n = N_1/N_2$	0,5

Tabela 6.2 – Parâmetros dos controladores

Malha / Controlador	**Parâmetro**	**Valor**
Corrente (PR)	Largura de banda	$f_{bw} = 530,52$ Hz
	Ganho proporcional	$k_{pr} = 0,8333$
	Largura de banda ressonante	$a_h = 1666,70$ rad/s
	Ganho integral	$k_{ir} = 2777,8$
Tensão (PI)	Largura de banda	$f_c = 88,42Hz$
	Ganho proporcional	$k_{pv} = 0,0481$
	Ganho integral	$k_{iv} = 4,46$

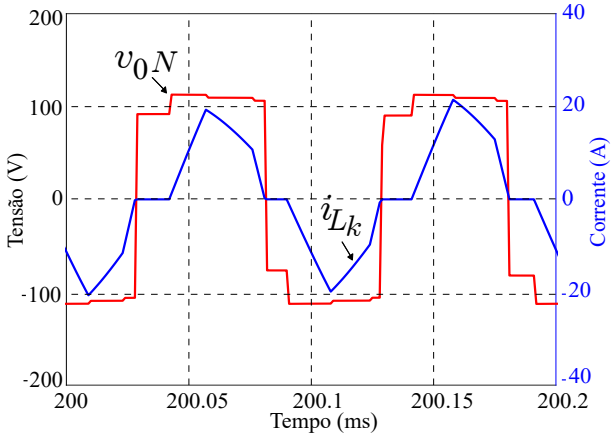
Figura 6.1 – Tensões de entrada e correntes nos indutores L_1 e L_2 nas três fases



de modo comum v_{0N} e da corrente i_{L_k} no primário do transformador. Observa-se um comportamento coerente com o previsto teoricamente. No caso da tensão de modo comum, v_{0N} apresenta comportamento pulsante resultantes da combinação das tensões de polo do conversor e das quedas de tensão nos indutores L_2. Conforme apresentado na análise teórica, é possível notar uma leve assimetria entre os níveis correspondentes aos semiciclos

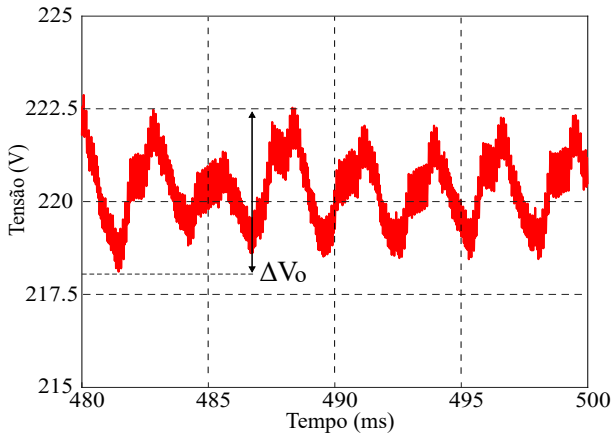
positivo e negativo. Paralelamente, a corrente i_{Lk} no enrolamento primário apresenta o comportamento linear esperado, com valor de pico de aproximadamente 20 A, alternando entre períodos de crescimento e decrescimento de acordo com a diferença das tensões aplicadas ao primário e secundário do transformador.

Figura 6.2 – Tensão de modo comum v_{0N} e corrente i_{L_k} no primário do transformador.



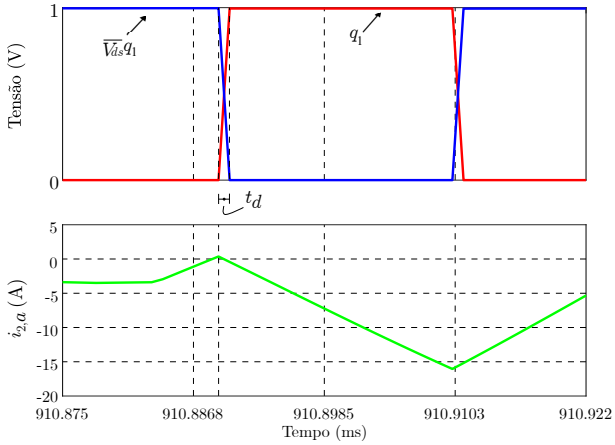
A Figura 6.3 apresenta o resultado da tensão de saída V_o, que é controlada em torno do valor de referência de 220 V, definida de acordo com os critérios do projeto. Nota-se que, em regime permanente, a tensão em questão apresenta pequenas oscilações, o que confirma a efetividade do sistema de controle implementado.

Figura 6.3 – Tensão de saída V_o.



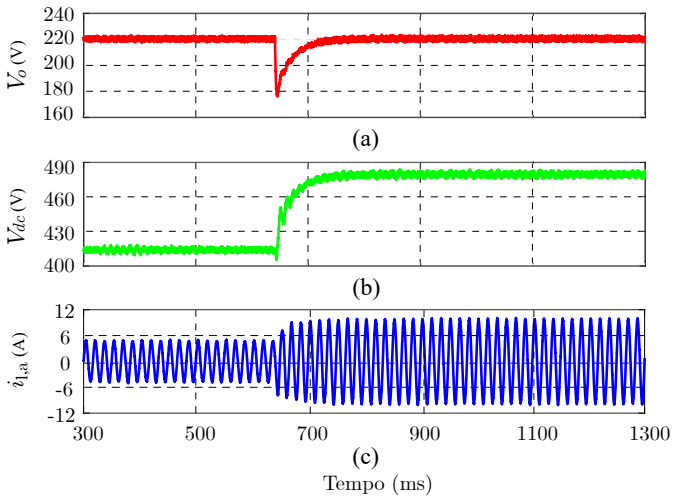
Dando continuidade à análise dos resultados de simulação, a Figura 6.4 evidencia o comportamento do sinal de gate de q_1, da tensão dreno-source normalizada e da corrente $i_{2,a}$. Durante o tempo morto t_d, ambas as chaves do braço estão desligadas, de modo que a corrente do indutor flui de tal modo a descarregar a capacitância parasita C_{oss,q_1} e carregar a capacitância parasita associada à chave complementar $\bar{q}_1$. Como consequência, a tensão v_{ds,q_1} é reduzida a valores próximos de zero antes da aplicação do sinal de gate, na qual o diodo antiparalelo de q_1 entra em condução. Dessa forma, a chave q_1 pode ser comutada com tensão praticamente nula.

Figura 6.4 – Comutação com tensão nula na chave q_1



Finalmente, a Figura 6.5 apresenta o resultado de simulação do conversor proposto ao ser submetido à variação de carga, aumentando a potência nominal em 50%. Inicialmente, nota-se que a tensão de saída sofre um pequeno afundamento no instante em que o degrau de carga é aplicado e, em seguida, o sistema de controle entra em ação ao restabelecer a tensão ao valor de referência adotado. Ao mesmo tempo, a tensão no barramento V_{dc} sofre uma elevação após a aplicação do degrau de carga, o que pode ser explicado pelo desbalanceamento de potência. Nesse instante, a potência de entrada excede, por um breve período de tempo, a potência de saída, resultando no acúmulo de energia nos capacitores até que a tensão se torne estável no novo ponto de operação. Por fim, é possível observar o aumento da amplitude da corrente de fase i_a para garantir a nova demanda de potência devido a variação da carga.

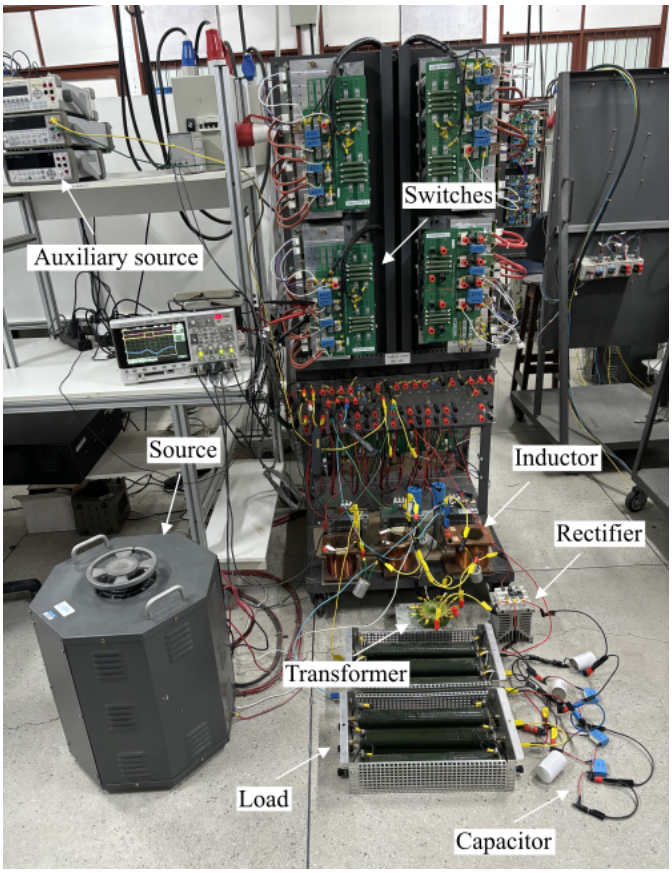
Figura 6.5 – Degrau de carga.



6.2 Resultados Experimentais: Topologia Unidirecional

A Figura 6.6 apresenta o protótipo do conversor CA-CC trifásico unidirecional isolado proposto construído em laboratório, destacando os principais componentes utilizados no experimento. O protótipo foi construído com base nos mesmos parâmetros de simulação apresentados na Tabela 6.1. No canto inferior esquerdo, um varivolt foi utilizado para fornecer energia ao conversor. Ao lado dele estão as cargas dos resistores de potência e os capacitores utilizados. Um pouco mais acima, o retificador utilizado e o transformador de alta frequência. Também é possível localizar os indutores e as chaves utilizados no experimento.

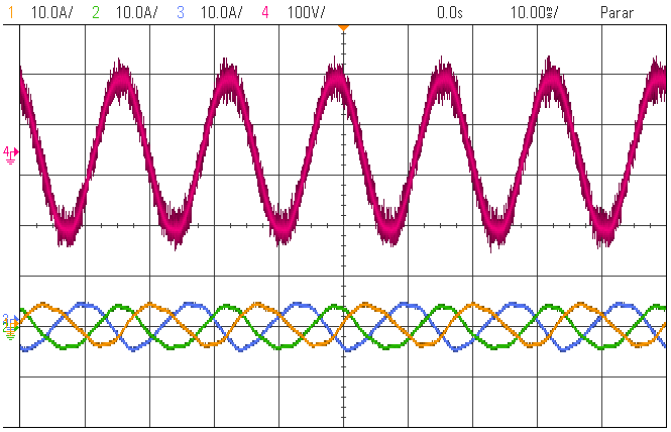
Figura 6.6 – Protótipo do conversor unidirecional feito em laboratório.



Os resultados experimentais referentes à tensão de fase v_b e das correntes de entrada trifásicas são apresentadas na Figura 6.7. A análise das formas de onda da corrente demonstra um baixo conteúdo harmônico, o que evidencia a qualidade das correntes trifásicas, sendo uma consequência direta da eficácia da estratégia de controle implementada.

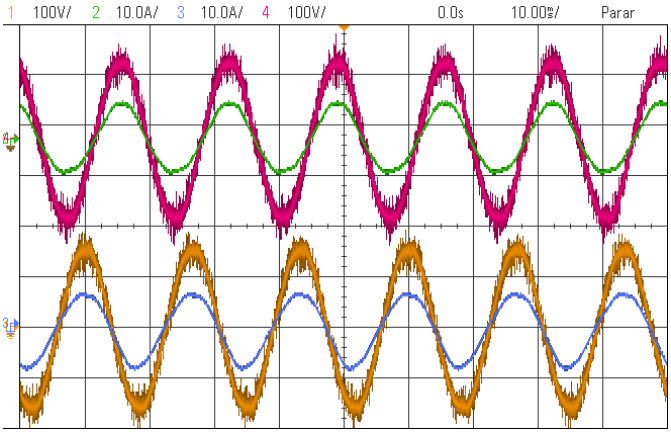
A Figura 6.8 ilustra as formas de onda das tensões de fase v_a e v_b, bem como das respectivas correntes de entrada. Nota-se que as formas de onda das correntes e tensões nas

Figura 6.7 – Correntes de entrada e tensão na fase b. CH1: $i_{1,a}$, CH2: $i_{1,b}$, CH3: $i_{1,c}$, CH4: v_b.



fases analisadas apresentam uma defasagem mínima entre si, o que evidencia a operação do conversor com fator de potência praticamente unitário.

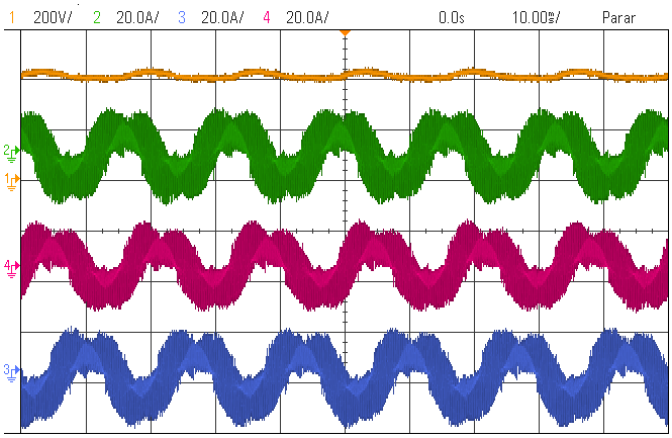
Figura 6.8 – Tensão e corrente nas fases a e b. CH1: v_a, CH2: $i_{1,b}$, CH3: $i_{1,a}$, CH4: v_b.



Dando continuidade à análise dos resultados experimentais, a Figura 6.9 apresenta a tensão V_{dc} no barramento trifásico e as correntes nos indutores L_2. Nota-se que a tensão V_{dc} apresenta pequenas oscilações em torno de seu valor médio de aproximadamente 415V. Além disso, também é possível perceber que as correntes nos indutores L_2 apresentam picos elevados de aproximadamente 20 A e rápidas variações di/dt devido à pequena indutância utilizada.

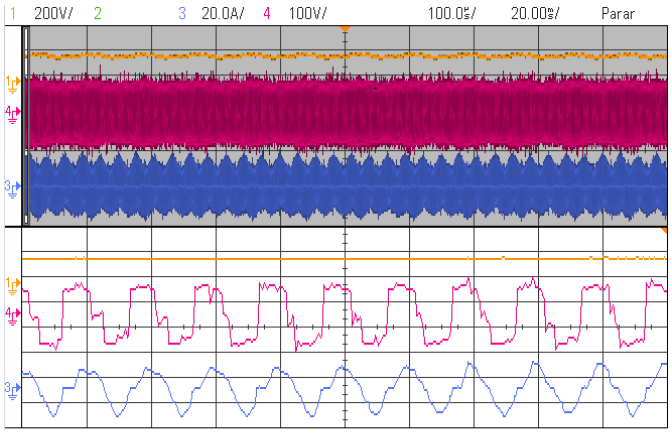
Na Figura 6.10, têm-se as formas de ondas da tensão de saída V_o, da tensão v_{0N} aplicada ao transformador e da corrente i_{L_k}. A curva superior, representando a tensão de saída, é mantida estável e regulada em torno do seu valor de referência adotado em 220 V, apresentando pequenas oscilações. A curva intermediária, representando a tensão de modo comum, exibe um comportamento pulsante com níveis não simétricos devido aos acréscimos das parcelas referentes às quedas de tensão nos indutores L_2. Por fim, a curva inferior, representando a corrente no transformador, apresenta um comportamento linear em resposta à diferença entre a tensão de modo comum e a tensão refletida no secundário

Figura 6.9 – Correntes nos indutores L_2 e tensão no barramento trifásico. CH1: V_{dc}, CH2: $i_{2,a}$, CH3: $i_{2,b}$, CH4: $i_{2,c}$.



do transformador, exibindo uma forma de onda coerente com o comportamento teórico, com valores de pico próximos de 20 A.

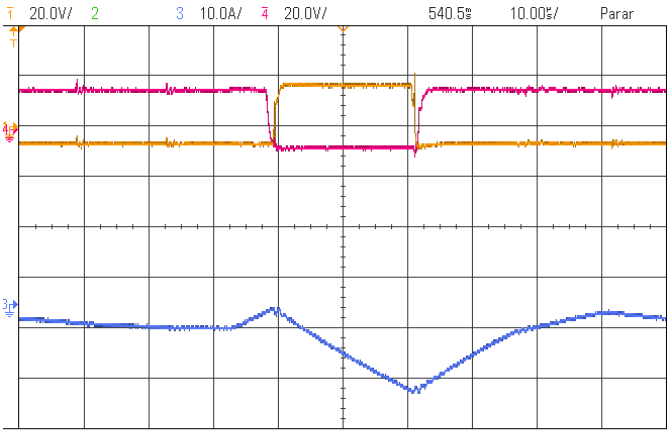
Figura 6.10 – Tensão de saída, tensão de modo comum e corrente no transformador. CH1: V_o, CH3: i_{L_k}, CH4: v_{0N}.



Os sinais exibidos na Figura 6.11 correspondem aos sinais de gatilho das chaves q_1 e $\bar{q}_1$, bem como a forma de onda da corrente $i_{2,a}$. Observa-se que, no intervalo imediatamente anterior à primeira transição de estados das chaves ($\bar{q}_1 \rightarrow q_1$), a corrente $i_{2,a}$ possui um valor reduzido, o que torna esta transição mais crítica para a comutação sob tensão nula. Por outro lado, na segunda transição ($q_1 \rightarrow \bar{q}_1$), a corrente $i_{2,a}$ apresenta valor de pico negativo, favorecendo a descarga da capacitância $C_{oss,\bar{q}_1}$ e forçando a condução do diodo antiparalelo antes do acionamento de $\bar{q}_1$. Nessa condição, a chave $\bar{q}_1$ é comutada com tensão nula.

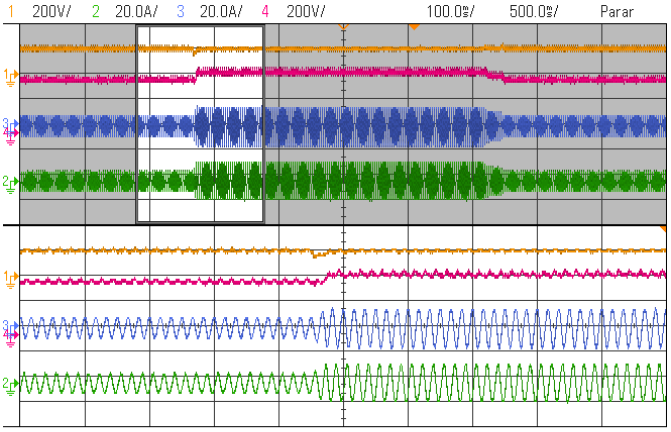
Com o objetivo de validar a estratégia de controle adotada para o conversor, um degrau de carga foi realizado. A Figura 6.12 apresenta os resultados obtidos ao aplicar um degrau de carga na operação do conversor, aumentando sua potência nominal em 50%. Durante o teste, observa-se que o controle do conversor atua de forma rápida à variação a

Figura 6.11 – Forma de onda experimental ZVS. CH1: V_{gs} de q_1, CH3: $i_{2,a}$, CH4: V_{gs} de $\bar{q}_1$.



qual foi submetida, ajustando as correntes de fase de modo a compensar a alteração da carga e manter a tensão de saída próxima ao valor de referência de 220 V. Nota-se também que a tensão do barramento CC V_{dc} sofre uma oscilação, variando de aproximadamente 415 V à 475 V.

Figura 6.12 – Degrau de carga. CH1: V_o, CH2: $i_{1,a}$, CH3: $i_{1,b}$, CH4: V_{dc}



6.3 Resultados de Simulação: Topologia Bidirecional

Os resultados de simulação obtidos para a topologia do conversor CA-CC trifásico bidirecional com único transformador excitado pela tensão de modo comum são apresentados a seguir. As principais especificações são apresentadas na Tabela 6.3. Os parâmetros foram definidos de modo a considerar a operação do conversor operando na região linear ($0 < \varphi < 90°$), conforme apresentado na Figura **??**. Os elementos passivos utilizados foram os mesmos detalhados na Tabela 6.1.

Tabela 6.3 – Especificações do conversor CA-CC trifásico bidirecional com único transformador excitado pela tensão de moodo comum.

Parâmetro	**Etiqueta**	**Valor**
Potência nominal	P_o	770 W
Tensão de fase	V_{rms}	110 V
Tensão CC	V_o	220 V
Tensão de referência do barramento CC	V_{dc}^*	400 V
Frequência de comutação	f_s	10 kHz
Relação de transformação	$n = N_1/N_2$	0,5
Corrente de saída de referência	I_o^*	3,5 A

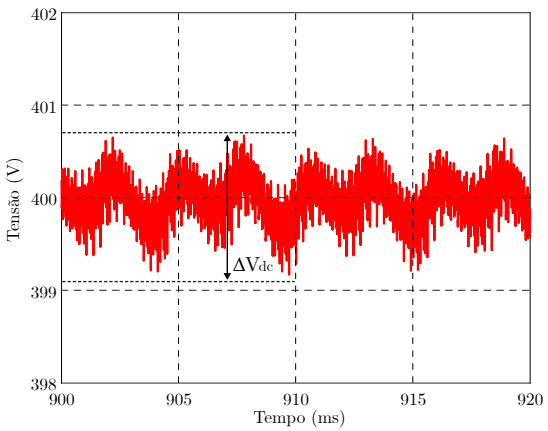
Considerando as especificações apresentadas na Tabela 6.3 e tomando como referência as equações apresentadas nas Subseções 5.3.1 e 5.5.1.1, os parâmetros do controlador PI utilizados para a estratégia de controle da malha de corrente de saída são definidos na Tabela 6.4. Os ganhos da malha de controle da tensão do barramento CC e das correntes trifásicas foram os mesmos utilizados na Tabela 6.2.

Tabela 6.4 – Parâmetros do controlador da corrente de saída I_o

Malha / Controlador	**Parâmetro**	**Valor**
Corrente (PI)	Largura de banda	$f_c = 500$ Hz
	Ganho proporcional	$k_p = 0,02$
	Ganho integral	$k_i = 394,79$

Inicialmente, a Figura 6.13 apresenta o comportamento da tensão no barramento CC V_{dc} ao longo do regime de operação do conversor. Fica evidente a atuação do sistema de controle, ao manter a tensão regulada em torno do valor de referência adotado, com pequenas oscilações de amplitude $\Delta V_{dc} < 2$V.

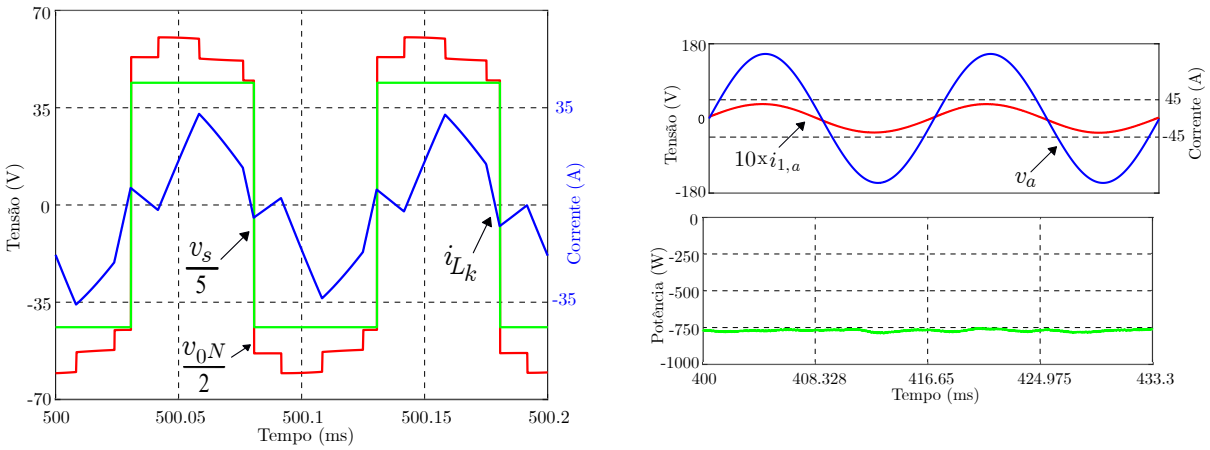
Figura 6.13 – Tensão no barramento CC V_{dc}



Dando continuidade a análise dos resultados obtidos via simulação, a Figura 6.14 apresenta o resultado do conversor operando no modo retificador (condição em que v_s está

em atraso em relação à v_{0N}). A partir da Figura 6.14(a) é possível observar comportamento das formas de onda das tensões nos enrolamentos do transformador e da corrente na indutância de dispersão. Têm-se o comportamento característico da tensão de modo comum com seus diferentes níveis enquanto a tensão v_s assume níveis de tensão $\pm V_o$ com razão cíclica fixa de 50%. Conforme descrito anteriormente, a diferença dessas tensões define a inclinação da corrente na indutância de dispersão. Na Figura 6.14(b) nota-se o fator de potência unitário na fase a e a potência na rede sendo negativa com valor, em módulo, próximo de 770 W, indicando que a energia flui da rede trifásica em direção ao lado CC do conversor.

Figura 6.14 – Operação no modo retificador. (a) Tensão de modo comum v_{0N}, tensão v_s no transformador e corrente na indutância de dispersão L_k. (b) Tensão e corrente na fase a e potência na rede trifásica.



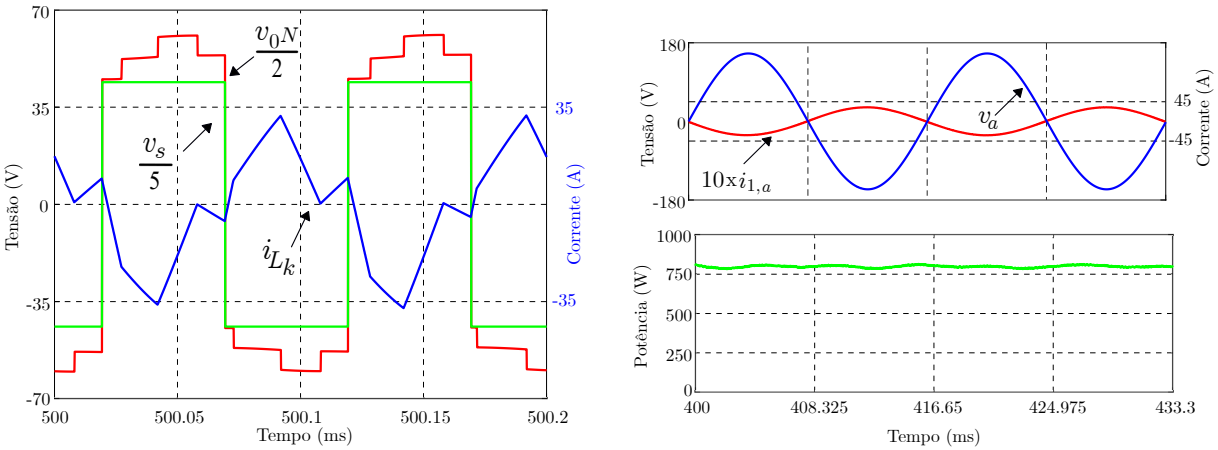
(a) (b)

Fonte: Autoria própria.

A Figura 6.15, por sua vez, apresenta os resultados obtidos para o conversor operando no modo inversor (condição em que v_s está adiantado em relação à v_{0N}). De posse da Figura 6.15(a), nota-se que as formas de ondas das tensões permanecem inalteradas em amplitude quando comparadas ao caso anterior (Figura 6.14(a)). Devido à inversão de φ, a tensão resultante sobre L_k resulta na inversão do sentido da corrente i_{L_k}, apresentando, portanto, sinal médio oposto quando comparado com o modo retificador. Na Figura 6.15(b), observa-se que a tensão e corrente encontram-se em fase, resultando em um fator de potência unitário e que a potência na rede trifásica possui pequenas oscilações em torno de seu valor médio de aproximadamente 770 W, evidenciando que a potência flui em sentido contrário ao do modo de operação da Figura 6.14.

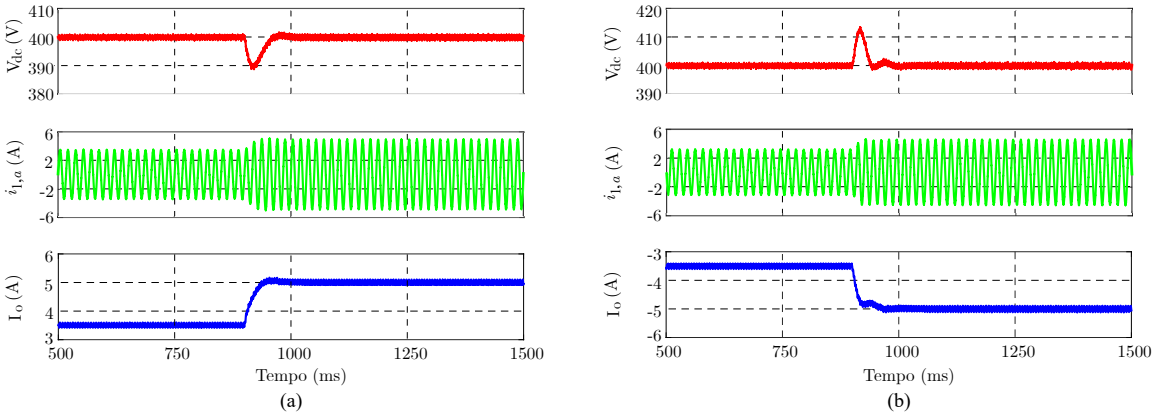
Finalizando a análise dos resultados de simulação, a Figura 6.16, apresenta os resultados de simulação do conversor proposto operando em ambos os modos de operação quando a potência nominal é elevada em cerca de 40%. Na Figura 6.16(a), têm-se ilustrado o comportamento das formas de onda da tensão no barramento V_{dc}, a corrente na fase a e a corrente I_o na saída quando o conversor opera no modo retificador. Antes do degrau

Figura 6.15 – Operação no modo inversor. (a) Tensão de modo comum v_{0N}, tensão v_s no transformador e corrente na indutância de dispersão L_k. (b) Tensão e corrente na fase a e potência na rede trifásica.



Fonte: Autoria própria.

Figura 6.16 – Elevação da potência nominal em cerca de 40%. (a) Modo retificador. (b) Modo inversor



ser aplicado, o conversor opera com a corrente de referência definida em $I_o^* = 3,5A$ e tensão do barramento $V_{dc} = 400V$. No instante em que a referência de corrente é alterada para $I_o^* = 5A$, ocorre um pequeno afundamento na tensão do barramento CC, atingindo aproximadamente 390 V, uma vez que, durante o transitório, a potência demandada pela saída aumenta antes que a potência absorvida da rede seja ajustada pelo controle. Assim, os capacitores do barramento fornecem a diferença de energia. Após o transitório, o sistema de controle atua para manter V_{dc} no valor de referência adotado, enquanto a corrente da fase a aumenta sua amplitude devido à nova demanda de potência. Similarmente, a Figura 6.16(b) apresenta o resultado no modo inversor. Nesse caso, a referência de corrente passa de $I_o^* = -3,5$ A para $I_o^* = -5$ A, indicando aumento do módulo da potência transferida do lado CC para a rede trifásica. Nesse modo de operação, como a energia passa a ser entregue ao barramento CC, ocorre uma elevação momentânea de V_{dc}, que

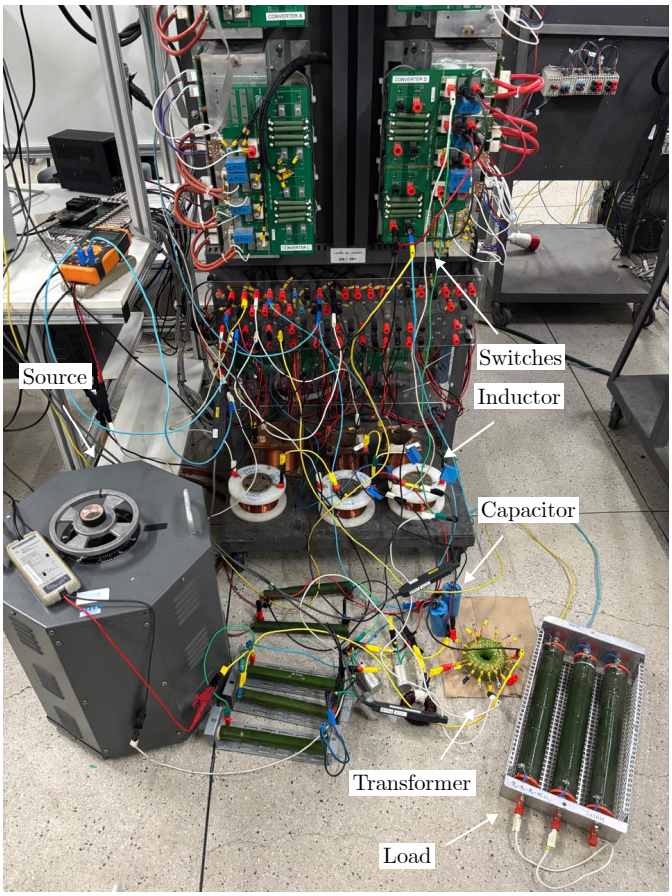
atinge valor um pouco superior a 410 V. Em seguida, o controle ajusta a corrente CA, aumentando sua amplitude, de modo que a potência entregue à rede se iguale à potência recebida pelo barramento. Com isso, V_{dc} torna-se novamente estável no valor de referência adotado.

6.4 Resultados Experimentais: Topologia Bidirecional

O experimento realizado considerou apenas a operação do conversor no modo retificador, não sendo possível a validação do modo inversor devido a limitações experimentais. Dessa forma, para os resultados apresentados a seguir, a saída do conversor foi conectada a uma carga resistiva, e as análises feitas restringem-se a essa condição de operação.

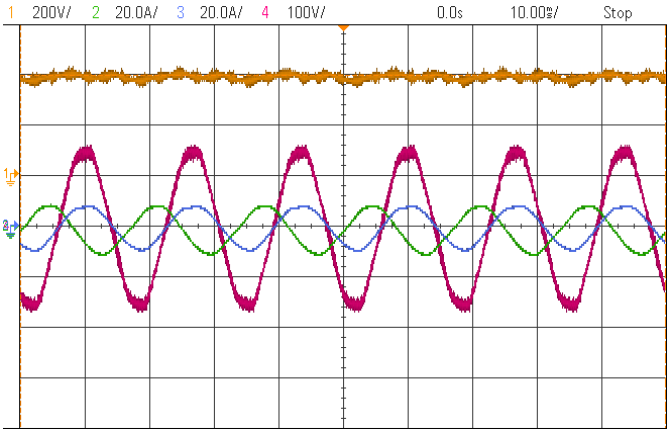
O protótipo do conversor bidirecional feito e os componentes utilizados no experimento são apresentados na Figura 6.17. No canto inferior esquerdo, um varivolt foi utilizado para fornecer energia ao conversor. Ao lado dele, localiza-se os indutores e o resistor de dump utilizados. Também é possível localizar os capacitores, o transformador de alta frequência e as chaves utilizadas no experimento. Os parâmetros utilizados para obter os resultados experimentais referentes à essa topologia foram os mesmo utilizados na Tabela 6.3.

Figura 6.17 – Protótipo do conversor bidirecional feito em laboratório.



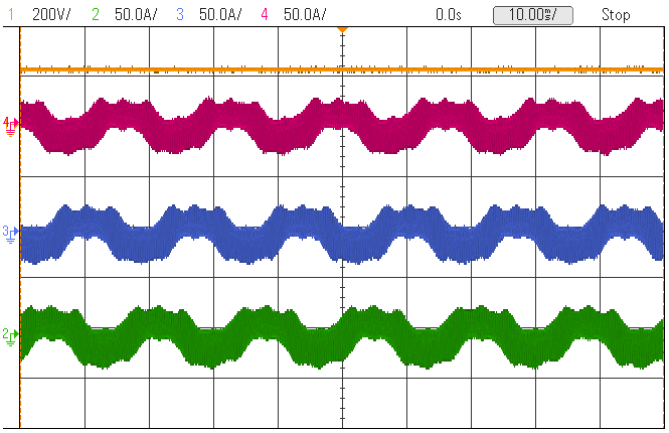
A Figura 6.18 apresenta as correntes de entrada $i_{1,a}$ e $i_{1,b}$, a tensão da fase b (v_b) e a tensão do barramento CC V_{dc}. A partir da análise das formas de onda das correntes de entrada, nota-se um baixo conteúdo harmônico, com a corrente possuindo valor eficaz de aproximadamente 6,22 A. Além disso, também é possível observar o fator de potência unitário para a fase a. Por fim, têm-se que a tensão do barramento é controlada em torno do valor de referência de $400V$, apresentando pequenas oscilações em regime permanente.

Figura 6.18 – Correntes de entrada e tensão na fase b. CH1: V_{dc}, CH2: $i_{1,a}$, CH3: $i_{1,b}$, CH4: v_b.



Dando continuidade à análise dos resultados experimentais, a Figura 6.19 apresenta as formas de onda da tensão de saída e das correntes i_{L_2} nas três fases. Nota-se que as correntes apresentam um comportamento bastante oscilatório, característica esperada devido ao pequeno valor de indutância L_2 utilizado no experimento. Por outro lado, a tensão de saída comporta-se de forma estável em torno de 220 V com pequenas oscilações em regime permanente.

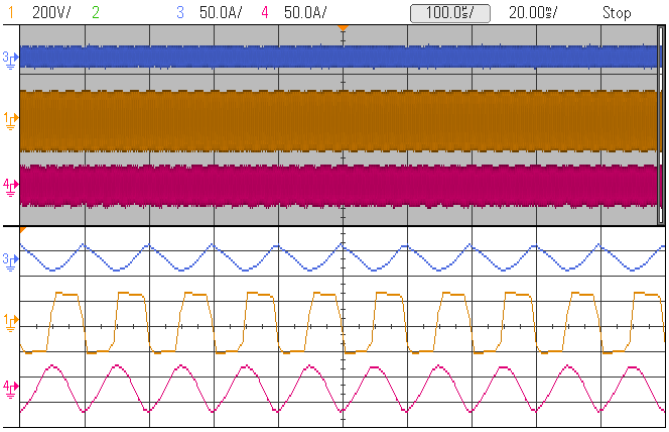
Figura 6.19 – Correntes nos indutores L_2 e tensão na saída. CH1: V_o, CH2: $i_{2,a}$, CH3: $i_{2,b}$, CH4: $i_{2,c}$.



Finalizando a análise dos resultados experimentais, a Figura 6.20 apresenta as formas de onda das correntes na indutância de dispersão i_{L_k} e na saída I_o, bem como da tensão aplicada ao enrolamento do secundário do transformador. De início, nota-se que a tensão v_s alterna entre valores de aproximadamente $\pm 200V$, com pequenas variações, apresentando razão cíclica de 50%. Com relação a corrente i_{L_k}, percebe-se que ela possui

um comportamento aproximadamente triangular, alterando suas inclinações devido às variações das tensões aplicadas aos enrolamentos do transformador ao longo de um período de chaveamento. Finalmente, a corrente de saída I_o permanece praticamente constante em regime permanente, com pequena oscilação em torno de seu valor médio. Ao longo da etapa experimental, essa corrente foi controlada em aproximadamente $2,5A$.

Figura 6.20 – Correntes nos enrolamentos do transformador e tensão no secundário. CH1: v_s, CH3: i_o, CH4: i_{L_k}.



Capítulo 7

Conclusões Gerais e Trabalhos Futuros

O presente capítulo tem como objetivo apresentar as conclusões gerais deste trabalho, abordando os resultados alcançados para ambas topologias propostas, bem como as sugestões iniciais para trabalhos futuros relacionados aos conversores apresentados.

7.1 Conclusões Gerais

Este trabalho apresentou o estudo, o desenvolvimento e a validação experimental de duas novas topologia de conversor CA–CC trifásico isolado com um único transformador excitado pela tensão e modo comum. A estrutura proposta representa uma abordagem inovadora ao utilizar uma grandeza geralmente associada a efeitos indesejados como elemento de excitação para o transformador de alta frequência.

No Capítulo 4, foi apresentada a primeira topologia proposta neste trabalho, destinada à operação unidirecional. A partir da análise do conversor, foi possível demonstrar como a tensão de modo comum pode ser utilizada para excitar um único transformador de alta frequência e estabelecer a transferência de energia entre os lados CA e CC. A partir desse princípio, foram desenvolvidos o modelo matemático do conversor, a estratégia de modulação e o sistema de controle empregado para manter a tensão de saída em torno da referência adotada e garantir o controle das correntes de entrada para obter fator de potência unitário.

No Capítulo 5, foi apresentada a segunda topologia proposta neste trabalho, desenvolvida a partir da estrutura unidirecional com o objetivo de permitir o fluxo bidirecional de potência. A substituição da ponte passiva por uma ponte ativa no lado CC possibilitou o controle da direção e da magnitude da potência transferida por meio da defasagem entre

as tensões aplicadas ao transformador. Também foram desenvolvidas a modelagem do conversor, a estratégia de modulação e o sistema de controle destinado ao lado CC do conversor.

O Capítulo 6 apresentou os resultados de simulação e experimentais obtidos para as duas topologias propostas. Para a topologia unidirecional, os resultados confirmaram o funcionamento adequado do conversor, com a tensão de saída regulada em torno do valor de referência, correntes de entrada senoidais e com baixa distorção harmônica, além da operação com fator de potência unitário. A coerência entre os resultados de simulação e experimentais validou, ainda, o desempenho das estratégias de modulação e controle desenvolvidas. Para a topologia bidirecional, os resultados de simulação demonstraram a operação do conversor nos modos retificador e inversor, confirmando a possibilidade de controle do sentido do fluxo de potência. Na etapa experimental, devido às limitações de bancada, a validação foi restrita ao modo retificador, no qual foi possível verificar o funcionamento da estrutura proposta nas condições estabelecidas.

7.2 Trabalhos Futuros

Embora os resultados obtidos comprovem a ideia da topologia proposta, algumas oportunidades de trabalhos futuros podem contribuir para a melhora deste trabalho num contexto geral. Como continuidade deste trabalho, cita-se:

- Investigar a possibilidade da adoção de outras estratégias de modulação e verificar possíveis vantagens;
- Realizar um estudo mais direcionado aos elementos magnéticos da estrutura proposta, incluindo o transformador de alta frequência e a indutância de dispersão, tendo como objetivo a redução das perdas;
- Investigar o desenvolvimento de possíveis novas topologias derivadas da estrutura proposta, mantendo a tensão de modo comum como elemento de transferência de energia;

Referências

ALMEIDA, B. R. de et al. A single-stage three-phase bidirectional ac/dc converter with high-frequency isolation and pfc. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 10, p. 8298–8307, 2018. Citado na página 6.

BARANWAL, R. et al. A reduced switch count single-stage three-phase bidirectional rectifier with high-frequency isolation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 11, p. 9520–9541, 2018. Citado na página 7.

BLAABJERG, F. *Control of Power Electronic Converters and Systems: Volume 1.* Academic Press, 2018. ISBN 9780128054369. Disponível em: <https://books.google.com-.br/books?id=sW3XDgAAQBAJ>. Citado na página 29.

BUENO, D. A. A. et al. Sistemas de conversão cc/ca monofásicos isolados com desacoplamento de potência baseados em dupla ponte ativa. Universidade Federal de Campina Grande, 2020. Citado na página 15.

BUTICCHI, G. et al. A pv-inspired low-common-mode dual-active-bridge converter for aerospace applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 12, p. 10467–10477, 2018. Citado na página 8.

CHAVES, D. B.; GRIGOLETTO, F. B. Space vector modulation techniques for common-mode voltage reduction. *IEEE/SOBRAEP*, 2020. Citado na página 9.

CúNICO, L. M.; ALVES, Z. M.; KIRSTEN, A. L. Efficiency-optimized modulation scheme for three-phase dual-active-bridge dc–dc converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 68, n. 7, p. 5955–5965, 2021. Citado na página 6.

DAS, D. et al. A bidirectional soft-switched dab-based single-stage three-phase ac–dc converter for v2g application. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, v. 5, n. 1, p. 186–199, 2019. Citado na página 6.

DEKKA, A. et al. Model predictive control with common-mode voltage injection for modular multilevel converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 3, p. 1767–1778, 2017. Citado na página 10.

FEHR, H.; GENSIOR, A. Improved energy balancing of grid-side modular multilevel converters by optimized feedforward circulating currents and common-mode voltage. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 12, p. 10903–10913, 2018. Citado na página 10.

FOROUZESH, M.; LIU, Y.-F.; SEN, P. C. A novel soft-switched three-phase three-wire isolated ac-dc converter with power factor correction. In: *2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2022. p. 887–894. Citado na página 7.

GOEL, R.; DAVIS, T. T.; DEY, A. Thirteen level multilevel inverter structure having single dc source and reduced device count. In: *2020 IEEE First International Conference on Smart Technologies for Power, Energy and Control (STPEC)*. [S.l.: s.n.], 2020. p. 1–6. Citado na página 10.

International Energy Agency (IEA). *Global EV Outlook 2023: Catching up with Climate Ambitions*. Paris, 2023. Licensed under CC BY 4.0. Disponível em: <https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2023>. Citado 2 vezes nas páginas 1 e 2.

JAUCH, F.; BIELA, J. Bidirectional battery charger for electric vehicles based on a three-phase dual-active bridge. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 29, n. 9, p. 4566–4577, 2014. Citado na página 6.

JHA, R.; BHATTACHARJEE, K.; PANDA, S. K. Analysis, design, and performance evaluation of single-active-bridge (sab) dc–dc converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 37, n. 5, p. 5678–5689, 2022. Citado na página 5.

KEREKES, T.; TEODORESCU, R.; LISERRE, M. Common mode voltage in case of transformerless pv inverters connected to the grid. In: *2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 2390–2395. Citado na página 8.

KHERALUWALA, M. H.; DIVAN, D. M.; GASCOIGNE, E. D. Performance characterization of a high-power dual active bridge dc-to-dc converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 28, n. 6, p. 1294–1301, 1992. Citado na página 5.

KOLAR, J.; DROFENIK, U.; ZACH, F. Vienna rectifier ii-a novel single-stage high-frequency isolated three-phase pwm rectifier system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 46, n. 4, p. 674–691, 1999. Citado na página 6.

KUMAR, S.; VORUGANTI, S. K.; GOHIL, G. Common-mode current analysis and cancellation technique for dual active bridge converter based dc system. In: *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 6949–6956. Citado na página 8.

LEE, F. C.; LIU, R.; SOKOL, N. Resonant switched capacitor converters and their applications. In: *IEEE Transactions on Power Electronics*. [S.l.: s.n.], 1988. v. 3, n. 1, p. 73–84. Citado na página 15.

MENZI, D. et al. Optimal common-mode voltage injection for phase-modular three-phase pfc rectifiers minimizing energy buffering requirement. *IEEE Open Journal of Power Electronics*, v. 4, p. 674–686, 2023. Citado na página 10.

MOONEM, M. A. et al. Analysis of a multilevel dual active bridge (ml-dab) dc-dc converter using symmetric modulation. *Electronics*, v. 4, n. 2, p. 239–260, 2015. ISSN 2079-9292. Disponível em: <https://www.mdpi.com/2079-9292/4/2/239>. Citado na página 6.

NARWAL, R. et al. Isolated single-stage three-phase ac/dc converter using bidirectional switches. In: *2023 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2023. p. 2230–2237. Citado na página 7.

OGATA, K. *Modern Control Engineering*. 5th. ed. [S.l.]: Pearson Education, 2013. ISBN 9781292025834. Citado na página 37.

PAN, J. et al. Capacitor voltage fluctuation minimization for four-level hybrid clamped converter using improved common-mode voltage injection. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 35, n. 7, p. 7563–7573, 2020. Citado na página 10.

REITER, T. et al. Pwm dead time optimization method for automotive multiphase dc/dc converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 6, p. 1604–1614, 2010. Citado na página 14.

ROBLES, E. et al. Advanced power inverter topologies and modulation techniques for common-mode voltage elimination in electric motor drive systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2021. Citado na página 9.

TAKAHASHI, S. et al. Common-mode voltage attenuation of an active common-mode filter in a motor drive system fed by a pwm inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 55, n. 3, p. 2721–2730, 2019. Citado na página 9.

TEODORESCU, R. et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, IET, v. 153, n. 5, p. 750–762, 2006. Citado na página 27.

TURZYńSKI, M.; MUSZNICKI, P. A review of reduction methods of impact of common-mode voltage on electric drives. *Energies*, v. 14, n. 13, p. 4003, 2021. Citado na página 12.

VAZQUEZ, G. et al. A three-phase topology to reduce common-mode voltage in photovoltaic inverters. In: *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. [S.l.: s.n.], 2010. Citado na página 9.

VITORINO, M. A. *Eletrônica de Potência: Fundamentos, Conceitos e Aplicações*. Curitiba, PR: Appris Editora, 2019. ISBN 978-85-473-3793-6. Citado 2 vezes nas páginas 12 e 13.

XU, Y. et al. Experimental assessment of high frequency bearing currents in an induction motor driven by a sic inverter. *IEEE Access*, v. 9, p. 40540–40549, 2021. Citado na página 8.

YAN, Y. et al. Building common-mode analytical model for dual active bridge incorporating with different modulation strategies. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 36, n. 11, p. 12608–12619, 2021. Citado na página 9.

YANG, Y. et al. Modeling and analysis of the common mode voltage in a cascaded h-bridge electronic power transformer. *Energies*, v. 10, n. 9, p. 1357, 2017. Citado na página 12.

ZHANG, C. et al. A single-stage three-phase isolated ac-dc converter for medium voltage solid state transformer applications. In: *2023 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2023. p. 1503–1509. Citado na página 7.

ZHANG, Z. et al. A review on conductive common-mode emi suppression methods in inverter fed motor drives. *IEEE Access*, v. 9, p. 18345–18360, 2021. Citado na página 8.

ZHAO, B. et al. Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional dc–dc converter for high-frequency-link power-conversion system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 8, p. 4091–4106, 2014. Citado na página 6.

ZHAO, X. et al. Common-mode voltage analysis and suppression strategy for three-level dual-active-bridge converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 39, n. 10, p. 13107–13119, 2024. Citado na página 9.

ZHAO, Z.; FAN, F. et al. Measurement of in-circuit common-mode impedance in motor drive systems. *IEEE*, 2021. Citado na página 10.

ZHU, W. et al. A review of modeling and mitigation techniques for bearing currents in electrical machines with variable-frequency drives. *IEEE Access*, v. 10, p. 125279–125297, 2022. Citado na página 8.