



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Luiz Carlos Gili

Contribuições Para o Conversor Modular Matricial Multinível - M3C

Florianópolis
2024

Luiz Carlos Gili

Contribuições Para o Conversor Modular Matricial Multinível - M3C

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do título de doutor em Engenharia Elétrica obtido pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.

Coorientador: Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.

Florianópolis

2024

Ficha catalográfica gerada por meio de sistema automatizado gerenciado pela BU/UFSC.
Dados inseridos pelo próprio autor.

Gili, Luiz Carlos
Contribuições Para o Conversor Modular Matricial
Multinível - M3C / Luiz Carlos Gili ; orientador, Telles
Brunelli Lazzarin, coorientador, Marcelo Lobo Heldwein,
2024.
219 p.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2024.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. M3C. 3. Conversor modular
matricial multinível. 4. Conversor matricial. I. Lazzarin,
Telles Brunelli. II. Heldwein, Marcelo Lobo. III.
Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós
Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

Luiz Carlos Gili

Contribuições Para o Conversor Modular Matricial Multinível - M3C

O presente trabalho em nível de doutorado foi avaliado e aprovado por banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Profa. Fernanda de Moraes Carnielutti, Dra.
Universidade Federal de Santa Maria - UFSM

Prof. Yales Romulo de Novaes, Dr.
Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC

Prof. Samir Ahmad Mussa, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC

Certificamos que esta é a **versão original e final** do trabalho de conclusão que foi julgado adequado para obtenção do título de doutor em Engenharia Elétrica obtido pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.
Coordenação do Programa de Pós-Graduação

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.
Orientador

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.
Coorientador

Florianópolis, 2024.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de expressar minha profunda gratidão à minha mãe, Silvia Aparecida Kriger Gili, cujo apoio inabalável e incentivo constante foram cruciais para a minha perseverança e êxito nesta jornada. Sua dedicação e estímulo foram fundamentais para as conquistas que alcancei, e sou eternamente grato por sua inspiração e motivação contínuas.

Minha irmã, Patricia Aparecida Gili, merece meus sinceros agradecimentos por seus conselhos sábios e amizade inestimável, que foram colunas de suporte durante todo este percurso. Agradeço ao meu pai, Jacir Gili, por fomentar minha curiosidade e interesse desde a infância, plantando as sementes para minha jornada como engenheiro.

Um agradecimento especial à minha esposa dedicada, Rafaela Machado Pires, cujo apoio incondicional e compreensão foram essenciais ao longo desta jornada. Sua presença constante e estímulo iluminaram os momentos mais desafiantes. Este trabalho não seria possível sem seu amor, paciência e apoio. Meu profundo agradecimento, meu amor.

Expresso minha gratidão aos colegas Victor Gruner, Eduardo Eller Berh e Julio Cesar Dias, cuja ajuda contínua, incentivo e prontidão para discutir diversos assuntos foram extremamente valiosos. As discussões e trocas de ideias contribuíram significativamente para este trabalho, e sou grato pela colaboração e ambiente enriquecedor que cultivamos juntos.

Agradeço ao meu orientador, Telles Brunelli Lazzarin, pela sua orientação consistente e apoio ao longo desses anos. Sua paciência, compartilhamento de conhecimento e orientação valiosa foram fundamentais para o desenvolvimento desta tese. Além disso, sua inspiração no meu crescimento acadêmico e profissional é sinceramente apreciada.

Meu sincero agradecimento estende-se a todos que, direta ou indiretamente, contribuíram para este trabalho. Seja através de diálogos enriquecedores, intercâmbio de ideias ou simples gestos de apoio, cada contribuição teve um impacto significativo na realização deste projeto. Sou grato a todos os amigos, colegas, professores e demais envolvidos que, de alguma forma, contribuíram para o sucesso deste empreendimento. Suas influências positivas são verdadeiramente valorizadas.

*“O maior inimigo do conhecimento não é a ignorância, é a ilusão do conhecimento.”
(Stephen Hawking)*

RESUMO

Este trabalho aborda o estudo e a aplicação de uma estratégia de modulação e controle para o conversor modular matricial multinível (M3C). A adoção da modulação por vetores espaciais não ortogonais (SVM) emerge como uma alternativa superior, ofertando desempenho aprimorado em relação à modulação convencional. O esquema de controle é dividido em três partes: o controle da corrente de entrada, o controle da corrente de saída, e o equilíbrio das tensões nos capacitores. Para o equilíbrio dos capacitores, é desenvolvido um algoritmo responsável por equalizar as tensões dos capacitores dentro de um mesmo módulo. Além disso, uma função matemática avalia o custo do impacto de cada vetor aplicado pela modulação nas tensões dos capacitores, permitindo a escolha do vetor que contribuirá para manter as tensões equilibradas. As estratégias de controle e modulação propostas possibilitam a geração de formas de onda de corrente senoidais, tanto na entrada quanto na saída do conversor, caracterizando-se por uma baixa distorção harmônica. A estrutura flexível do M3C permite a variação de frequência, amplitude e deslocamento das correntes em ambos os lados do conversor, permitindo ajustar o fator de potência de entrada e manter o equilíbrio das tensões dos capacitores, alcançando um fator de potência unitário. O software de simulação Simulink[®] é empregado para desenvolver os algoritmos utilizados na modulação e controle da topologia. Esta ferramenta possibilita a análise isolada de cada etapa de operação da topologia, fornecendo uma visão prévia do comportamento do sistema e validando o controle e a operação do conversor por meio de simulação. Os experimentos são realizados em um conversor M3C configurado com seis submódulos em série, apresentando uma capacidade de 2 MVA e operando a uma tensão de 13,8 kV. Resultados experimentais são obtidos utilizando a técnica de *Hardware-in-the-Loop* (HIL) com o sistema OPAL RT modelo 5700. Diversos parâmetros e variáveis, como tensões, correntes, potência e resposta dinâmica, são analisados para avaliar a robustez e eficácia do conversor em condições adversas. Os resultados obtidos validam as estratégias de controle e modulação propostas.

Palavras-chave: M3C. Conversor modular matricial multinível. conversor matricial. Conversor conectado a rede.

ABSTRACT

This work presents the study and implementation of a modulation and control strategy for the Modular Multilevel Matrix Converter (M3C). The adoption of non-orthogonal Space Vector Modulation (SVM) emerges as a superior alternative, offering enhanced performance compared to conventional modulation. The control scheme is divided into three parts: input current control, output current control, and capacitor voltage balancing. For the balancing of the capacitors, an algorithm is developed to equalize the capacitor voltages within the same module. Moreover, a mathematical function evaluates the cost impact of each vector applied by the modulation on the capacitor voltages, allowing the selection of the vector that will contribute to maintaining balanced voltages. The proposed control and modulation strategies enable the generation of sinusoidal current waveforms, both at the converter's input and output, characterized by low harmonic distortion. The flexible structure of the M3C allows for the variation of frequency, amplitude, and phase shift of currents on both sides of the converter, enabling the adjustment of the input power factor and maintaining the balance of the capacitor voltages, achieving a unity power factor. The Simulink[®] simulation software is employed to develop the algorithms used in the modulation and control of the topology. This tool allows for the isolated analysis of each operation stage of the topology, providing a preliminary view of the system behavior and validating the control and operation of the converter through simulation. Experiments are conducted on an M3C converter configured with six series-connected submodules, with a capacity of 2 MVA and operating at a voltage of 13.8 kV. Experimental results are obtained using the Hardware-in-the-Loop (HIL) technique with the OPAL RT model 5700 system. Various parameters and variables, such as voltages, currents, power, and dynamic response, are analyzed to assess the robustness and effectiveness of the converter under adverse conditions. The obtained results validate the proposed control and modulation strategies.

Keywords: M3C. Multilevel Modular Matrix Converter. Drive machine. Grid-tied converter.

LISTA DE FIGURAS

| | |
|---|----|
| Figura 1 – Topologia básica CMC. | 27 |
| Figura 2 – Vetores de tensão de saída agrupados no plano Alfa-Beta. | 31 |
| Figura 3 – Vetores da corrente de entrada agrupados no plano Alfa-Beta. | 31 |
| Figura 4 – Princípios da SVM: (a) vetores de tensão (b) vetores da corrente. | 33 |
| Figura 5 – Sequência de comutação simétrica para o CMC. | 37 |
| Figura 6 – Topologia MMMC. | 39 |
| Figura 7 – Módulo MC simplificado (3x2). | 39 |
| Figura 8 – Modelo completo para o MMMC. | 40 |
| Figura 9 – CSR SVM para sintetizar a corrente do estágio retificador. | 41 |
| Figura 10 – Diagrama do SVM dividido em setores e regiões. | 42 |
| Figura 11 – Tempos e vetores do setor 1. | 44 |
| Figura 12 – Sinal de saída com sequência de comutação I. | 46 |
| Figura 13 – Sinal de saída com sequência de comutação II. | 47 |
| Figura 14 – Topologia M3C. | 49 |
| Figura 15 – Topologia M3C com indutores adicionados aos módulos. | 51 |
| Figura 16 – Topologia M3C com indutores acoplados adicionados aos módulos. | 52 |
| Figura 17 – Modulação por espaço vetorial modificado. | 53 |
| Figura 18 – Sequência de comutação dividida em cinco subintervalos. | 55 |
| Figura 19 – Sequência de comutação para a modulação de capacitor único. | 55 |
| Figura 20 – Escolha do capacitor para quando d_o da entrada for maior que da saída. | 56 |
| Figura 21 – Escolha do capacitor para d_o da saída for maior que o de entrada. | 57 |
| Figura 22 – Arquitetura digital para implementação da SVM. | 61 |
| Figura 23 – SVM básico de dois níveis. | 63 |
| Figura 24 – SVM de três níveis. | 64 |
| Figura 25 – Exemplo do cálculo dos tempos de cada vetor no ponto Q. | 65 |
| Figura 26 – SVM de cinco níveis. | 65 |
| Figura 27 – Relação entre o novo sistema de coordenadas e o plano $\alpha\beta\gamma$ | 67 |
| Figura 28 – Comparação dos planos: (a) As tensões de fase de referência; (b) Tensões em coordenadas $\alpha\beta\gamma$; (c) Tensões em coordenadas $lg\gamma$ | 68 |
| Figura 29 – Vetores do sistema de coordenadas lg no plano hexagonal. | 69 |
| Figura 30 – Vetores do sistema lg | 70 |
| Figura 31 – Plano $lg\gamma$ de cinco níveis. | 70 |
| Figura 32 – Plano $lg\gamma$ de cinco níveis em 3D. | 71 |
| Figura 33 – Representação da seleção dos setores no espaço vetorial. | 72 |
| Figura 34 – Topologia M3C com indutor. | 76 |
| Figura 35 – Célula de ponte completa com capacitor grampeado (módulo). | 77 |
| Figura 36 – Módulo com duas pontes completas em série. | 78 |

| | |
|---|-----|
| Figura 37 – Estado 1. | 79 |
| Figura 38 – Estado 2. | 80 |
| Figura 39 – Estado 3. | 80 |
| Figura 40 – Estado 4. | 81 |
| Figura 41 – Representação do M3C como uma caixa. | 82 |
| Figura 42 – Exemplo de conexão. | 83 |
| Figura 43 – Exemplo de como resolver as conexões dos módulos. | 84 |
| Figura 44 – Tensões de referência para a modulação. | 86 |
| Figura 45 – Exemplo dos planos vetoriais da entrada (esquerda) e saída (direita) do conversor. | 86 |
| Figura 46 – Sequência de comutação para modulação em ambos os lados do conversor. | 87 |
| Figura 47 – Fluxograma da modulação | 88 |
| Figura 48 – Diagrama de blocos do controle geral do conversor. | 91 |
| Figura 49 – Configuração das ligações do conversor M3C. | 92 |
| Figura 50 – Modelo de pequenos sinais M3C. | 110 |
| Figura 51 – Modelo genérico de representação do espaço de estados. | 111 |
| Figura 52 – Diagrama de blocos da relação entre corrente e energia de um sistema utilizando o conversor M3C. | 113 |
| Figura 53 – Diagrama de blocos do controle da potência. | 116 |
| Figura 54 – Diagrama de Bode da planta de entrada do conversor. | 119 |
| Figura 55 – Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto compensada da corrente de entrada. | 120 |
| Figura 56 – Resposta ao degrau da malha fechada. | 121 |
| Figura 57 – Diagrama de Bode da média dos capacitores. | 122 |
| Figura 58 – Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto compensada dos capacitores. | 123 |
| Figura 59 – Resposta ao degrau da malha fechada. | 123 |
| Figura 60 – Diagrama de Bode da planta de saída do conversor. | 124 |
| Figura 61 – Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto compensada da corrente de saída. | 125 |
| Figura 62 – Resposta ao degrau da malha fechada. | 126 |
| Figura 63 – Conversor utilizado para simulação, utilizando duas fontes trifásicas em cada lado do conversor, com sinalização das variáveis observadas neste capítulo. | 129 |
| Figura 64 – Seis etapas que realizam o controle do M3C. | 131 |
| Figura 65 – Formas de onda do sistema 1: (a) Sinais de referência; (b) Caminho dos vetores no plano lg ; (c) Correntes geradas; (d) Plano Alfa-Beta da corrente. | 133 |
| Figura 66 – Formas de onda do sistema 1: (a) Tensões de fase; (b) Correntes; (c) Tensões de fase nos terminais do conversor; (d) Tensões de linha nos terminais do conversor; (e) Potência ativa e reativa. | 135 |

| | |
|---|-----|
| Figura 67 – Formas de onda do sistema 1: (a) Corrente I_a ; (b) Corrente I_a no plano Alfa-Beta. | 136 |
| Figura 68 – Formas de onda do sistema 2 com 5 Hz: (a) Tensões de fase; (b) Correntes; (c) Tensões de fase nos terminais do conversor; (d) Tensões de linha nos terminais do conversor; (e) Potência ativa e reativa. | 137 |
| Figura 69 – Formas de onda do sistema 2 com 30 Hz: (a) Tensões de fase; (b) Correntes; (c) Tensões de fase nos terminais do conversor; (d) Tensões de linha nos terminais do conversor; (e) Potência ativa e reativa. | 138 |
| Figura 70 – Formas de onda do sistema 2 com 45 Hz: (a) Tensões de fase; (b) Correntes; (c) Tensões de fase nos terminais do conversor; (d) Tensões de linha nos terminais do conversor; (e) Potência ativa e reativa. | 139 |
| Figura 71 – Formas de onda do sistema 2 com 55 Hz: (a) Tensões de fase; (b) Correntes; (c) Tensões de fase nos terminais do conversor; (d) Tensões de linha nos terminais do conversor; (e) Potência ativa e reativa. | 140 |
| Figura 72 – Tensões nos capacitores. Sistema 1 com 50 Hz e sistema 2 com 5 Hz. | 141 |
| Figura 73 – Tensões nos capacitores. Sistema 1 com 50 Hz e sistema 2 com 30 Hz. | 142 |
| Figura 74 – Tensões nos capacitores. Sistema 1 com 50 Hz e sistema 2 com 45 Hz. | 142 |
| Figura 75 – Tensões nos capacitores. Sistema 1 com 50 Hz e sistema 2 com 55 Hz. | 143 |
| Figura 76 – Formas de onda do sistema 1: (a) Tensões de fase; (b) Correntes; (c) Tensões de fase nos terminais do conversor; (d) Tensões de linha nos terminais do conversor; (e) Potência ativa e reativa. | 144 |
| Figura 77 – Formas de onda do sistema 2: (a) Tensões de fase; (b) Correntes; (c) Tensões de fase nos terminais do conversor; (d) Tensões de linha nos terminais do conversor; (e) Potência ativa e reativa. | 145 |
| Figura 78 – Tensões nos capacitores. Sistema 1 com 50 Hz e sistema 2 com 30 Hz. | 146 |
| Figura 79 – OPAL OP5700. | 147 |
| Figura 80 – Placa com buffer para comunicação digital com o OPAL. | 148 |
| Figura 81 – Placa de condicionamento analógico utilizando o AD7276. | 149 |
| Figura 82 – FPGA Xilinx Zynq UltraScale+ MPSoC. | 150 |
| Figura 83 – Bancada experimental de testes. | 150 |
| Figura 84 – Estrutura do conversor utilizado no experimento. | 153 |
| Figura 85 – Sinal utilizado pela modulação de entrada - 50 Hz. | 154 |
| Figura 86 – Sinal utilizado pela modulação de saída - 45 Hz. | 154 |
| Figura 87 – Tensão de entrada em 50 Hz. | 155 |
| Figura 88 – Corrente de entrada em 50 Hz. | 156 |
| Figura 89 – Tensão de saída com 5 Hz. | 157 |
| Figura 90 – Corrente de saída com 5 Hz. | 157 |
| Figura 91 – Tensão de saída com 30 Hz. | 158 |
| Figura 92 – Corrente de saída com 30 Hz. | 158 |

| | |
|--|-----|
| Figura 93 – Tensão de saída com 45 Hz. | 159 |
| Figura 94 – Corrente de saída com 45 Hz. | 159 |
| Figura 95 – Tensão de saída com 50 Hz. | 160 |
| Figura 96 – Corrente de saída com 50 Hz. | 160 |
| Figura 97 – Tensão de saída de 55 Hz. | 161 |
| Figura 98 – Corrente de saída de 55 Hz. | 161 |
| Figura 99 – Degrau positivo de potência. Saída com 30 Hz. Canal 1: Corrente de saída. Canal 2: Corrente de entrada. Canal 3: Tensão do M1 sem o nível CC. Canal 4: Tensão do SM 2 sem o nível CC. | 163 |
| Figura 100 – Degrau negativo de potência. Saída com 30 Hz. Canal 1: Corrente de saída. Canal 2: Corrente de entrada. Canal 3: Tensão do M1 sem o nível CC. Canal 4: Tensão do SM 2 sem o nível CC. | 164 |
| Figura 101 – Degrau positivo de potência. Saída com 45 Hz. Canal 1: Corrente de saída. Canal 2: Corrente de entrada. Canal 3: Tensão do M1 sem o nível CC. Canal 4: Tensão do SM 2 sem o nível CC. | 164 |
| Figura 102 – Degrau negativo de potência. Saída com 45 Hz. Canal 1: Corrente de saída. Canal 2: Corrente de entrada. Canal 3: Tensão do M1 sem o nível CC. Canal 4: Tensão do SM 2 sem o nível CC. | 165 |
| Figura 103 – Degrau positivo de potência. Saída com 50 Hz. Canal 1: Corrente de saída. Canal 2: Corrente de entrada. Canal 3: Tensão do M1 sem o nível CC. Canal 4: Tensão do SM 2 sem o nível CC. | 165 |
| Figura 104 – Degrau negativo de potência. Saída com 50 Hz. Canal 1: Corrente de saída. Canal 2: Corrente de entrada. Canal 3: Tensão do M1 sem o nível CC. Canal 4: Tensão do SM 2 sem o nível CC. | 166 |
| Figura 105 – Tensão nos submódulos 1, 2, 3 e 4 do módulo 1. Saída em 45 Hz. | 167 |
| Figura 106 – Tensão nos submódulos 3, 4, 5 e 6 do módulo 1. Saída em 45 Hz. | 167 |
| Figura 107 – Tensão total dos módulos 1, 2, 3. Saída em 45 Hz. | 168 |
| Figura 108 – Tensão total dos módulos 4, 5, 6. Saída em 45 Hz. | 169 |
| Figura 109 – Tensão total dos módulos 7, 8, 9. Saída em 45 Hz. | 169 |
| Figura 110 – Rampa de pré-carga dos capacitores. Saída em 45 Hz. | 170 |
| Figura 111 – Degrau positivo de potência reativa. Saída em 45 Hz. Canal 1: Corrente de saída. Canal 2: Tensão de saída. Canal 3: Tensão de entrada. Canal 4: Corrente de entrada. | 171 |
| Figura 112 – Degrau positivo de potência reativa. Saída em 45 Hz. Canal 1: Corrente de saída. Canal 2: Tensão de saída. Canal 3: Tensão módulo 1. Canal 4: Tensão módulo 3. | 172 |
| Figura 113 – Degrau negativo de potência reativa. Saída em 45 Hz. Canal 1: Corrente de saída. Canal 2: Tensão de saída. Canal 3: Tensão de entrada. Canal 4: Corrente de entrada. | 173 |

| | |
|---|-----|
| Figura 114–Degrau negativo de potência reativa. Saída em 45 Hz. Canal 1: Corrente de saída. Canal 2: Tensão de saída. Canal 3: Tensão módulo 1. Canal 4: Tensão módulo 3. | 173 |
| Figura 115–Degrau positivo de potência reativa. Saída em 50 Hz. Canal 1: Corrente de saída. Canal 2: Tensão de saída. Canal 3: Tensão de entrada. Canal 4: Corrente de entrada. | 174 |
| Figura 116–Degrau positivo de potência reativa. Saída em 50 Hz. Canal 1: Corrente de saída. Canal 2: Tensão de saída. Canal 3: Tensão módulo 1. Canal 4: Tensão módulo 3. | 174 |
| Figura 117–Degrau negativo de potência reativa. Saída em 50 Hz. Canal 1: Corrente de saída. Canal 2: Tensão de saída. Canal 3: Tensão de entrada. Canal 4: Corrente de entrada. | 175 |
| Figura 118–Degrau negativo de potência reativa. Saída em 50 Hz. Canal 1: Corrente de saída. Canal 2: Tensão de saída. Canal 3: Tensão módulo 1. Canal 4: Tensão módulo 3. | 175 |
| Figura 119–Degrau de -10% da tensão de saída da rede em 45 Hz. | 176 |
| Figura 120–Degrau da tensão de saída da rede em 45 Hz para valor nominal. | 177 |
| Figura 121–Degrau de -10% da tensão de saída da rede em 50 Hz. | 177 |
| Figura 122–Degrau da tensão de saída da rede em 45 Hz para valor nominal. | 178 |
| Figura B.1–Placa do ADC desenvolvida. | 214 |
| Figura B.2–Placa do Buffer desenvolvida. | 217 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|---|-----|
| Tabela 1 – Estados de comutação zero. | 29 |
| Tabela 2 – Estados de comutação ativos. | 30 |
| Tabela 3 – Estados de comutação rotacionais. | 30 |
| Tabela 4 – Sequência de combinações de interruptores. | 34 |
| Tabela 5 – Vetores de tensão e estado de comutação. | 43 |
| Tabela 6 – Cálculo dos tempos para qualquer setor usando o ângulo setorial. | 44 |
| Tabela 7 – Possíveis conexões entre módulos. | 50 |
| Tabela 8 – Comparação entre os conversores CMC, MMMC e o M3C. | 60 |
| Tabela 9 – Vetores da entrada. | 95 |
| Tabela 10 – Vetores da saída. | 96 |
| Tabela 11 – Parâmetros da planta de entrada. | 119 |
| Tabela 12 – Parâmetros do controlador de entrada. | 120 |
| Tabela 13 – Parâmetros da planta de saída. | 124 |
| Tabela 14 – Parâmetros do controlador de saída. | 125 |
| Tabela 15 – Parâmetros utilizados em simulação. | 134 |
| Tabela 16 – Parâmetros utilizados. | 152 |
| Tabela 17 – Comparação entre os controles propostos na literatura para o M3C. | 182 |

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

| | |
|------|---|
| ANPC | <i>Active Neutral Point Clamped</i> |
| APOD | <i>Alternative Phase opposition disposition</i> |
| CA | Corrente Alternada |
| CC | Corrente Contínua |
| CHB | <i>Cascaded H-Bridge</i> |
| CMC | <i>Conventional Matrix Converter</i> |
| CSC | <i>Current Source Converter</i> |
| CSR | <i>Current Source Rectifier</i> |
| DHT | Distorção Harmônica Total |
| DSC | <i>Digital Signal Controller</i> |
| FLC | <i>Flying Capacitor Converter</i> |
| FPGA | <i>Field Programmable Gate Array</i> |
| HIL | <i>Hardware-in-the-loop</i> |
| IGBT | <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> |
| IPD | <i>In-Phase disposition</i> |
| M3C | <i>Modular Multilevel Matrix Converter</i> |
| MC | <i>Matrix Converter</i> |
| MMC | <i>Modular Multilevel Converter</i> |
| MMMC | <i>Multimodular Matrix Converter</i> |
| MPPT | <i>Maximum Power Point Tracking</i> |
| NPC | <i>Neutral Point Clamped</i> |
| SPWM | <i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> |
| SVM | <i>Space Vector Modulation</i> |
| VSC | <i>Voltage Source Converter</i> |
| VSI | <i>Voltage Source Inverter</i> |

SÍMBOLOS

| Símbolo | Descrição | Unidade |
|--------------------------|---|---------|
| C | Capacitor do barramento | |
| d_0, d_1, d_2 | Razões cíclicas finais da topologia MMMC | |
| d_k, d_l, d_{0_in} | Razões cíclicas da entrada do M3C | |
| d_m, d_n, d_{0_out} | Razões cíclicas da saída do M3C | |
| d_{sup}, d_{inf}, d_0 | Razões cíclicas genéricas para o SVM | |
| d_u, d_v, d_o | Razões cíclicas do retificador do MMMC | |
| dv/dt | Derivada de tensão | |
| F_a, F_b, F_c | Variáveis da transformada Alfa-Beta simbolizando vetores | |
| I_A, I_B, I_C | Correntes da entrada | A |
| I_a, I_b, I_c | Correntes da saída | A |
| i_{di}, i_{qi}, i_{oi} | Componentes em coordenadas $dq0$ da corrente de entrada | |
| i_{do}, i_{qo}, i_{oo} | Componentes em coordenadas $dq0$ da corrente de saída | |
| I_i', I_i'' | Componentes do vetor de entrada | |
| $I_{im,om}$ | Corrente de pico de entrada e saída | |
| \vec{I}_i | Vetor da corrente de entrada | |
| \vec{I}_i^x | Componentes vetoriais utilizadas para sintetizar o vetor de entrada ($x \in \{I,II,III,IV\}$) | |
| K_i | Setor do vetor de entrada | |
| K_v | Setor do vetor de saída | |
| $L_{i,o}$ | Indutor do filtro de entrada e saída | |
| m | Índice de modulação CMC (Relação da tensão de pico de saída com a tensão de pico da entrada) | |
| m_c | Índice de modulação da entrada | |
| m_v | Índice de modulação da saída | |
| n | Tensão negativa normalizada (-1) | V |
| o | Tensão zero (0) | V |
| p | Tensão positiva normalizada (1) | V |
| $R_{i,o}$ | Resistor do filtro de entrada e saída | |
| S_{sx} | Interruptores ($x \in \mathbb{N} \mid \{1 \leq x \leq 6\}$) | |
| S_x | Interruptores ($x \in \mathbb{N} \mid \{1 \leq x \leq 9\}$) | |
| t | Tempo | s |

| Símbolo | Descrição | Unidade |
|---|---|---------|
| T_{on} | Tempo ativo de um interruptor no período de comutação | s |
| T_s | Período de comutação | |
| T_x | Tempo de aplicação dos vetores ($x \in \{a,b,c,d,o\}$) | |
| $V_{A'B'}, V_{B'C'}, V_{C'A'}$ | Tensões de linha da entrada nos terminais do conversor | V |
| $V_{a'b'}, V_{b'c'}, V_{c'a'}$ | Tensões de linha da saída nos terminais do conversor | V |
| V_{AB}, V_{BC}, V_{CA} | Tensões de linha da entrada | V |
| V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} | Tensões de linha da saída | V |
| V_{an} | Tensão entre os ponto a e n do circuito | V |
| V_{as}, V_{bs}, V_{cs} | Tensões no secundário do transformador do MMMC | V |
| V_{bn} | Tensão entre os ponto b e n do circuito | V |
| V_{cap} | Tensão do capacitor | V |
| V_{cn} | Tensão entre os ponto c e n do circuito | V |
| v_{di}, v_{qi}, v_{0i} | Componentes em coordenadas $dq0$ da tensão de entrada | |
| v_{do}, v_{qo}, v_{0o} | Componentes em coordenadas $dq0$ da tensão de saída | |
| $V_{im,om}$ | Tensão de pico de entrada e saída | |
| $V'_{im,om}$ | Tensão de pico de entrada e saída nos terminais do conversor | |
| V_{LL1}, V_{LL2} | Tensões de linha sobre o barramento CC do MMMC | V |
| V_o | Amplitude do vetor de saída | |
| V_o', V_o'' | Componentes do vetor de saída | |
| V_{pn} | Tensão entre os ponto p e q do circuito | V |
| $v_{Tdi}, v_{Tqi}, v_{T0i}$ | Tensões nos terminais de entrada do conversor em coordenadas $dq0$ | |
| $v_{Tdo}, v_{Tqo}, v_{T0o}$ | Tensões nos terminais de saída do conversor em coordenadas $dq0$ | |
| \hat{V}_i | Valor de pico da tensão de entrada | |
| \hat{V}_o | Valor de pico da tensão de saída | |
| \vec{V}_i | Vetor da tensão de entrada | |
| \vec{V}_o | Vetor da tensão de saída | |
| \vec{V}_o^x | Componentes vetoriais utilizadas para sintetizar o vetor de saída ($x \in \{I,II,III,IV\}$) | |
| \vec{V}_x | Interruptores ($x \in \mathbb{N} \mid \{0 \leq x \leq 18\}$) | |
| y_p, y_n | Tensões de saída nos terminais dos módulos do MMMC | V |
| $\Gamma_{di}, \Gamma_{qi}, \Gamma_{0i}$ | Variável de controle das componentes em coordenadas $dq0$ da corrente de entrada | |
| $\Gamma_{do}, \Gamma_{qo}, \Gamma_{0o}$ | Variável de controle das componentes em coordenadas $dq0$ da corrente de saída | |
| α | Componente Alfa da transformada | |

| Símbolo | Descrição | Unidade |
|---|--|---------|
| α_i | Ângulo do vetor da tensão de entrada | rad |
| α_o | Ângulo do vetor da tensão de saída | rad |
| $\tilde{\alpha}_o$ | Ângulo setorial de saída | rad |
| β | Componente Beta da transformada | |
| β_i | Ângulo do vetor da corrente de entrada | rad |
| $\tilde{\beta}_i$ | Ângulo setorial de entrada | rad |
| $\gamma_{di}, \gamma_{qi}, \gamma_{0i}$ | Variável de controle das componentes em coordenadas $dq0$ da corrente de entrada | |
| $\gamma_{do}, \gamma_{qo}, \gamma_{0o}$ | Variável de controle das componentes em coordenadas $dq0$ da corrente de saída | |
| δ | Razão cíclica genérica CMC | |
| δ^x | Razões cíclicas CMC ($x \in \{I,II,III,IV\}$) | |
| $\theta_{i,o}$ | Ângulo da tensão de entrada e saída | |
| $\theta_{pfi,pfo}$ | Ângulo do deslocamento entre tensão e corrente de entrada e saída | |
| $\omega_{i,o}$ | Frequência angular de entrada e saída | |
| φ_i | Ângulo de deslocamento entre tensão e corrente de entrada | rad |

SUMÁRIO

| | | |
|----------|---|-----------|
| | Símbolos | 15 |
| 1 | INTRODUÇÃO | 21 |
| 1.1 | PROPOSTA DA TESE | 23 |
| 1.2 | ORGANIZAÇÃO DA TESE | 24 |
| 2 | REVISÃO BIBLIOGRÁFICA | 26 |
| 2.1 | INTRODUÇÃO | 26 |
| 2.2 | CONVERSOR MATRICIAL CONVENCIONAL - CMC | 26 |
| 2.2.1 | Estratégia de modulação | 32 |
| 2.2.2 | Estratégia de comutação | 36 |
| 2.2.3 | Considerações sobre o CMC | 37 |
| 2.3 | CONVERSOR MATRICIAL MULTIMODULAR - MMMC | 38 |
| 2.3.1 | Estratégia de modulação | 40 |
| 2.3.2 | Estratégia de comutação | 44 |
| 2.3.3 | Considerações sobre o MMMC | 47 |
| 2.4 | CONVERSOR MODULAR MATRICIAL MULTINÍVEL - M3C | 48 |
| 2.4.1 | Estratégia de modulação | 53 |
| 2.4.2 | Estratégia de comutação | 54 |
| 2.4.3 | Considerações sobre o M3C | 57 |
| 2.5 | CONSIDERAÇÕES SOBRE A REVISÃO BIBLIOGRÁFICA | 58 |
| 3 | MODULAÇÃO RÁPIDA POR VETORES ESPACIAIS | 61 |
| 3.1 | ANÁLISE DA SVM TRADICIONAL PARA DIFERENTES NÍVEIS | 62 |
| 3.1.1 | SVM de dois níveis | 62 |
| 3.1.2 | SVM de três níveis | 63 |
| 3.1.3 | SVM de cinco níveis | 65 |
| 3.1.4 | Considerações sobre a SVM tradicional | 66 |
| 3.2 | MODULAÇÃO RÁPIDA POR VETORES ESPACIAIS | 66 |
| 3.3 | CONSIDERAÇÕES SOBRE A NOVA SVM RÁPIDA | 74 |
| 4 | CONVERSOR MODULAR MATRICIAL MULTINÍVEL | 76 |
| 4.1 | CONFIGURAÇÕES DO M3C | 76 |
| 4.2 | ESTADOS DA CÉLULA DE COMUTAÇÃO | 78 |
| 4.3 | CONEXÕES ENTRE MÓDULOS | 81 |
| 4.4 | ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO | 85 |
| 4.5 | ESTRATÉGIA DE COMUTAÇÃO | 87 |
| 4.6 | CONSIDERAÇÕES SOBRE O CONVERSOR M3C | 89 |
| 5 | MODELAGEM E CONTROLE | 90 |
| 5.1 | TENSÕES E CORRENTES NOS TERMINAIS DO M3C | 92 |
| 5.2 | ANÁLISE SOBRE A SVM | 93 |

| | | |
|----------|---|------------|
| 5.3 | DERIVAÇÃO DAS EQUAÇÕES DIFERENCIAIS DO M3C | 96 |
| 5.3.1 | Entrada do conversor | 96 |
| 5.3.2 | Saída do conversor | 98 |
| 5.3.3 | Equações do capacitor equivalente | 101 |
| 5.4 | EQUAÇÕES DIFERENCIAIS NÃO-LINEARES DO M3C | 103 |
| 5.4.1 | Linearização do modelo do M3C | 104 |
| 5.4.2 | Solução da equação de regime do M3C | 106 |
| 5.4.3 | Modelo de pequenos sinais | 109 |
| 5.5 | FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA DO M3C | 112 |
| 5.5.1 | Entrada do M3C | 113 |
| 5.5.2 | Saída do M3C | 114 |
| 5.5.3 | Capacitores internos do M3C | 115 |
| 5.6 | PROJETO DOS CONTROLADORES | 118 |
| 5.6.1 | Projeto do controle da entrada do M3C | 118 |
| 5.6.2 | Projeto do controle da média dos capacitores do M3C | 121 |
| 5.6.3 | Projeto do controle da saída do M3C | 124 |
| 5.6.4 | Discretização dos controladores | 126 |
| 5.6.4.1 | Método de Tustin | 126 |
| 5.6.4.2 | Aplicação da Transformação de Tustin | 127 |
| 5.7 | CONSIDERAÇÕES SOBRE A MODELAGEM E CONTROLE | 127 |
| 6 | RESULTADOS DE SIMULAÇÃO | 129 |
| 6.1 | CONTROLE APLICADO AO M3C | 130 |
| 6.2 | MODULAÇÃO APLICADA AO M3C | 132 |
| 6.3 | CONEXÃO GENÉRICA DO M3C | 133 |
| 6.4 | CONSIDERAÇÕES SOBRE OS RESULTADOS DE SIMULAÇÃO | 146 |
| 7 | RESULTADOS EXPERIMENTAIS | 147 |
| 7.1 | CONFIGURAÇÃO BÁSICA E UTILIZAÇÃO DO OPAL RT LAB | 151 |
| 7.2 | RESULTADOS EXPERIMENTAIS | 151 |
| 7.2.1 | Sinais de modulação | 153 |
| 7.2.2 | Tensões e correntes em ponto fixo de operação | 155 |
| 7.2.3 | Degrau de potência ativa | 162 |
| 7.2.4 | Controle da tensão dos submódulos | 166 |
| 7.2.5 | Controle da tensão geral dos módulos | 168 |
| 7.2.6 | Pré carga dos capacitores | 170 |
| 7.2.7 | Variação de potência reativa | 170 |
| 7.2.8 | Variação da tensão da rede | 176 |
| 7.3 | CONSIDERAÇÕES SOBRE OS RESULTADOS DE EXPERIMENTAIS | 178 |
| 8 | CONCLUSÕES | 183 |
| 8.1 | TRABALHOS FUTUROS | 185 |

| | | |
|-------|---|-----|
| 8.2 | CONTRIBUIÇÃO ACADÊMICA DURANTE O DOUTORADO | 186 |
| 8.2.1 | Publicações | 186 |
| 8.2.2 | Projetos de pesquisa entre a indústria e a academia | 186 |
| | Referências | 188 |
| | APÊNDICE A – MODELAGEM | 197 |
| | APÊNDICE B – ESQUEMÁTICO | 214 |

1 INTRODUÇÃO

Em uma sociedade voltada ao consumo, a busca constante por conforto impulsiona um crescimento natural na demanda por energia. Esse aumento na necessidade energética acarreta não apenas um maior uso dos recursos naturais, como também resulta em impactos adversos ao meio ambiente. A geração e consumo de energia elétrica frequentemente resultam na exploração desses recursos e na liberação de poluentes, afetando direta ou indiretamente solos, águas, ar, e por consequência, a biodiversidade. Diante desse cenário, emerge a urgência em mitigar tais impactos ambientais, objetivando a preservação da qualidade de vida atual e futura. Estratégias voltadas à conservação energética se apresentam como soluções viáveis, permitindo a obtenção dos mesmos benefícios com uma menor dependência de recursos naturais e redução de danos ao ambiente.

A relevância da eletrônica de potência transcende diversos setores, marcando presença significativa na automação industrial, na promoção da eficiência energética e na redução da poluição ambiental. Esta importância tende a aumentar conforme avanços tecnológicos reduzem custos e ampliam o desempenho desses sistemas. Na vanguarda das inovações sustentáveis, a geração de energia por fontes eólicas e solares é intrinsecamente dependente da eletrônica de potência para viabilizar o aproveitamento de suas capacidades. Destaca-se nos Estados Unidos a perspectiva de que a implementação de estratégias focadas em otimização energética possa resultar em uma redução de até 25% no consumo de energia elétrica [1].

Nos sistemas de geração energética, prioriza-se a conversão de energia com alto rendimento, dado seu impacto direto no custo da energia produzida. A geração eólica sob condições de ventos fracos representa um desafio nesse sentido. No entanto, a adoção de conversores multiníveis tem permitido alcançar alta eficiência mesmo sob tais condições, mantendo a alta performance. Isso é possível através do uso de interruptores de baixa tensão, redução no tamanho dos filtros e otimização nas perdas de comutação, elevando o rendimento dessas topologias [2].

No campo dos conversores de alta potência (>1 MVA) e média tensão ($>2,2$ kV) [3, 4, 5, 6], a pesquisa tem se intensificado tanto na exploração de novas topologias quanto na resolução de problemas e aperfeiçoamento de sistemas já existentes para aplicações específicas. A última década testemunhou um avanço significativo no mercado de semicondutores de alta potência, com um foco considerável na otimização de topologias conhecidas e suas variações. Atualmente, as escolhas predominantes para aplicações de grande escala incluem conversores fonte de tensão (*Voltage Source Inverter* - VSI) e retificadores a diodo ou *front-ends* ativos [7], além dos conversores de fonte de corrente (*Current Source Converter* - CSC) que também ganharam espaço no mercado [8]. Além disso, topologias alternativas como conversores multiníveis híbridos [9, 10, 11], diodos de grampeamento ativo (*Active Neutral Point Clamped* - ANPC) [12, 13], conversores multiníveis modulares (*Modular Multilevel Converter* - MMC) [14, 15] e conversores matriciais multinível [16, 17] têm despertado interesse.

Apesar da necessidade de mais investigações para validar o desempenho global e os benefícios dessas topologias emergentes, algumas já se mostram promissoras para aplicações comerciais, motivando o desenvolvimento de novas estratégias de modulação e controle adaptadas a esses conversores, enriquecendo o desempenho operacional e abrindo caminho para novas possibilidades.

Com a evolução dos semicondutores e dos processadores utilizados nos conversores, algumas topologias que não eram aplicáveis na época, estão de volta ao foco dos estudos e algumas novas topologias estão surgindo para suprir a demanda da sociedade. Alguns dos grandes pontos positivos para um conversor na atualidade são a sua eficiência, confiabilidade e densidade de potência. Com isso, os conversores matriciais estão ganhando espaço, pois surgem como solução ao problema de ter que usar o barramento CC (Corrente Contínua) nos conversores CA-CC-CA (Corrente Alternada - CA), as topologias CA-CA direto vêm sendo estudadas a várias décadas, dentre elas a que se destaca é o conversor matricial convencional (*Conventional Matrix Converter* - CMC) [18, 19, 20]. O CMC apresenta atributos interessantes, no entanto, não é utilizado em grandes potências, pois até o momento não há semicondutores viáveis para serem utilizados neste tipo de conversor, além de apresentar desafios para a proteção de semicondutores quando o conversor está submetido a surtos de tensão. Devido ao conversor matricial convencional ser ótimo para a utilização, mas não viável em grandes potências, surgiu um novo conversor denominado de conversor matricial multinível que incorpora os conceitos de vários níveis e a conversão direta de energia e apresenta a vantagem de utilizar capacitores para grampear as tensões sobre os semicondutores e, desta forma, se torna inerentemente mais robusto que um CMC.

Algumas topologias de conversores matriciais têm a capacidade de lidar com altas potências e tensões utilizando os semicondutores disponíveis atualmente. A investigação nessas topologias tem crescido notavelmente, evidenciada pelo aumento significativo no número de publicações. Entre elas, destaca-se a integração de várias topologias de conversores multiníveis, como o conversor de diodos de grampeamento (*Neutral Point Clamped* - NPC) [21], o conversor com capacitores flutuantes (*Flying Capacitor Converter* - FLC) [22] e o de células de ponte completa (*Cascaded H-Bridge* - CHB) [23], ao conceito de conversor matricial. Essa integração resulta em conversores NPC multinível [24], FLC multinível [25], e CHB multinível [26].

Atualmente, uma topologia específica de Conversor Matricial (MC) multinível, denominada Conversor Matricial Multimodular (MMMC), tem sido empregada em sistemas de média tensão comercial. Esta configuração utiliza módulos de potência MC com entrada com três fases e saída monofásicas em cascata para facilitar operações de alta potência e média tensão. Unidades comerciais baseadas nessa topologia alcançaram 3 MVA / 3.3 kV e 6 MVA / 6,6 kV [3]. O MMMC destaca-se pela ausência de componentes de armazenamento em corrente contínua (CC), capacidade de operação em quatro quadrantes, resposta dinâmica rápida, design modular e escalabilidade, oriundas da estrutura CHB. Contudo, necessita de um transformador multipulso para tensões defasadas em cada módulo, elevando volume e custo e afetando o

rendimento global. A falta de grampeamento inerente das tensões nos semicondutores requer proteção adicional contra surtos de tensão [3, 27].

A topologia de Conversor Modular Matricial Multinível (M3C), proposta por Erickson [28], destaca-se na literatura acadêmica por combinar as vantagens dos conversores matriciais convencionais (CMC) com as dos conversores multiníveis, sem recorrer ao uso do transformador multipulso característico da estrutura MMMC. O M3C, com sua capacidade de operar tanto como elevador quanto abaixador de tensão, emergiu como uma opção promissora para aplicações em acionamento de máquinas. Entretanto, a complexidade de sua arquitetura, em comparação aos conversores multiníveis convencionais, levou à proposição de ajustes para aprimorar seu controle, incluindo a adição de indutores em seus módulos, visando otimizar o equilíbrio das tensões dos capacitores e minimizar riscos de curto-circuito por falhas nos comandos semelhante as conversores MMC (*Modular Multilevel Converter*). Desafios adicionais são enfrentados em condições de operação com frequências baixas, próximas a zero, ou quando as frequências de entrada e saída convergem, dificultando o balanceamento das tensões dos capacitores [29, 30, 31].

A literatura [32, 33, 34] explora métodos de modelagem para o conversor matricial convencional. Contudo, o M3C, com suas células de comutação análogas ao conversor de ponte completa formando interruptores bidirecionais, introduz uma complexidade adicional na elaboração do modelo matemático do conversor. Um modelo para a estrutura proposta por Erickson foi desenvolvido em [2], baseado em [35]. No entanto, o modelo resultante apresenta um espaço de estados de alta complexidade, com variáveis fortemente acopladas. Isso torna o controle do conversor difícil, uma vez que exige o recálculo dos compensadores para cada condição operacional específica.

A análise revela que a topologia M3C é promissora, entretanto, enfrenta desafios significativos que carecem de resolução. Questões como a simplificação do controle geral, a definição de uma abordagem de modulação eficaz e a decisão sobre o uso de indutores em série nos módulos permanecem em aberto na literatura especializada, indicando áreas críticas para futuras investigações e desenvolvimentos.

A topologia M3C demonstra um potencial significativo, mas ainda há questões pendentes, incluindo a simplificação do controle geral, a modulação e a decisão sobre a inclusão ou não de indutores em série nos módulos, temas ainda não consolidados na literatura.

1.1 PROPOSTA DA TESE

A proposta desta tese reconhece o potencial significativo da topologia M3C para aplicações de alta potência e média tensão, destacando, no entanto, a necessidade de aprimoramentos em várias áreas. Uma lacuna identificada na literatura atual é a ausência de um método de controle eficiente e simplificado que possa adequadamente regular as tensões dos capacitores e as correntes de entrada e saída. Além disso, salienta-se a importância de desenvolver uma estratégia de modulação que minimize a exigência sobre o poder de processamento do

hardware.

Para abordar as questões identificadas com a topologia M3C, esta tese propõe uma análise detalhada focada no controle e acionamento dos M3Cs. O objetivo é explorar todas as variantes da topologia, avaliando diferentes métodos de controle e modulação, com o intuito de selecionar as opções mais eficazes. Especial atenção será dada à simplicidade operacional, desempenho no processamento e à capacidade de operar em uma maior faixa de frequências, maximizando assim o potencial oferecido pela estrutura M3C.

A proposta inclui um estudo aprofundado sobre modulação por espaço vetorial rápida, destacando-se por sua habilidade em acionar conversores de múltiplos níveis com a mesma formulação matemática, otimizando assim a performance do processamento em *hardware*. Este método utiliza um plano vetorial definido por vetores de números inteiros, abrangendo também a componente de modo comum.

O modelo proposto em [2] será refinado e simplificado, assegurando que as variáveis cruciais ao controle sejam independentes, permitindo assim a aplicação de compensadores convencionais. A técnica adotada para equilibrar a tensão nos capacitores envolve uma abordagem de modulação combinada com uma malha de controle focada na tensão média de todos os capacitores, simplificando o controle sem comprometer a regulação da tensão. Além disso, algoritmos específicos foram desenvolvidos para a modulação e o controle do M3C, constituindo contribuições secundárias desta tese, que serão detalhadas subsequentemente.

- **Definição das tensões dos módulos:** Este algoritmo determina a tensão de cada um dos nove módulos, utilizando dados da modulação por espaço vetorial.
- **Cálculo da corrente em cada módulo:** Calcula as correntes internas do conversor, baseando-se na corrente de entrada e saída, bem como na configuração das conexões entre os módulos.
- **Cálculo da função de custo:** Responsável por avaliar o impacto de cada possível conexão futura sobre as tensões dos módulos, selecionando a mais apropriada para o momento.
- **Balanco das tensões dentro do mesmo módulo:** Este algoritmo ajusta as tensões de todos os capacitores dentro de um módulo, alinhando-as com o capacitor que apresenta o maior desvio em relação à referência.

Todos os códigos foram projetados para serem simples e eficientes, permitindo uma fácil implementação em Controladores de Sinal Digital (*Digital Signal Controllers - DSCs*) ou em FPGAs (*Field-Programmable Gate Arrays*), por exemplo.

1.2 ORGANIZAÇÃO DA TESE

No primeiro capítulo desta tese, é realizada uma introdução geral ao tema em questão. No capítulo dois, é conduzida uma revisão bibliográfica, com ênfase nos conversores matriciais

e matriciais multiníveis, onde são examinadas suas características principais e as técnicas de modulação empregadas. Uma análise sucinta das diversas variações da topologia M3C é apresentada e comparada, culminando em uma comparação geral com outras topologias CA-CA estudadas.

O capítulo três detalha a modulação proposta, assim como sua aplicação específica ao M3C. No capítulo quatro, é exposto o funcionamento adequado da topologia selecionada, incluindo os procedimentos de conexão entre os módulos. A modelagem e o controle são abordados no capítulo cinco, onde são derivadas as equações para o regime do conversor e o modelo de pequenos sinais, resultando no modelo de espaço de estados. Para o balanceamento dos capacitores, é elaborada uma metodologia que utiliza modulação e controle para equilibrar todas as tensões, e ao final, é delineado o projeto dos controladores utilizados.

Os resultados de simulação são expostos no sexto capítulo, onde são observadas e analisadas todas as variáveis relacionadas à modulação e ao controle, além dos sinais de potência.

No capítulo sete, são discutidos os resultados experimentais do conversor, obtidos utilizando a técnica de *Hardware-in-the-Loop* (HIL) com o sistema OPAL RT modelo 5700. Nesta seção, são realizados testes práticos com o *hardware* físico em conjunto com o ambiente de simulação em tempo real fornecido pelo OPAL RT. Essa abordagem permite a validação e verificação dos resultados obtidos nas simulações, levando em consideração as características reais do *hardware* e do sistema de controle. São analisados diversos parâmetros e variáveis, como tensões, correntes, potência e resposta dinâmica, a fim de avaliar o desempenho e a eficácia do conversor em condições reais. A utilização do OPAL RT modelo 5700 oferece uma plataforma confiável e precisa para a realização dos experimentos, garantindo resultados de alta qualidade e confiabilidade.

No último capítulo, são apresentadas as principais conclusões obtidas ao longo do estudo. Nesta seção, é realizada uma recapitulação dos objetivos e contribuições da pesquisa, além de uma revisão dos principais resultados alcançados.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 INTRODUÇÃO

Conversores CA-CA são amplamente utilizados em aplicações industriais para ajustar a frequência e a amplitude de sinais de corrente alternada. Esta capacidade de ajuste é importante para o controle de variáveis de processo como velocidade, torque, temperatura, vazão, luminosidade e corrente elétrica. Esses dispositivos transformam sinais de corrente alternada com frequência e amplitude fixas em valores variáveis, satisfazendo as exigências do sistema [36, 37].

Neste capítulo, é apresentada uma revisão bibliográfica sobre conversores matriciais, com destaque para o conversor matricial convencional, identificado como uma das primeiras topologias matriciais mencionadas na literatura [38, 39]. Esta revisão visa elucidar o princípio operacional dessas estruturas e introduzir o conceito de conversores multiníveis. Aspectos importantes, incluindo as conexões possíveis dos interruptores e as técnicas de modulação para cada conversor analisado, são expostos.

2.2 CONVERSOR MATRICIAL CONVENCIONAL - CMC

Os conversores diretos CA-CA se diferenciam dos modelos indiretos por sua capacidade de realizar a conversão de energia das entradas CA em um único estágio, eliminando a necessidade de elementos passivos para a criação de um barramento CC. Em contraste, os conversores indiretos usualmente criam uma tensão ou corrente em um barramento CC, demandando componentes adicionais. A abordagem direta oferece uma solução mais simples, eficaz e compacta para a conversão energética em sistemas CA-CA.

Os conversores matriciais (*Matrix Converters* - MCs), caracterizados por sua habilidade de converter energia em um estágio único, ajustam frequências e magnitudes de saída e entrada. São equipados com interruptores bidirecionais, tipicamente IGBTs, operando sob comutação forçada. Os MCs são capazes de produzir tensões de saída em frequências tanto superiores quanto inferiores às de entrada, operando nos quatro quadrantes, gerando formas de onda senoidais na entrada e na saída, e possibilitando o ajuste do fator de potência [19, 40].

Comparados aos conversores indiretos, os MCs apresentam diversas vantagens, destacando-se pela compactação e maior densidade de potência, visto que dispensam os volumosos componentes passivos do barramento CC. Esta característica não apenas reduz o tamanho físico do conversor como também prolonga sua vida útil, ao minimizar problemas associados a tais componentes passivos.

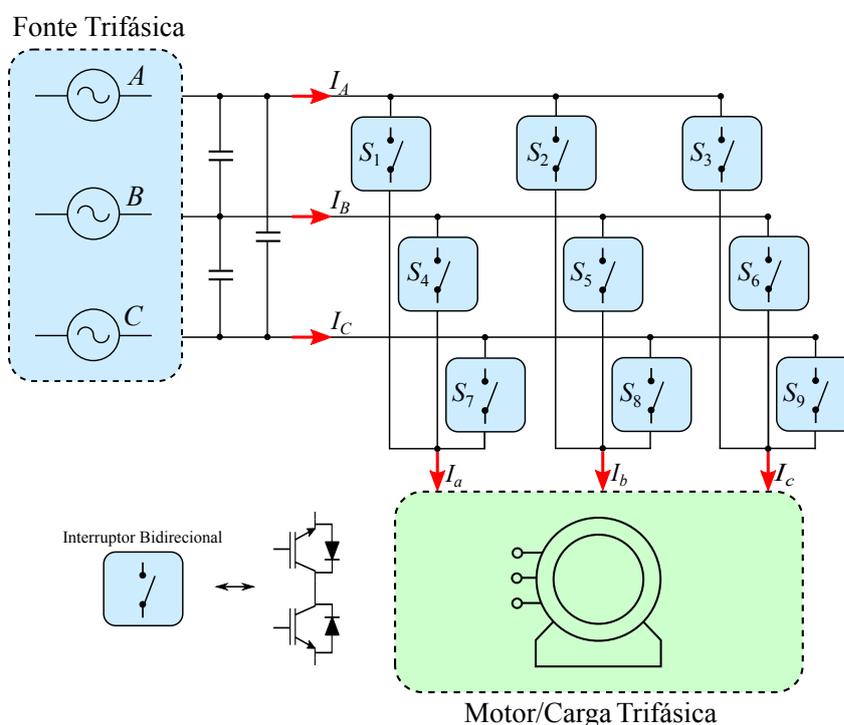
Adicionalmente, os MCs destacam-se por seu desempenho dinâmico superior, graças à sua habilidade de efetuar a conversão de energia em apenas um estágio. Isso resulta em um tempo de resposta mais ágil a variações nas condições de operação.

Contudo, devido à ausência de um barramento CC, os MCs enfrentam desafios como

uma modulação relativamente complexa e técnicas de comutação mais desafiadoras. Adicionalmente, possuem uma capacidade limitada de transferência de tensão. Essas limitações, inerentes aos conversores matriciais, demandam o emprego de técnicas avançadas de controle e modulação para assegurar um desempenho adequado. Vale ressaltar que as vantagens e limitações dos MCs podem variar conforme a aplicação específica e as características do sistema em questão.

Com o desenvolvimento da tecnologia de interruptores e técnicas de controle avançadas, os conversores matriciais (MCs) estão emergindo como uma alternativa robusta aos conversores indiretos, especialmente valorizados por sua densidade de potência e capacidade regenerativa. Notavelmente, a topologia do conversor matricial convencional (CMC) com três entradas e três saídas (3x3 MC) tem recebido considerável atenção acadêmica. Este interesse é impulsionado por avanços significativos, incluindo a bidirecionalidade dos interruptores, superando desafios técnicos anteriores. Esses progressos, exemplificados pelo lançamento do primeiro MC comercial ajustável [3], destacam a viabilidade crescente dos MCs para aplicações práticas, consolidando sua posição como uma solução eficaz e versátil para a conversão de energia em sistemas de potência. A topologia do CMC é ilustrada na Figura 1 [18, 38].

Figura 1 – Topologia básica CMC.



Fonte: Autoria própria.

A característica principal do conversor matricial convencional (CMC) reside em sua habilidade de conectar cada uma das entradas às saídas de maneira independente, controlada e bidirecional. Em um arranjo de três fases de entrada (A, B, C) e saída (a, b, c), nove interrup-

tores bidirecionais são necessários. Esta topologia permite uma conexão direta e independente entre as fases de entrada e saída, conferindo ao CMC flexibilidade e controle preciso, o que o torna uma escolha vantajosa para variadas aplicações. Os principais benefícios e características do Conversor Matricial Convencional (CMC) incluem [20, 41, 42, 43, 44]:

- Circuito simples e compacto.
- Modulação da tensão de saída com amplitude e frequência ajustáveis.
- Correntes de entrada e saída com características senoidais.
- Operação com fator de deslocamento unitário na entrada para qualquer tipo de carga na saída.
- Capacidade de operar em quatro quadrantes.

Apesar das inúmeras vantagens do conversor matricial convencional (CMC), é importante destacar que existem desvantagens e áreas de pesquisa em aberto. Trabalhos recentes têm abordado esses desafios, porém, temas críticos permanecem sob investigação. Alguns desses temas de pesquisa em andamento incluem [45]:

- Desenvolvimento de técnicas de comutação confiáveis para interruptores bidirecionais, minimizando picos de tensão e corrente.
- Redução do número de componentes de potência do circuito.
- Estratégias de proteção contra surtos de tensão para garantir a integridade do sistema.
- Avanços no encapsulamento de módulos e dispositivos para melhorar a durabilidade e a confiabilidade.
- Melhoria da operação do CMC em condições de distúrbios na rede elétrica, como desbalanceamentos e interrupções momentâneas.
- Aumento na complexidade do controle para gerenciar efetivamente as funcionalidades do CMC.
- Expandir a capacidade operacional do CMC, com foco especialmente em superar o limite do ganho estático máximo de 0,866 da tensão.

A análise do Conversor Matricial Convencional (CMC), baseada na Figura 1, destaca sua estrutura composta por nove interruptores bidirecionais que fazem a conexão direta entre a fonte trifásica e a carga trifásica [46, 47, 48]. As tensões e correntes sintetizadas pelo CMC são obtidas por meio do acionamento de combinações específicas dos interruptores bidirecionais durante períodos de tempo determinados. É importante observar certas restrições para prevenir curtos-circuitos nas fases de entrada ou descontinuidade nas fases de saída, especialmente com cargas indutivas. Assim, em cada braço do CMC, somente um interruptor deve ser acionado em um determinado instante.

Com base na Figura 1, é possível calcular as tensões de saída e correntes de entrada para todas as combinações de interruptores. A partir da transformada Alfa-Beta obtida na

equação (1), as tensões e correntes encontradas são transformadas de um sistema trifásico para um sistema bifásico [49].

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

Após o cálculo dos valores das tensões de saída e correntes de entrada para todas as combinações possíveis de interruptores, esses dados podem ser sistematicamente organizados em tabelas. Cada combinação de interruptores é identificada por um nome específico, que reflete sua magnitude e ângulo. Essas tabelas incluem informações sobre as tensões de saída e correntes de entrada correspondentes a cada combinação de interruptores.

Na Tabela 1, são apresentadas as configurações conhecidas como vetores nulos. Estes vetores caracterizam-se por impor uma tensão de saída e corrente de entrada nula.

Tabela 1 – Estados de comutação zero.

| Configuração | Interruptores Ligados | $ \vec{V}_o $ | α_o | \vec{i}_i | β_i |
|----------------|--|---------------|------------|-------------|-----------|
| 0 ₁ | S ₁ S ₂ S ₃ | 0 | - | 0 | - |
| 0 ₂ | S ₄ S ₅ S ₆ | 0 | - | 0 | - |
| 0 ₃ | S ₇ S ₈ S ₉ | 0 | - | 0 | - |

Fonte: [44, 50].

As 18 combinações apresentadas na Tabela 2 geram vetores com direções fixas, mas suas magnitudes variam conforme os valores instantâneos das tensões de linha de entrada e das correntes de linha de saída.

As últimas seis configurações, exibidas na Tabela 3, conectam as três fases de saída diretamente às três fases de entrada. Neste cenário, as tensões e correntes apresentam direções variáveis e, geralmente, não são empregadas para a síntese de vetores de referência. Contudo, uma abordagem foi proposta em [51], onde se utiliza a modulação baseada em vetores rotacionais. Tal método aproveita essas configurações de conexão, empregando as direções variáveis de tensões e correntes para criar vetores de referência apropriados.

Tabela 2 – Estados de comutação ativos.

| Configuração | Interruptores Ligados | $ \vec{V}_o $ | α_o | \vec{I}_i | β_i |
|--------------|-----------------------|---------------|-------------|-----------------|-------------|
| +1 | $S_1 S_5 S_6$ | $2/3V_{AB}$ | 0° | $2/\sqrt{3}I_a$ | 330° |
| -1 | $S_4 S_2 S_3$ | $2/3V_{AB}$ | 180° | $2/\sqrt{3}I_a$ | 150° |
| +2 | $S_4 S_8 S_9$ | $2/3V_{BC}$ | 0° | $2/\sqrt{3}I_a$ | 90° |
| -2 | $S_6 S_5 S_6$ | $2/3V_{BC}$ | 180° | $2/\sqrt{3}I_a$ | 270° |
| +3 | $S_7 S_2 S_3$ | $2/3V_{CA}$ | 0° | $2/\sqrt{3}I_a$ | 210° |
| -3 | $S_1 S_8 S_9$ | $2/3V_{CA}$ | 180° | $2/\sqrt{3}I_a$ | 30° |
| +4 | $S_4 S_2 S_6$ | $2/3V_{AB}$ | 120° | $2/\sqrt{3}I_b$ | 330° |
| -4 | $S_1 S_5 S_3$ | $2/3V_{AB}$ | 300° | $2/\sqrt{3}I_b$ | 150° |
| +5 | $S_7 S_5 S_9$ | $2/3V_{BC}$ | 120° | $2/\sqrt{3}I_b$ | 90° |
| -5 | $S_4 S_8 S_6$ | $2/3V_{BC}$ | 300° | $2/\sqrt{3}I_b$ | 270° |
| +6 | $S_1 S_8 S_3$ | $2/3V_{CA}$ | 120° | $2/\sqrt{3}I_b$ | 240° |
| -6 | $S_7 S_2 S_9$ | $2/3V_{CA}$ | 300° | $2/\sqrt{3}I_b$ | 30° |
| +7 | $S_5 S_5 S_3$ | $2/3V_{AB}$ | 240° | $2/\sqrt{3}I_c$ | 330° |
| -7 | $S_1 S_2 S_6$ | $2/3V_{AB}$ | 60° | $2/\sqrt{3}I_c$ | 150° |
| +8 | $S_7 S_8 S_6$ | $2/3V_{BC}$ | 240° | $2/\sqrt{3}I_c$ | 90° |
| -8 | $S_4 S_5 S_9$ | $2/3V_{BC}$ | 60° | $2/\sqrt{3}I_c$ | 270° |
| +9 | $S_1 S_2 S_6$ | $2/3V_{CA}$ | 240° | $2/\sqrt{3}I_c$ | 210° |
| -9 | $S_7 S_8 S_3$ | $2/3V_{CA}$ | 60° | $2/\sqrt{3}I_c$ | 30° |

Fonte: [44, 50].

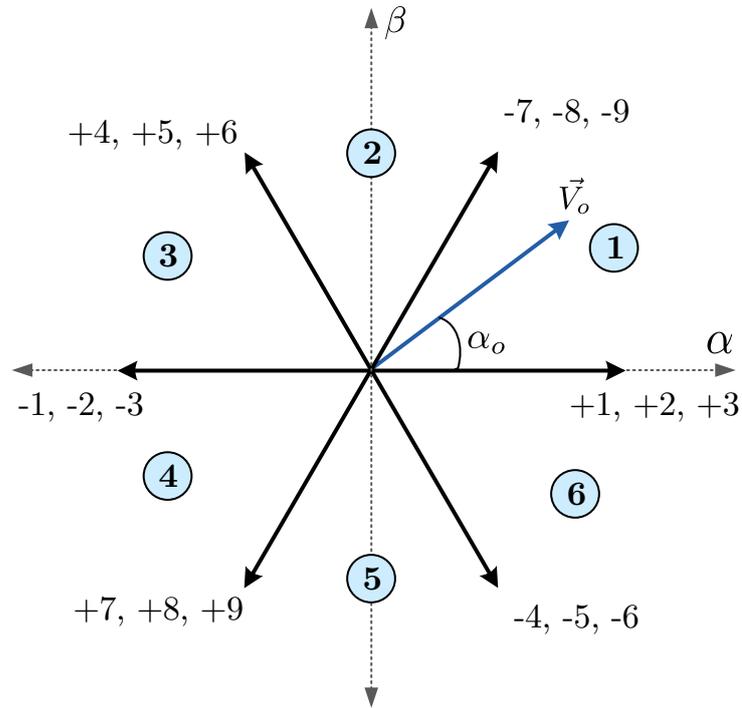
Tabela 3 – Estados de comutação rotacionais.

| Configuração | Interruptores Ligados | $ \vec{V}_o $ | α_o | \vec{I}_i | β_i |
|--------------|-----------------------|---------------|------------|-------------|-----------|
| R_1 | $S_1 S_5 S_9$ | - | - | - | - |
| R_2 | $S_2 S_6 S_7$ | - | - | - | - |
| R_3 | $S_3 S_4 S_8$ | - | - | - | - |
| R_4 | $S_3 S_5 S_7$ | - | - | - | - |
| R_5 | $S_1 S_6 S_8$ | - | - | - | - |
| R_6 | $S_2 S_4 S_9$ | - | - | - | - |

Fonte: Autoria própria.

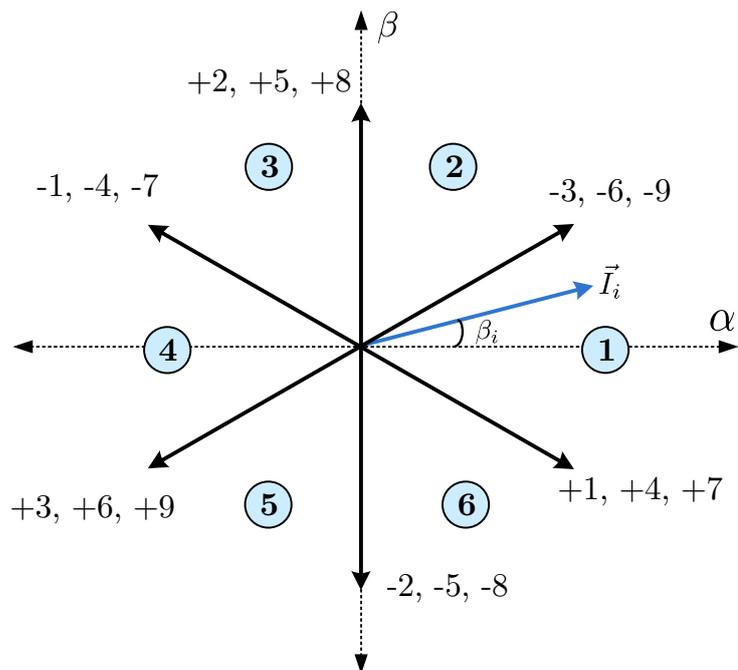
Os vetores de tensão e corrente dividem o plano Alfa-Beta em seis setores de 60° cada, numerados de 1 a 6. As Figuras 2 e 3 agrupam, respectivamente, os 18 vetores ativos de tensão de saída e corrente de entrada, representando as diversas combinações possíveis de acionamento dos interruptores, juntamente com suas magnitudes e ângulos específicos. Por meio de uma modulação apropriada, é viável sintetizar as formas de onda desejadas para as tensões de saída e correntes de entrada no conversor matricial convencional (CMC).

Figura 2 – Vetores de tensão de saída agrupados no plano Alfa-Beta.



Fonte: Autoria própria.

Figura 3 – Vetores da corrente de entrada agrupados no plano Alfa-Beta.



Fonte: Autoria própria.

2.2.1 Estratégia de modulação

A modulação do Conversor Matricial Convencional (CMC) apresenta desafios devido à quantidade significativa de interruptores envolvidos. Para simplificar essa complexidade, a técnica de modulação por espaço vetorial (*Space Vector Modulation - SVM*) é adotada. A SVM é amplamente difundida na literatura e utilizada na indústria para o acionamento de conversores tradicionais, como os conversores CA-CA trifásicos indiretos que possuem barramento CC.

Inicialmente, a estratégia de modulação permitia apenas o controle da tensão de saída [52]. Porém, com desenvolvimentos posteriores, a SVM evoluiu para explorar os vários benefícios do CMC, como a capacidade de controlar o fator de deslocamento da corrente de entrada sem depender do fator de deslocamento da saída, e a redução no número de comutações por período de comutação [39].

A modulação SVM divide o espaço vetorial em setores, com cada um correspondendo a uma combinação específica de acionamento dos interruptores, similarmente aos vetores de tensão e corrente discutidos anteriormente. Essa estratégia permite identificar o setor que corresponde à referência desejada e calcular os tempos de acionamento dos interruptores para atingi-la. A SVM oferece controle completo sobre a tensão de saída dos conversores matriciais, abrangendo frequência e índice de modulação, além de permitir o ajuste do fator de deslocamento da corrente de entrada [53, 54].

Na modulação SVM para conversores matriciais, o vetor da tensão de saída \vec{V}_o e o ângulo de deslocamento da corrente de entrada φ_j são considerados como referências (Figura 4). O vetor da tensão de entrada \vec{V}_j é imposto pelas tensões de fase da entrada e é conhecido por medição. Então o controle do deslocamento da corrente φ_j é realizado ajustando o ângulo do vetor da corrente de entrada β_j , conforme a relação apresentada na equação (2).

$$\varphi_j = \alpha_j - \beta_j \quad (2)$$

Onde α_j e β_j são os vetores de tensão e corrente de entrada, respectivamente.

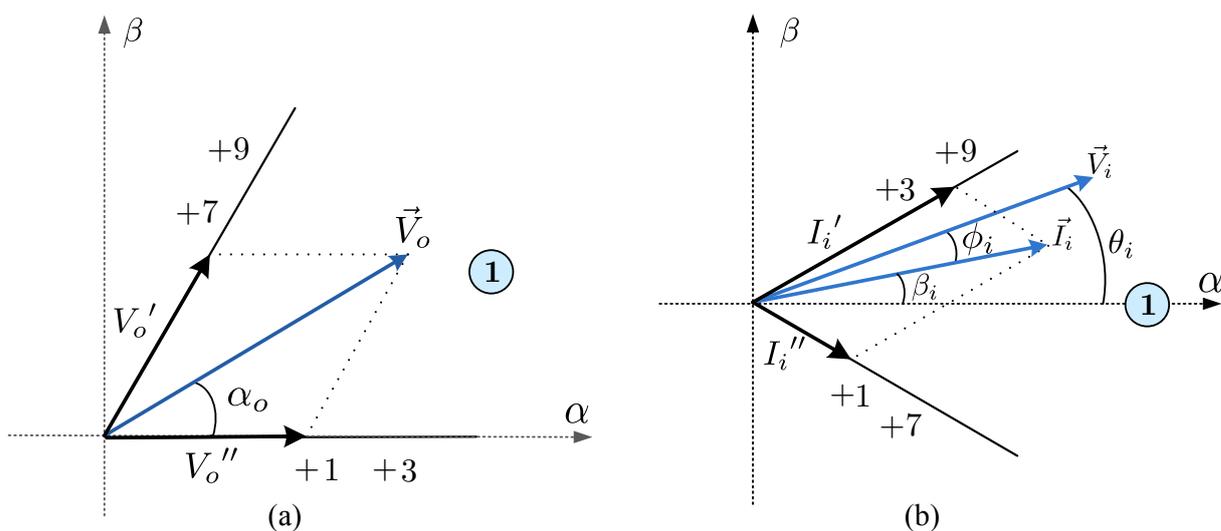
O princípio da modulação SVM baseia-se na seleção de quatro configurações ativas, também conhecidas como vetores ativos. Esses vetores são aplicados sequencialmente por períodos de tempo previamente calculados, de tal forma que a soma desses períodos corresponda a um ciclo completo de comutação, denominado T_s .

Na Figura 4, a modulação SVM para um conversor matricial é ilustrada, mostrando tanto a tensão quanto a corrente no setor 1. É importante observar que, conforme indicado na Figura 4, existe uma diferença de 30° entre o início do setor da corrente e o início do setor da tensão. Tal diferença é atribuída à leitura da corrente na fase e da tensão na linha correspondente.

De acordo com a Figura 4(a), o vetor de tensão \vec{V}_o pode ser sintetizado pelas componentes V_o' e V_o'' , alinhadas com a direção de dois vetores adjacentes. V_o' é obtido utilizando dois vetores de tensão na mesma direção. Conforme a Figura 2, das seis combinações de interruptores possíveis (+7, -7, +8, -8, +9, -9), apenas as que permitem a modulação adequada

da corrente de entrada são seleccionadas, excluindo duas configurações (+8 e -8) que não contribuem para a síntese da corrente de entrada. Assim, opta-se pelos vetores positivos (+7 e +9) para V_o' , enquanto V_o'' pode ser formado a partir das configurações (+1 e +3), reduzindo efetivamente o número de configurações ativas [44, 50].

Figura 4 – Princípios da SVM: (a) vetores de tensão (b) vetores da corrente.



Fonte: Autoria própria.

Assim como o vetor de tensão de saída, o vetor da corrente de entrada \vec{I}_i pode ser sintetizado pelas componentes I_i' e I_i'' conforme ilustrado na Figura 4(b). A Figura 3 demonstra que a componente I_i' é derivada dos seis vetores ativos (+3, -3, +6, -6, +9, -9). No entanto, os vetores (+6 e -6) são excluídos, pois não permitem a modulação da tensão de saída. Assim, selecionando configurações de polaridade positiva, os vetores (+3 e +9) são utilizados para formar I_i' . Similarmente, os vetores que compõem a componente I_i'' são identificados como (+1 e +7) [44, 50].

Aplicando o mesmo método, é possível determinar as quatro combinações de interruptores para todas as combinações possíveis de setores de tensão e corrente, resultando na Tabela 4. Os símbolos δ^I , δ^{II} , δ^{III} e δ^{IV} , que representam a razão cíclica, são especificados na última linha da tabela. Estes símbolos associam cada combinação de interruptores a uma equação específica, definindo o tempo de aplicação para cada combinação.

Tabela 4 – Sequência de combinações de interruptores.

| | | Setores da tensão de saída (Kv) | | | | | | | | | | | |
|--------------------------------------|-----|---------------------------------|---------------|----------------|---------------|------------|---------------|----------------|---------------|------------|---------------|----------------|---------------|
| | | 1-4 | | | | 2-5 | | | | 3-6 | | | |
| setores da corrente de entrada | 1-4 | +9 | +7 | +3 | +1 | +6 | +4 | +9 | +7 | +3 | +1 | +6 | +4 |
| | 2-5 | +8 | +9 | +2 | +3 | +5 | +6 | +8 | +9 | +2 | +3 | +5 | +6 |
| | 3-6 | +7 | +8 | +1 | +2 | +4 | +5 | +7 | +8 | +1 | +2 | +4 | +5 |
| | | δ^I | δ^{II} | δ^{III} | δ^{IV} | δ^I | δ^{II} | δ^{III} | δ^{IV} | δ^I | δ^{II} | δ^{III} | δ^{IV} |

Fonte: [44, 50].

Além disso, as equações (3)a, (3)b, (4)a e (4)b são empregadas para calcular as razões cíclicas de cada combinação de interruptores. Essas razões cíclicas são ajustadas para garantir a correta síntese tanto do vetor de tensão de saída quanto do vetor de corrente de entrada.

$$V_o' = \vec{V}_o^I \cdot \delta^I + \vec{V}_o^{II} \cdot \delta^{II} \quad (3)a$$

$$V_o' = \frac{2}{\sqrt{3}} V_o \cos\left(\tilde{\alpha}_o - \frac{\pi}{3}\right) e^{j[(K_v-1)\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{3}]} \quad (3)b$$

$$V_o'' = \vec{V}_o^{III} \cdot \delta^{III} + \vec{V}_o^{IV} \delta^{IV} \quad (4)a$$

$$V_o'' = \frac{2}{\sqrt{3}} V_o \cos\left(\tilde{\alpha}_o - \frac{\pi}{3}\right) e^{j[(K_v-1)\frac{\pi}{3}]} \quad (4)b$$

Os símbolos δ^I , δ^{II} , δ^{III} e δ^{IV} representam as razões cíclicas das quatro configurações de interruptores, onde $\delta^I = \frac{T_{on}}{T}$. O símbolo K_v indica o setor da tensão de saída. As componentes vetoriais \vec{V}_o^I , \vec{V}_o^{II} , \vec{V}_o^{III} e \vec{V}_o^{IV} são utilizadas para sintetizar a tensão de saída, associadas às respectivas combinações de interruptores definidas pela Tabela 4.

Considerando o ângulo de deslocamento da corrente de entrada, duas equações são estabelecidas pela combinação dos vetores $\vec{i}_i^I \cdot \delta^I + \vec{i}_i^{II} \cdot \delta^{II}$ e $\vec{i}_i^{III} \cdot \delta^{III} + \vec{i}_i^{IV} \cdot \delta^{IV}$ na direção definida pelo ângulo β_i . Essas equações são derivadas ao configurar um valor nulo para ambas as componentes na direção perpendicular a $e^{j\beta_i}$ (por exemplo, $je^{j\beta_i}$), resultando nas equações (5)a e (5)b.

$$\left(\vec{i}_i^I \cdot \delta^I + \vec{i}_i^{II} \cdot \delta^{II}\right) je^{j\beta_i} \cdot e^{j(K_i-1)\frac{\pi}{3}} = 0 \quad (5)a$$

$$\left(\vec{i}_i^{III} \cdot \delta^{III} + \vec{i}_i^{IV} \cdot \delta^{IV}\right) je^{j\beta_i} \cdot e^{j(K_i-1)\frac{\pi}{3}} = 0 \quad (5)b$$

O símbolo K_i indica o setor da corrente de entrada. As componentes vetoriais \vec{i}_i^I , \vec{i}_i^{II} , \vec{i}_i^{III} e \vec{i}_i^{IV} são utilizadas para sintetizar a corrente de entrada, e também estão associadas às respectivas combinações de interruptores definidas pela Tabela 4.

Nas equações de (3)a a (5)b, $\tilde{\alpha}_o$ e $\tilde{\beta}_i$ representam os ângulos da tensão de saída e da corrente de entrada, respectivamente, medidos a partir da linha bissetriz que divide cada setor e diferem de α_o e β_i .

$$-\frac{\pi}{6} \leq \tilde{\alpha}_o < \frac{\pi}{6}, \quad -\frac{\pi}{6} \leq \tilde{\beta}_i < \frac{\pi}{6} \quad (6)$$

Após realizar manipulações matemáticas nas equações de (3)a a (5)b, chega-se às expressões de (7)a a (7)d. Estas expressões definem as razões cíclicas necessárias para a modulação do conversor:

$$\delta^I = (-1)^{K_v+K_i+1} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} m \frac{\cos(\tilde{\alpha}_o - \frac{\pi}{3}) \cos(\tilde{\beta}_i - \frac{\pi}{3})}{\cos(\varphi_i)} \quad (7)a$$

$$\delta^{II} = (-1)^{K_v+K_i} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} m \frac{\cos(\tilde{\alpha}_o - \frac{\pi}{3}) \cos(\tilde{\beta}_i + \frac{\pi}{3})}{\cos(\varphi_i)} \quad (7)b$$

$$\delta^{III} = (-1)^{K_v+K_i} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} m \frac{\cos(\tilde{\alpha}_o + \frac{\pi}{3}) \cos(\tilde{\beta}_i - \frac{\pi}{3})}{\cos(\varphi_i)} \quad (7)c$$

$$\delta^{IV} = (-1)^{K_v+K_i+1} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} m \frac{\cos(\tilde{\alpha}_o + \frac{\pi}{3}) \cos(\tilde{\beta}_i + \frac{\pi}{3})}{\cos(\varphi_i)} \quad (7)d$$

Para qualquer setor calculado, sempre existirão duas razões cíclicas negativas. Isso indica que, para sintetizar o vetor desejado, deve-se aplicar uma configuração de sentido oposto, conforme a configuração negativa indicada na Tabela 2.

Para garantir a efetividade da estratégia de acionamento, a soma absoluta dos valores das quatro razões cíclicas deve ser menor ou igual a um, conforme expresso na equação (8). Esta condição assegura que os tempos de ativação dos interruptores estejam dentro de limites operacionais viáveis.

$$|\delta^I| + |\delta^{II}| + |\delta^{III}| + |\delta^{IV}| \leq 1 \quad (8)$$

Uma limitação do CMC, comum a outras topologias, é a necessidade de evitar a interrupção da corrente em cargas indutivas. Se a soma das razões cíclicas for menor que a unidade, deve-se aplicar um vetor nulo para completar o ciclo e prevenir a interrupção da corrente.

O índice de modulação, que define a relação entre a tensão de entrada e saída do CMC, é expresso conforme a equação (9).

$$m = \frac{\hat{V}_o}{\hat{V}_i} \quad (9)$$

O limite teórico para o índice de modulação em um CMC é determinado pelas características do conversor e pela estratégia de modulação adotada, a SVM. Esse limite, obtido pela

substituição das equações (7)a a (7)d em (8), define a capacidade máxima de modulação do conversor, como expresso em (10).

$$m \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|\cos(\varphi_i)|}{\cos(\tilde{\beta}_i) \cos(\tilde{\alpha}_o)} \quad (10)$$

A expressão (10) define o índice de modulação teórico máximo em cada instante, dependendo diretamente da tensão de saída e do deslocamento da corrente de entrada. É relevante observar que, para situações com tensões equilibradas, essa expressão pode ser simplificada para (11), aplicável quando $\cos(\tilde{\beta}_i)$ e $\cos(\tilde{\alpha}_o)$ são equivalentes a 1.

$$m \leq \frac{\sqrt{3}}{2} |\cos(\varphi_i)| \quad (11)$$

Assumindo fator de potência unitário na entrada, é encontrado o índice de modulação máximo conhecido para o CMC, 0,866.

2.2.2 Estratégia de comutação

Durante cada período de comutação (T_s), o algoritmo SVM é encarregado de aplicar uma sequência de quatro combinações de interruptores, conforme especificado pela Tabela 4. Adicionalmente, a aplicação de um vetor nulo é necessária [55].

A sequência de distribuição das combinações de interruptores, conforme a Tabela 4, não é fixa e pode ser modificada ou até mesmo dividida. A escolha e a distribuição da estratégia de comutação influenciam diretamente no número de comutações por período e podem afetar o conteúdo harmônico das correntes de entrada e das tensões de saída [56].

A estratégia de comutação adotada foi a simétrica, na qual um vetor nulo é aplicado na metade de cada período de comutação. A decisão sobre qual dos três vetores nulos aplicar baseou-se na redução do número de comutações, seguindo a premissa de otimizar a eficiência da comutação.

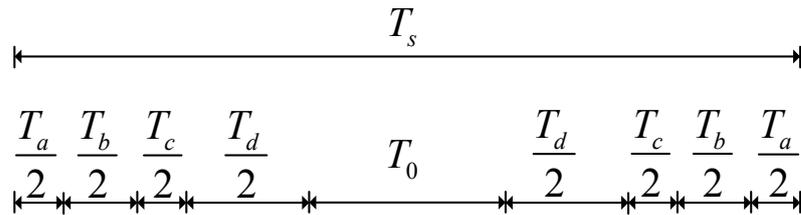
As razões cíclicas são detalhadas nas equações (7)a-(7)d. Utilizando a expressão (12), é possível calcular o tempo T_{on} que cada combinação de interruptores bidirecionais deve permanecer ativa.

$$T_{on} = T_s \cdot \delta \quad (12)$$

Onde T_s é o período de comutação.

Na Figura 5, é apresentada a distribuição dos tempos para a sequência de comutação, ilustrando como cada vetor ativo e nulo é temporalmente alocado dentro do período de comutação.

Figura 5 – Sequência de comutação simétrica para o CMC.



Fonte: [57].

A definição dos tempos de aplicação para cada um dos quatro vetores, incluindo o vetor nulo, é definida como:

$$T_a = T_s \cdot \delta^I \quad (13a)$$

$$T_b = T_s \cdot \delta^{II} \quad (13b)$$

$$T_c = T_s \cdot \delta^{III} \quad (13c)$$

$$T_d = T_s \cdot \delta^{IV} \quad (13d)$$

$$T_0 = T_s - (T_a + T_b + T_c + T_d) \quad (13e)$$

Para um caso geral onde o setor de corrente e tensão estivessem em 1, de acordo com a Tabela 4, a sequência a ser aplicada seria: -9, +7, +3, -1, 0₁, -1, +3, +7, -9.

2.2.3 Considerações sobre o CMC

O Conversor Matricial Convencional (CMC) representa uma etapa significativa na evolução dos conversores CA-CA, oferecendo uma abordagem direta na conversão de energia. Sua topologia única, que não necessita de um barramento intermediário CC, permite uma conversão direta de energia entre as entradas e saídas CA, resultando em um sistema mais compacto e eficiente.

Dentre as características marcantes do CMC, destacam-se a capacidade de operar em todos os quatro quadrantes, o que o torna adequado para aplicações que exigem tanto o fornecimento quanto a regeneração de energia. Além disso, o CMC é capaz de ajustar a frequência e a amplitude da tensão de saída de forma independente, o que é vital para aplicações em controle de processos e acionamento de máquinas.

No entanto, o CMC enfrenta desafios, como a complexidade na modulação e controle devido à ausência de um barramento CC e à necessidade de evitar curto-circuitos entre as fases. Esses desafios têm motivado pesquisas contínuas, visando ao desenvolvimento de estratégias de controle e modulação mais avançadas e otimizadas.

O campo de aplicação do CMC tem se expandido com o avanço tecnológico, principalmente em setores que valorizam a eficiência energética e a miniaturização de dispositivos. A tendência de desenvolvimento dos CMCs está direcionada para o aprimoramento de suas

capacidades operacionais, redução de custos e aumento de sua confiabilidade e robustez em diversas condições de operação.

Em síntese, o Conversor Matricial Convencional (CMC) permanece como um tópico relevante e promissor na pesquisa de eletrônica de potência, com potencial para novas descobertas e melhorias que possam expandir ainda mais suas aplicações práticas no futuro.

2.3 CONVERSOR MATRICIAL MULTIMODULAR - MMMC

Historicamente, as pesquisas em Conversores Matriciais (MCs) estiveram predominantemente voltadas para aplicações de baixa tensão, aproveitando a capacidade desses conversores de operar em frequências de comutação elevadas. Contudo, a viabilidade dos MCs em aplicações de alta potência era limitada, devido às restrições relacionadas à eficiência dos interruptores e à capacidade de suportar altas tensões. Recentemente, com o avanço tecnológico, surgiu um interesse renovado em adaptar os MCs para operações de alta potência [25, 40, 58, 28].

Pesquisadores têm se empenhado no desenvolvimento de novas topologias de MCs que integram os princípios de operação multinível, visando superar as barreiras tradicionais de desempenho e tensão. Esta inovação levou à criação de diversas topologias de conversores multinível, como os conversores de grampeamento de diodo e de capacitor grampeado, além dos conversores multimodulares multinível. Estas novas topologias incorporam os conceitos fundamentais dos MCs, mas também compartilham características com conversores multinível de fonte de tensão (VSC).

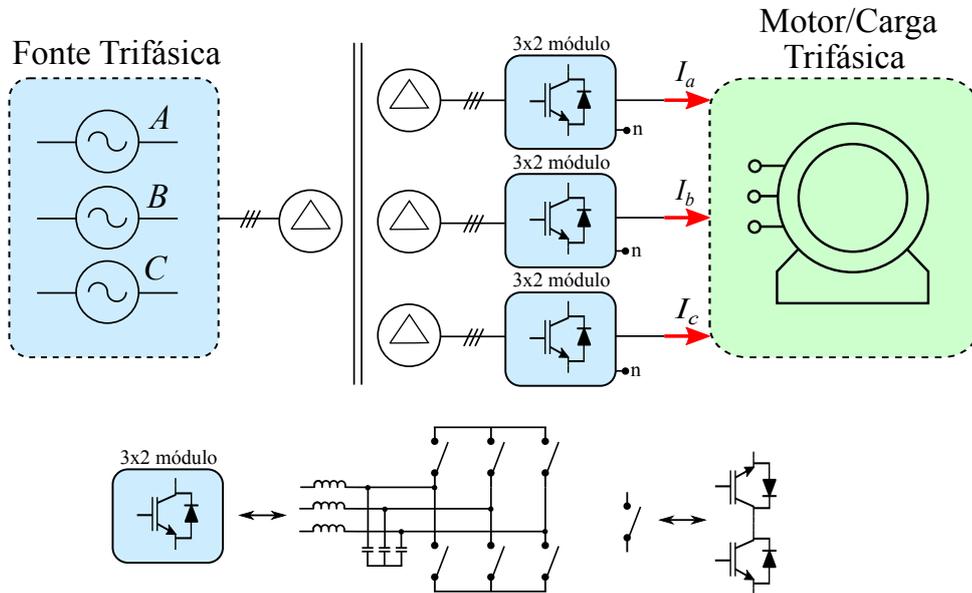
O desenvolvimento e a implementação dessas topologias multiníveis têm sido amplamente discutidos na literatura especializada [16, 17, 24, 25, 14, 28, 59], refletindo uma busca contínua por soluções que combinem eficiência, flexibilidade e robustez em sistemas de conversão de energia de alta potência.

O Conversor Matricial Multimodular (MMMC), ilustrado na Figura 6, é uma topologia de conversor multinível que ganhou espaço no mercado [17, 3]. Esta topologia é composta por módulos MCs (3×2 MC), indicando uma entrada trifásica e uma saída monofásica. Os MMMCs possuem grande semelhança estrutural com os conversores CHB, diferenciando-se principalmente na construção do módulo de potência.

Em um conversor CHB, cada módulo está conectado a um barramento CC, e a tensão de saída é derivada dessa tensão CC. Entretanto, no MMMC, a tensão de saída de cada módulo é gerada diretamente da entrada trifásica. A configuração em série dos módulos de potência permite que o MMMC atinja altos níveis de tensão e potência utilizando IGBTs de baixa tensão. Similarmente a uma das variações topológicas do CHB, o MMMC também requer um transformador multipulso na entrada para distribuir a tensão trifásica aos módulos.

Além do uso do transformador multipulso, outra desvantagem no conversor matricial multimodular (MMMC) é a complexidade da célula de comutação. Cada célula no MMMC emprega 6 interruptores bidirecionais, o que acarreta um elevado número de interruptores necessários para compor cada módulo [60].

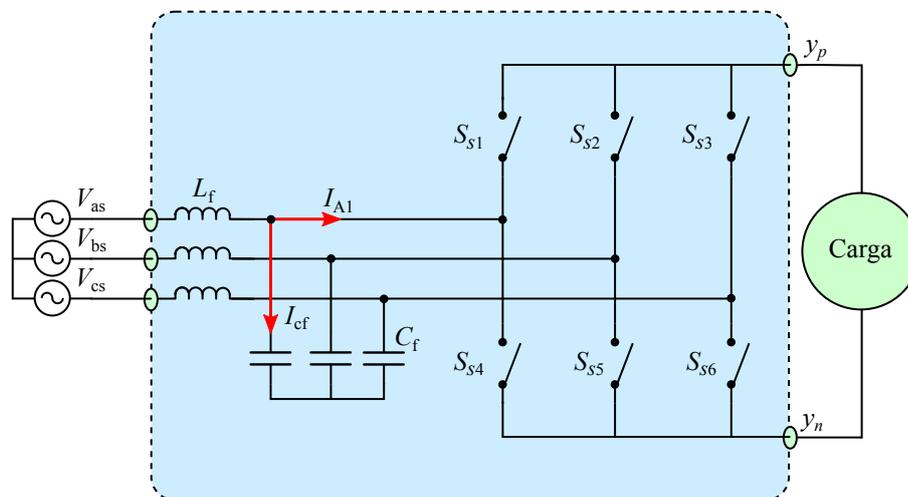
Figura 6 – Topologia MMMC.



Fonte: Autoria própria.

A Figura 7 ilustra o módulo MC usado no conversor matricial multimodular (MMMC). Durante a operação, os interruptores podem ser ativados ou desativados, permitindo que os terminais de saída, y_p e y_n , se conectem a qualquer uma das três fases de entrada conforme o nível de tensão desejado. Na parte de entrada, o módulo MC conecta-se ao enrolamento secundário de um transformador (V_{as} , V_{bs} , V_{cs}), e um filtro de entrada é utilizado para atenuar harmônicas. A carga deve ser indutiva para manter o fluxo contínuo de corrente e produzir uma corrente de entrada senoidal.

Figura 7 – Módulo MC simplificado (3x2).



Fonte: Autoria própria.

Assim como o CMC (3x3), o módulo MC (3x2) também apresenta uma limitação na comutação: não é permitido colocar os capacitores do filtro em curto-circuito ou interromper a corrente para a carga indutiva. Portanto, em qualquer instante, apenas dois interruptores podem estar ligados no módulo MC: um na parte superior (S_{s1}, S_{s2}, S_{s3}) e outro na parte inferior (S_{s4}, S_{s5}, S_{s6}). A comutação do módulo 3x2 é matematicamente representada por:

$$S_{s1}(t) + S_{s2}(t) + S_{s3}(t) = 1 \tag{14)a}$$

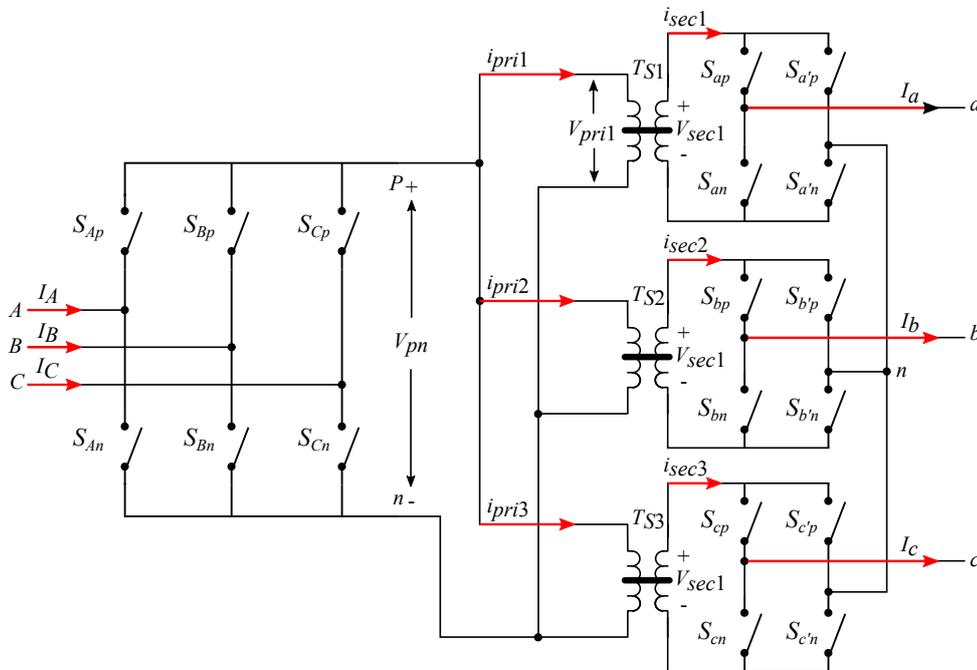
$$S_{s4}(t) + S_{s5}(t) + S_{s6}(t) = 1 \tag{14)b}$$

Onde $S(t) = 1$ indica que o interruptor está ligado e $S(t) = 0$ indica que o interruptor está desligado.

2.3.1 Estratégia de modulação

A modulação utilizada no MMMC é a SVM, adaptada para esta topologia como SVM indireta. Diferente do método direto, a SVM indireta para o MMMC pressupõe a existência de um barramento CC intermediário entre as partes retificadora e inversora. O modelo indireto do MMMC, equipado com três módulos, um para cada fase, é ilustrado na Figura 8. Este modelo serve como fundamento para o estudo da modulação.

Figura 8 – Modelo completo para o MMMC.



Fonte: Baseado em [27].

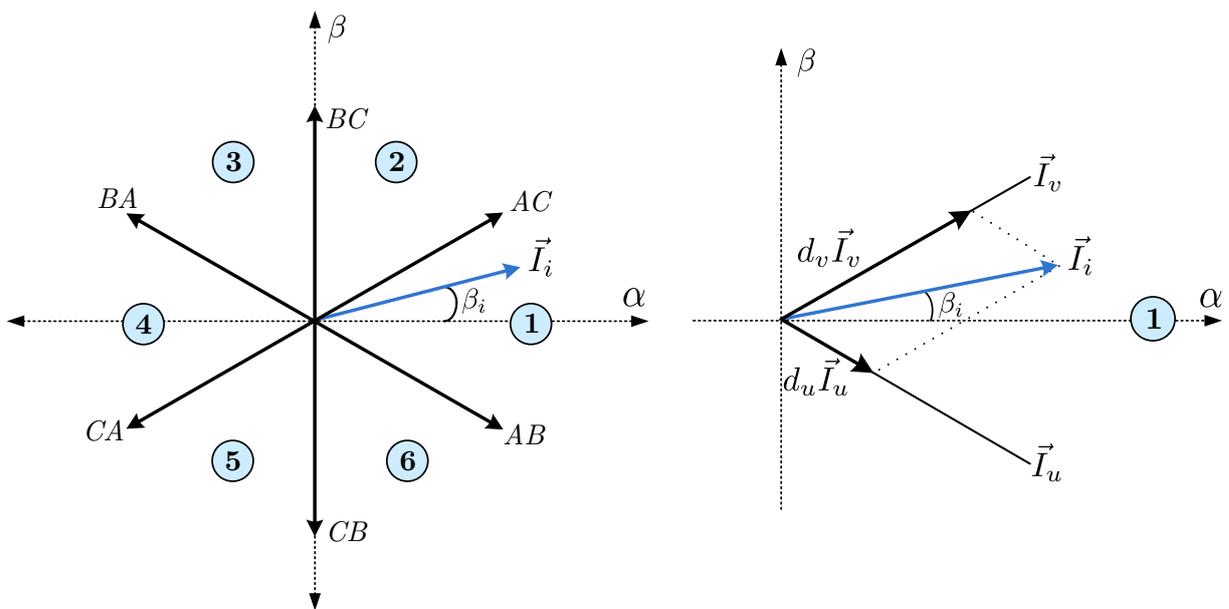
É importante notar que as mesmas restrições de comutação se aplicam aos interruptores simbólicos no MMMC. Para o estágio retificador, as restrições seguem as do CSR (*Current*

Source Rectifier), enquanto para o estágio inversor, as restrições são as mesmas do VSI (Voltage Source Inverter).

Assim, a modulação vetorial é conduzida de maneira independente tanto para a entrada quanto para a saída do conversor. Na etapa retificadora, presume-se que a corrente total no barramento CC permaneça constante, e esse barramento atua como uma fonte de corrente para gerar as correntes de entrada. Na etapa inversora, parte-se do princípio que a tensão no barramento CC é constante, o que permite determinar as tensões nos terminais de saída.

Similarmente ao procedimento no CMC, a modulação indireta SVM é aplicada separadamente nos estágios retificador e inversor. Para o retificador, a técnica SVM tradicional, adequada para o CSR é utilizada. Através da transformada Alfa-Beta aplicada à corrente de entrada, é possível sintetizar o diagrama do espaço vetorial que representa o vetor de corrente, como ilustrado na Figura 9.

Figura 9 – CSR SVM para sintetizar a corrente do estágio retificador.



Fonte: Autoria própria.

A aplicação da SVM na etapa de retificação tem como objetivo modular as correntes de entrada para uma forma de onda senoidal. Ao definir $\varphi_i = 0$, é possível alcançar um fator de deslocamento unitário entre tensão e corrente na entrada. As razões cíclicas são determinadas pelos vetores calculados em (15).

$$d_u = m_c \cdot \text{sen}(\pi/3 - \beta_i) \tag{15a}$$

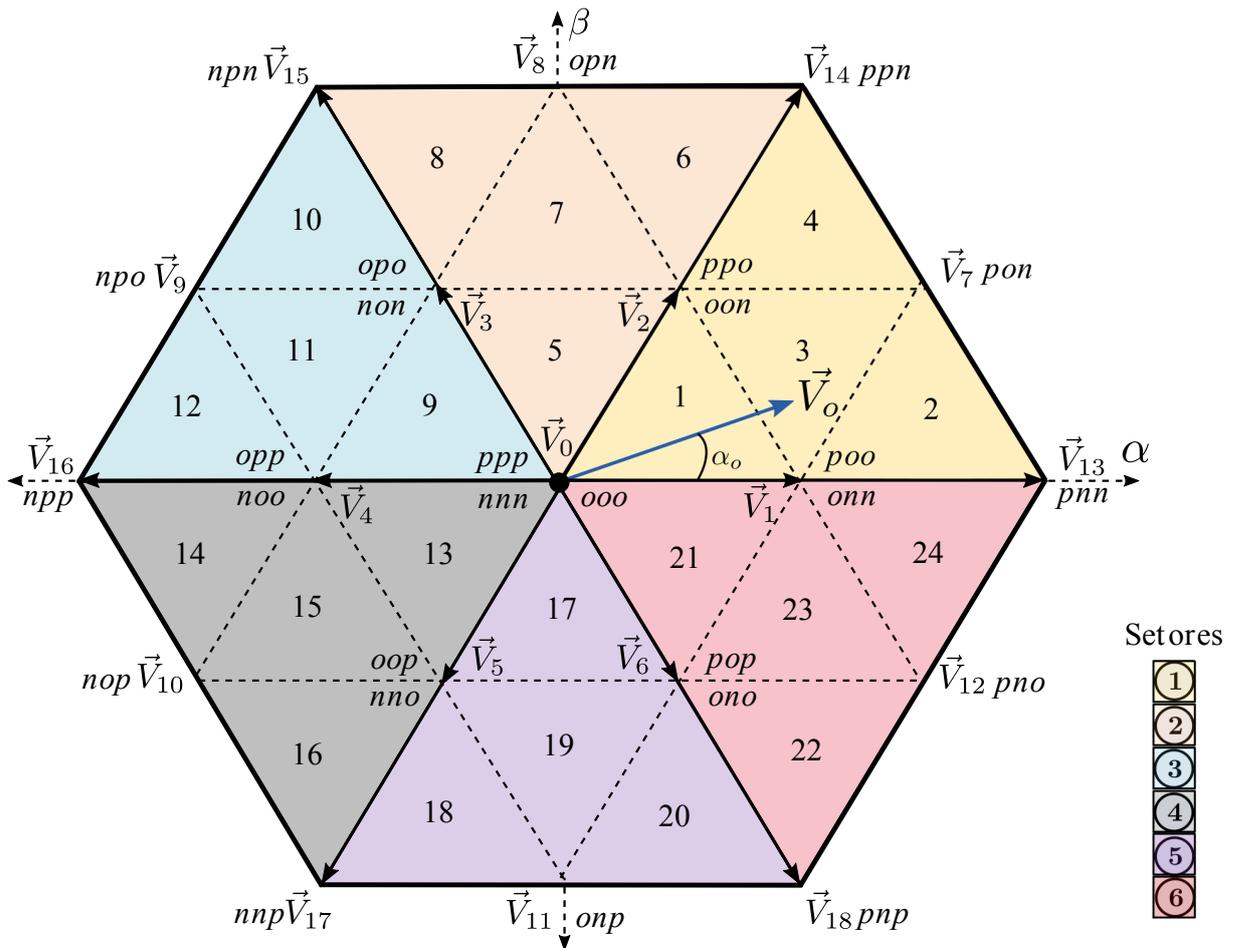
$$d_v = m_c \cdot \text{sen}(\beta_i) \tag{15b}$$

$$d_o = 1 - d_u - d_v \tag{15c}$$

Onde m_c representa o índice de modulação do retificador, normalmente adotado como 1, visto que a magnitude da corrente de entrada é determinada pela carga. β_i é o ângulo do setor de referência \vec{I}_i .

Para a parte inversora, a SVM aplicável é ilustrada na Figura 10. Com base na magnitude dos vetores, eles podem ser agrupados da seguinte forma:

Figura 10 – Diagrama do SVM dividido em setores e regiões.



Fonte: Autoria própria.

- Vetor Zero \vec{V}_0 , representa três estados de comutação ppp , nnn e ooo , com magnitude zero.
- Vetores Pequenos ($\vec{V}_1 - \vec{V}_6$), cada um com magnitude $\frac{1}{3}V_{pn}$ e dois estados de comutação, um contendo p e outro n , sendo classificados como tipo N e tipo P.
- Vetores Médios ($\vec{V}_7 - \vec{V}_{12}$), com magnitude $\frac{\sqrt{2}}{3}V_{pn}$.
- Vetores Grandes ($\vec{V}_{13} - \vec{V}_{18}$), todos com magnitude $\frac{2}{3}V_{pn}$.

Como ilustrado na Figura 10, cada vetor possui uma combinação específica de tensões para cada fase do inversor. Por exemplo, para o vetor $\vec{V}_7(pon)$, a tensão no terminal V_{an} (ver

Figura 6) deve ser p (positiva), em V_{bn} a tensão deve ser o (zero) e em V_{cn} a tensão deve ser n (negativa). A Tabela 5 detalha todos os vetores, seus estados de comutação e magnitudes.

Tabela 5 – Vetores de tensão e estado de comutação.

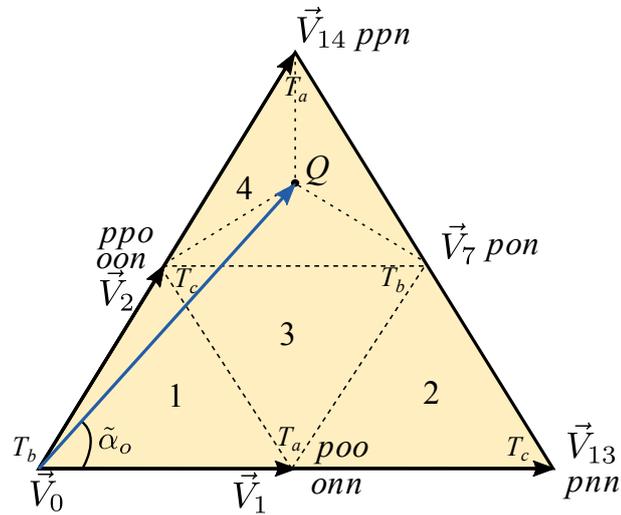
| Vetor | Estado de Comutação | Classificação do vetor | Magnitude |
|----------------|------------------------|------------------------|-----------------------------|
| \vec{V}_0 | $[ppp][nnn][ooo]$ | Vetor zero | 0 |
| | Tipo - P Tipo - N | | |
| \vec{V}_1 | \vec{V}_{1P} $po o$ | Vetor pequeno | $\frac{1}{3} V_{pn}$ |
| | \vec{V}_{1N} $o n n$ | | |
| \vec{V}_2 | \vec{V}_{1P} $pp o$ | | |
| | \vec{V}_{1N} $o o n$ | | |
| \vec{V}_3 | \vec{V}_{1P} $o p o$ | | |
| | \vec{V}_{1N} $n o n$ | | |
| \vec{V}_4 | \vec{V}_{1P} $o p p$ | | |
| | \vec{V}_{1N} $n o o$ | | |
| \vec{V}_5 | \vec{V}_{1P} $o p p$ | | |
| | \vec{V}_{1N} $n n o$ | | |
| \vec{V}_6 | \vec{V}_{1P} $p o p$ | | |
| | \vec{V}_{1N} $o n o$ | | |
| \vec{V}_7 | $p n o$ | Vetor médio | $\frac{\sqrt{3}}{3} V_{pn}$ |
| \vec{V}_8 | $o p n$ | | |
| \vec{V}_9 | $n p o$ | | |
| \vec{V}_{10} | $n o p$ | | |
| \vec{V}_{11} | $o n p$ | | |
| \vec{V}_{12} | $p n o$ | | |
| \vec{V}_{13} | $p n n$ | Vetor grande | $\frac{2}{3} V_{pn}$ |
| \vec{V}_{14} | $pp n$ | | |
| \vec{V}_{15} | $n p n$ | | |
| \vec{V}_{16} | $n p p$ | | |
| \vec{V}_{17} | $n n p$ | | |
| \vec{V}_{18} | $p n p$ | | |

Fonte: Autoria própria.

No SVM de três níveis, o vetor de referência é sintetizado pelos três vetores estacionários mais próximos, assim gerando tensões com reduzido conteúdo harmônico. Utilizando a Figura 11 como referência, assume-se que a ponta do vetor \vec{V}_0 está no centro do triângulo da região 4, no ponto Q. Os vetores $\vec{V}_2 - \vec{V}_7 - \vec{V}_{14}$ possuem distâncias iguais de sua origem até o ponto Q. Isso é confirmado ao substituir $\tilde{\alpha}_o = 49,1$ e $m_v = 0,882$ nas equações da Tabela 6, resultando em $T_a = T_b = T_c = 0,333 T_s$. Ao mover \vec{V}_0 em direção ao vetor \vec{V}_2 , aumenta-se a influência desse vetor sobre \vec{V}_0 , resultando em um maior tempo de aplicação. Quando \vec{V}_0 coincide com

\vec{V}_2 , o tempo T_c atinge seu valor máximo ($T_c = T_s$) e os tempos T_a e T_b dos vetores \vec{V}_{14} e \vec{V}_7 diminuem para zero [61].

Figura 11 – Tempos e vetores do setor 1.



Fonte: Autoria própria.

A Tabela 6 apresenta os cálculos para todos os tempos no setor 1. Para aplicar esses tempos nos demais setores, é essencial utilizar o ângulo setorial ($0 \leq \tilde{\alpha}_o \leq \frac{\pi}{3}$) em vez do ângulo total ($0 \leq \alpha_o \leq 2\pi$). Isso implica que os tempos calculados para o setor 1 são aplicáveis aos outros setores, desde que se ajuste o ângulo setorial para corresponder ao setor específico em questão.

Tabela 6 – Cálculo dos tempos para qualquer setor usando o ângulo setorial.

| Região | T_a | T_b | T_c |
|--------|--|--|--|
| 1 | $T_s [2m_v \text{sen} (\frac{\pi}{3} - \tilde{\alpha}_o)]$ | $T_s [1 - 2m_v \text{sen} (\frac{\pi}{3} + \tilde{\alpha}_o)]$ | $T_s [2m_v \text{sen} (\tilde{\alpha}_o)]$ |
| 2 | $T_s [2 - 2m_v \text{sen} (\frac{\pi}{3} + \tilde{\alpha}_o)]$ | $T_s [2m_v \text{sen} (\tilde{\alpha}_o)]$ | $T_s [2m_v \text{sen} (\frac{\pi}{3} - \tilde{\alpha}_o) - 1]$ |
| 3 | $T_s [1 - 2m_v \text{sen} (\tilde{\alpha}_o)]$ | $T_s [2m_v \text{sen} (\frac{\pi}{3} + \tilde{\alpha}_o) - 1]$ | $T_s [1 - 2m_v \text{sen} (\frac{\pi}{3} - \tilde{\alpha}_o)]$ |
| 4 | $T_s [2m_v \text{sen} (\tilde{\alpha}_o) - 1]$ | $T_s [2m_v \text{sen} (\frac{\pi}{3} - \tilde{\alpha}_o)]$ | $T_s [2 - 2m_v \text{sen} (\frac{\pi}{3} + \tilde{\alpha}_o)]$ |

Fonte: Autoria própria.

2.3.2 Estratégia de comutação

Durante um período de comutação, a ordem e a frequência da sequência de comutação influenciam no conteúdo harmônico das formas de onda, sendo essencial definir uma sequência otimizada para melhorar a performance da modulação. As Figuras 12 e 13 mostram duas sequências de comutação distintas, ilustradas pelas fases *a* e *b*, respectivamente. A distinção entre elas é feita assumindo que V_{cn} seja zero em um intervalo específico, com V_{an} positivo

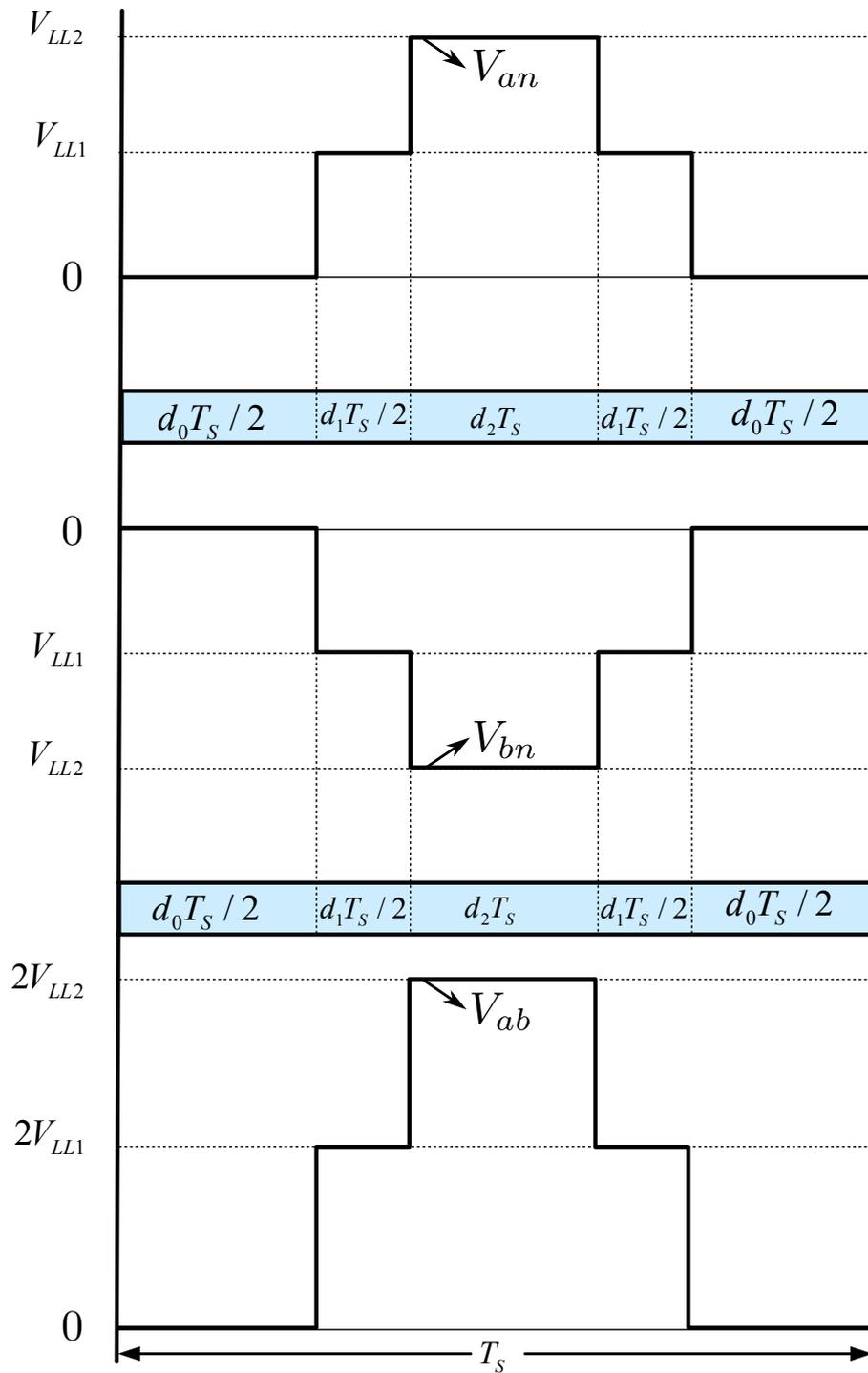
e V_{bn} negativo. Nessas condições, as razões cíclicas para ambas as fases permanecem iguais. As figuras destacam V_{LL1} e V_{LL2} , representando duas magnitudes das tensões de linha na entrada, sobre o barramento CC. Assumindo que a frequência de comutação é suficientemente alta em comparação com a frequência fundamental da tensão de saída, ela é considerada constante durante um período de comutação. Os valores finais das razões cíclicas, derivados e apresentados em [27], são representados por d_0 , d_1 e d_2 . Neste caso, d_1 é maior que d_0 .

As sequências de comutação I e II produzem a mesma tensão de fase de saída, a , com polaridade positiva. Na sequência I, ilustrada na Figura 12, as tensões V_{an} e V_{bn} apresentam magnitudes idênticas em intervalos de tempo correspondentes, porém com sinais opostos, sendo uma positiva e a outra negativa. Isso resulta na tensão de linha V_{ab} , V_{bc} , V_{ca} , seja $V_{an} - (-V_{bn})$, o que implica que a amplitude da tensão de linha é o dobro da amplitude da tensão de fase. Entretanto, essa configuração pode induzir elevadas taxas de variação da tensão (dv/dt) na carga, o que é potencialmente prejudicial e pode acelerar o desgaste ou causar efeitos adversos em certos tipos de carga. Embora a sequência de comutação I atinja as tensões almeçadas, existe uma abordagem mais eficiente para sua realização, que considera a atenuação da dv/dt e a minimização da Distorção Harmônica Total (DHT) na forma de onda resultante [61].

A sequência II (Figura 13) inverte os tempos d_0 e d_2 para tensões de fase negativas, como V_{bn} neste caso, tornando as formas de onda quase complementares. Isso distribui mais uniformemente a tensão durante o tempo de comutação, evitando valores nulos, o que melhora a DHT e reduz a derivada de tensão na carga, otimizando o desempenho geral [61].

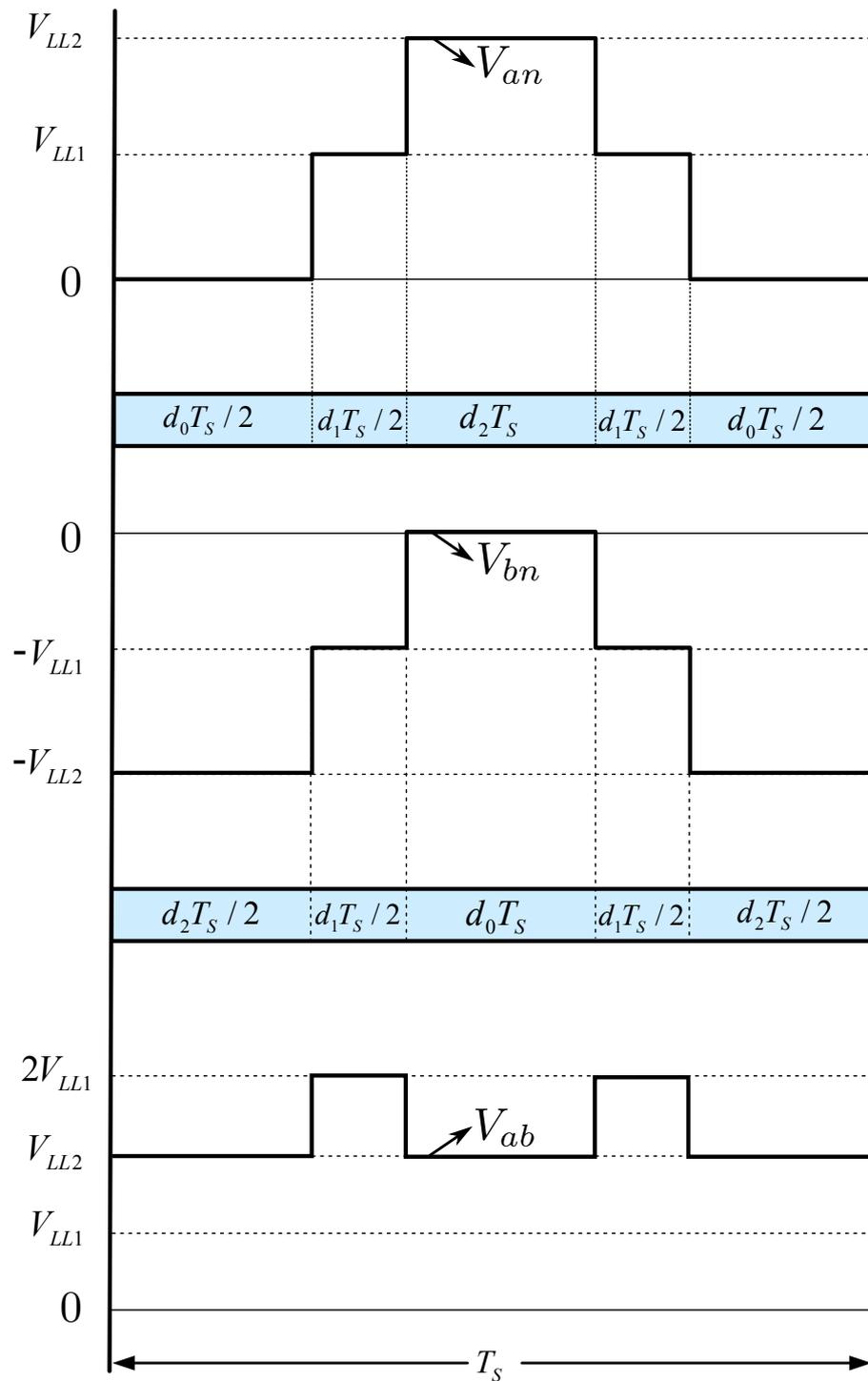
As duas sequências representam estratégias aplicáveis para a comutação desse conversor. A sequência I é preferida para acionamento de conversores, otimizando a DHT pela distribuição simétrica da razão cíclica. A sequência II, ao ajustar a distribuição temporal para tensões de fase negativas, exige lógica adicional, mas oferece melhorias significativas, como redução da dv/dt e otimização da DHT, apresentando-se como uma alternativa vantajosa à primeira técnica.

Figura 12 – Sinal de saída com sequência de comutação I.



Fonte: Baseado em [61, 27].

Figura 13 – Sinal de saída com sequência de comutação II.



Fonte: Baseado em [61, 27].

2.3.3 Considerações sobre o MMMC

As topologias de Conversores Matriciais Multimodulares (MMMCs) integram as vantagens dos conversores multiníveis com a eficácia da conversão direta de energia. Semelhantes

aos conversores multiníveis, os MMMCs possibilitam o uso de semicondutores de baixa potência e tensão, fornecendo formas de onda de saída de múltiplos níveis que resultam em baixa distorção harmônica. Além disso, apresentam características dos MCs, como a eliminação de componentes do barramento CC, operação em quatro quadrantes, resposta dinâmica elevada, produção de correntes e tensões senoidais na entrada e saída, e a habilidade de ajustar o fator de potência de entrada.

Neste trabalho, foi investigada a modulação indireta por vetores espaciais para aplicação no conversor MMMC. Com a implementação da SVM indireta, nas etapas de retificação e inversão, é possível alcançar benefícios significativos, tais como a flexibilidade no índice de deslocamento da corrente de entrada, permitindo valores variáveis ou unitários, além de possibilitar a regulação da frequência e amplitude da tensão de saída. Essa abordagem assegura também que as formas de onda, tanto na entrada quanto na saída do conversor, sejam senoidais. Posteriormente, o equacionamento matemático e a representação vetorial da modulação empregada foram detalhados.

A comutação dos interruptores do MMMC é gerenciada conforme a teoria discutida. As etapas necessárias para a operação do conversor incluem:

- Identificar a localização dos vetores de retificação e inversão em seus espaços vetoriais respectivos.
- Calcular as razões cíclicas para ambos os estágios.
- Combinar as razões cíclicas [27].
- Determinar os interruptores envolvidos em cada comutação.
- Executar a sequência de comutação, escolhendo previamente uma das duas opções disponíveis.

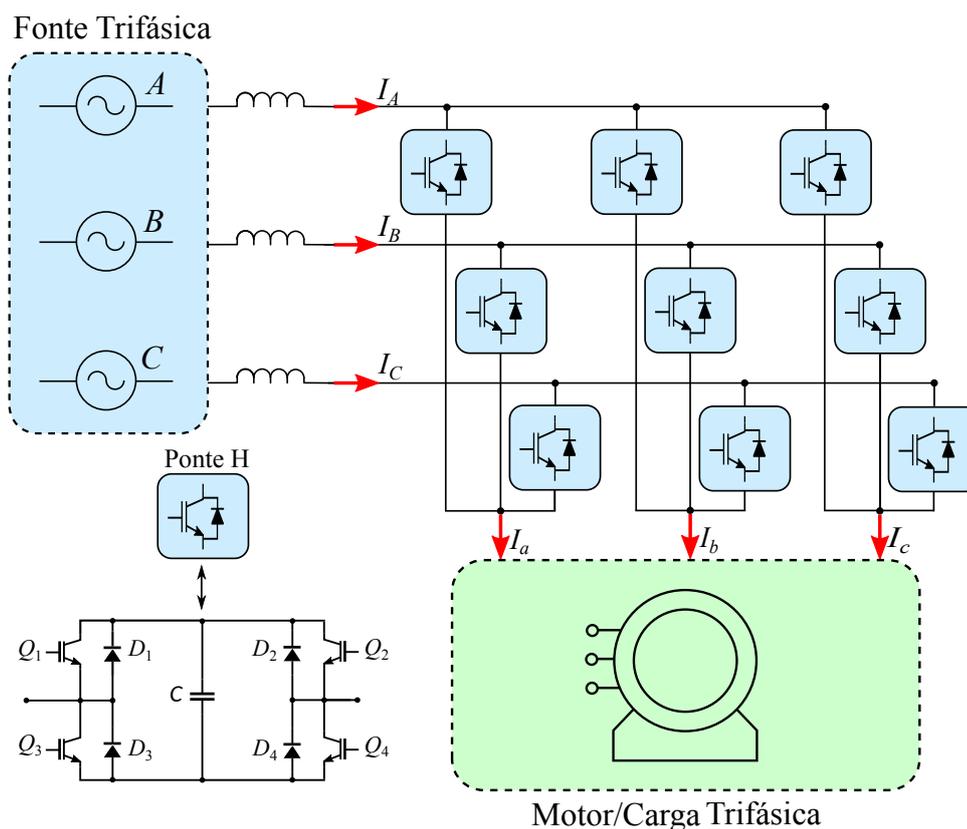
2.4 CONVERSOR MODULAR MATRICIAL MULTINÍVEL - M3C

A busca por melhorias nas topologias bidirecionais que empregam dois conversores em série, conhecidas como *back-to-back*, tem motivado o desenvolvimento de estruturas de conversão em único estágio. Essas estruturas prometem melhorar significativamente o desempenho geral. No entanto, encontrar soluções otimizadas para aplicações de alta potência continua sendo um desafio significativo, com pesquisadores dedicando esforços consideráveis para identificar a melhor abordagem. Para aplicações de baixa tensão, o Conversor Matricial Convencional (CMC) é uma escolha viável, apesar de suas limitações estruturais. Em contraste, para aplicações de alta potência, o Conversor Multinível Modular (MMMC) surge como uma solução promissora. No entanto, o MMMC enfrenta desafios semelhantes ao CMC, como o uso de interruptores bidirecionais e a necessidade de um transformador multipulso, o que pode aumentar o volume da topologia e afetar negativamente a eficiência geral do sistema.

A topologia do M3C, introduzida por Erickson em 2002 e ilustrada na Figura 14, foi descrita detalhadamente em [35]. Esta inovação marcou um avanço significativo na área

de conversores matriciais multiníveis, ganhando rápida aceitação na comunidade acadêmica. Desde sua apresentação, o M3C tem sido foco de estudos aprofundados, com pesquisadores não apenas investigando suas técnicas de modulação e controle, mas também aprimorando sua estrutura. Um exemplo dessas adaptações é a incorporação de indutores em série com os módulos para melhorar o desempenho e a robustez do conversor.

Figura 14 – Topologia M3C.



Fonte: Autoria própria.

Erickson propôs melhorias para os dois problemas mencionados nas estruturas matriciais anteriores. Uma das inovações foi a alteração na célula de comutação do conversor, que passou a incorporar uma ponte completa composta por IGBTs, diodos de roda livre e um capacitor. Essa modificação permitiu superar as limitações das estruturas anteriores e eliminar a necessidade de um transformador nesta topologia.

A topologia do conversor modular matricial multinível, diferentemente do conversor matricial convencional que sintetiza corrente de um lado e tensão do outro, comuta a tensão do capacitor do módulo para sintetizar as tensões de entrada e saída. Esta abordagem permite o uso de indutores como filtro em ambos os lados do conversor.

No artigo [35], estabeleceu-se que a topologia do conversor M3C deve aderir a certas regras específicas dos conversores matriciais, uma delas sendo a necessidade de manter cinco módulos conduzindo em todos os momentos. Essa diretriz permite a formação de 81 combina-

ções distintas a partir dos nove módulos disponíveis, assegurando que cinco estejam sempre conectados. A Tabela 7 ilustra 27 dessas 81 combinações possíveis para a conexão das três fases de entrada (V_A , V_B , V_C) com as três fases de saída (V_a , V_b , V_c), mantendo a regra de cinco módulos ativos.

Tabela 7 – Possíveis conexões entre módulos.

| A é | Fase | | Conexões dos módulos (✓ = conectado, vazio = circuito aberto) | | | | | | | | |
|--------|-----------|-------------|--|----|----|----|----|----|----|----|----|
| | conectada | C à fase | Aa | Ab | Ac | Ba | Bb | Bc | Ca | Cb | Cc |
| a | a | abc | ✓ | | | ✓ | | | ✓ | ✓ | ✓ |
| a | b | abc | ✓ | | | | ✓ | | ✓ | ✓ | ✓ |
| a | c | abc | ✓ | | | | | ✓ | ✓ | ✓ | ✓ |
| b | a | abc | | ✓ | | ✓ | | | ✓ | ✓ | ✓ |
| b | b | abc | | ✓ | | | ✓ | | ✓ | ✓ | ✓ |
| b | c | abc | | ✓ | | | | ✓ | ✓ | ✓ | ✓ |
| c | a | abc | | | ✓ | ✓ | | | ✓ | ✓ | ✓ |
| c | b | abc | | | ✓ | | ✓ | | ✓ | ✓ | ✓ |
| c | c | abc | | | ✓ | | | ✓ | ✓ | ✓ | ✓ |
| a | ab | ac | ✓ | | | ✓ | ✓ | | ✓ | | ✓ |
| a | ab | bc | ✓ | | | ✓ | ✓ | | | ✓ | ✓ |
| a | ac | ab | ✓ | | | ✓ | | ✓ | ✓ | | ✓ |
| a | ac | bc | ✓ | | | ✓ | | ✓ | | ✓ | ✓ |
| a | bc | ab | ✓ | | | | ✓ | ✓ | ✓ | ✓ | |
| a | bc | ac | ✓ | | | | ✓ | ✓ | ✓ | | ✓ |
| b | ab | ac | | ✓ | | ✓ | ✓ | | ✓ | | ✓ |
| b | ab | bc | | ✓ | | ✓ | ✓ | | | ✓ | ✓ |
| b | ac | ab | | ✓ | | ✓ | | ✓ | ✓ | | ✓ |
| b | ac | bc | | ✓ | | ✓ | | ✓ | | ✓ | ✓ |
| b | bc | ab | | ✓ | | | ✓ | ✓ | ✓ | ✓ | |
| b | bc | ac | | ✓ | | | ✓ | ✓ | ✓ | | ✓ |
| c | ab | ac | | | ✓ | ✓ | ✓ | | ✓ | | ✓ |
| c | ab | bc | | | ✓ | ✓ | ✓ | | | ✓ | ✓ |
| c | ac | ab | | | ✓ | ✓ | | ✓ | ✓ | | ✓ |
| c | ac | bc | | | ✓ | ✓ | | ✓ | | ✓ | ✓ |
| c | bc | ab | | | ✓ | | ✓ | ✓ | ✓ | ✓ | |
| c | bc | ac | | | ✓ | | ✓ | ✓ | ✓ | | ✓ |

Fonte: [2].

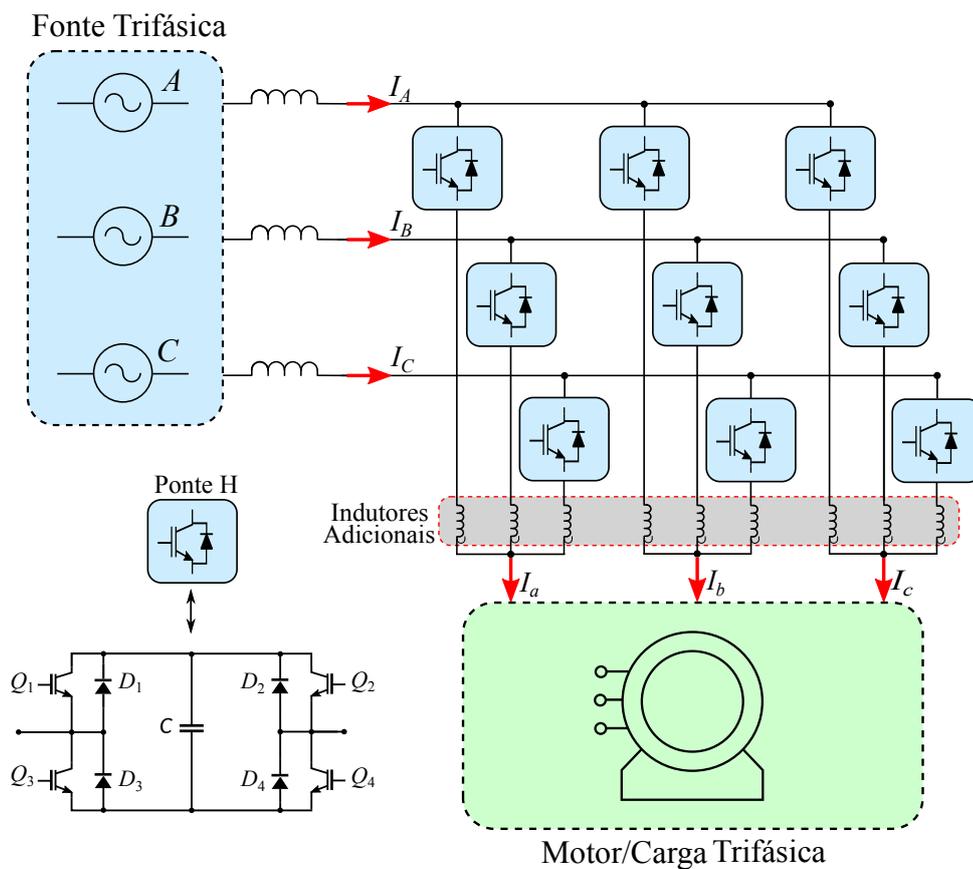
Para obter as demais combinações na topologia do conversor M3C, pode-se rotacionar as três fases de entrada ou saída em intervalos de 120° e 240° . Erickson detalha todas as conexões possíveis para essa configuração em seu artigo, oferecendo um guia completo para a implementação dessas variações [35].

A estrutura desenvolvida por Erickson enfrenta desafios no equilíbrio das tensões dos capacitores, especialmente quando operando em frequências próximas de zero ou quando as frequências de entrada e saída são similares, tornando o controle da tensão nos capacitores complexo ou inviável. No artigo [29], é explorado a relação entre a flutuação da tensão dos

capacitores e a frequência de operação, evidenciando os desafios na gestão dessas tensões em condições específicas de funcionamento.

Para mitigar o problema de desequilíbrio nas tensões dos capacitores, diversos estudos sugeriram a adição de um indutor em série em cada módulo do conversor, conforme ilustrado na Figura 15. Essa abordagem visa estabilizar as tensões dos capacitores, especialmente em condições de operação críticas relacionadas às frequências de entrada e saída [62, 63, 64, 65, 66].

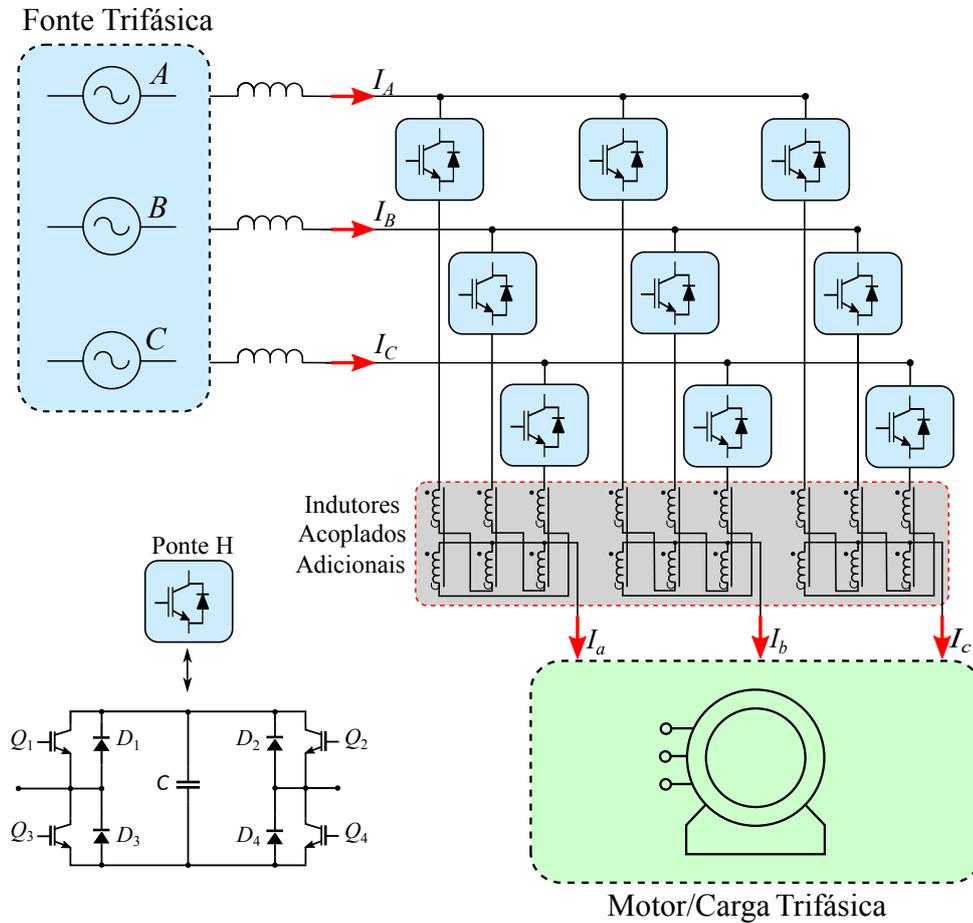
Figura 15 – Topologia M3C com indutores adicionados aos módulos.



Fonte: Autoria própria.

Para abordar a questão do controle das tensões dos capacitores, pesquisas adicionais propuseram o uso de indutores acoplados em cada módulo [67, 68], conforme demonstrado na Figura 16. Essas soluções visam regular as tensões dos capacitores através da corrente que circula entre os módulos, adotando uma estratégia similar à dos conversores MMCs [69].

Figura 16 – Topologia M3C com indutores acoplados adicionados aos módulos.



Fonte: Autoria própria.

Com a inclusão de indutores, seja simples ou acoplados, novas modalidades de modulação tornam-se viáveis, permitindo a flexibilização das regras tradicionais dos conversores matriciais que exigem cinco módulos ativos constantemente. Isso possibilita a adoção de técnicas de modulação SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*) *level-shifted*, incluindo IPD (*in-phase disposition*), POD (*phase opposition disposition*), e APOD (*alternative phase opposition disposition*).

O controle das correntes circulantes foi abordado nas referências [70, 71], onde a transformada Alfa-Beta dupla foi aplicada para desacoplar as dinâmicas das correntes de entrada, saída e circulante, associadas aos indutores acoplados. Esta metodologia foi posteriormente adaptada para uso em topologias com um único indutor, como descrito em [62]. Embora essa técnica de controle seja eficaz no alcance de seus objetivos, ela exige a inclusão de indutores adicionais em série com cada um dos nove módulos do conversor.

Ademais, os indutores necessários têm valores de indutância comparáveis aos utilizados nos filtros de entrada e saída, tipicamente na faixa de dezenas de milihenries, variando conforme a aplicação específica. Considerando a aplicação de alta potência do conversor, as correntes

que fluem através desses indutores são substanciais, levando a dimensões físicas consideráveis para os componentes indutivos. Esta característica pode representar um desafio significativo, especialmente em termos de espaço físico e custo, na implementação prática de tais sistemas de conversão.

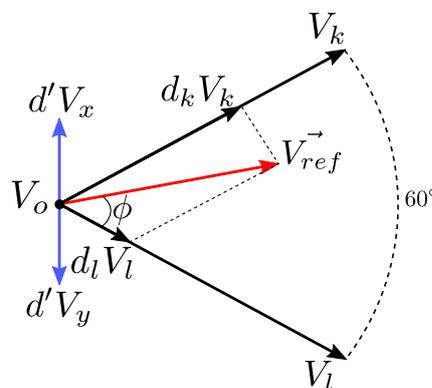
A concepção inicial dos conversores matriciais visava realizar a conversão de energia em um único estágio, objetivando a redução do volume estrutural em comparação aos conversores CA-CC-CA convencionais. Para abordar o desafio de evitar indutores ou empregar indutores com valores significativos, propôs-se uma abordagem intermediária nos artigos [72, 73, 74, 75, 76, 77, 78]. Esta tese adota tal abordagem, integrando indutores de valor na ordem de dezenas de microhenries em série com os módulos, exclusivamente para limitar a derivada da corrente, facilitando o equilíbrio das tensões nos capacitores. Esse método contribuiu para a compactação da topologia. O Capítulo 5 detalhará o controle desenvolvido.

2.4.1 Estratégia de modulação

A análise da modulação para o M3C, sem o uso de indutores, é o foco desta seção. Ao comparar as estruturas do CMC e do M3C, nota-se que são bastante similares, diferindo principalmente na célula de comutação: o CMC utiliza interruptores bidirecionais, enquanto o M3C adota um conversor de ponte completa. Assim, as estratégias de modulação para ambas as topologias tendem a ser similares, com variações específicas para a implementação de cada vetor. A principal distinção no circuito é a presença de um capacitor no M3C, cujo controle adequado é essencial para o funcionamento correto do conversor.

Em [79], foi proposto um método para realizar o balanceamento da tensão nos capacitores sem recorrer ao uso de vetores nulos, típicos em modulações SVM. Ao invés disso, introduzem-se dois vetores com direções opostas, cuja soma resulta em zero, conforme ilustrado na Figura 17. Essa abordagem permite o uso desses vetores adicionais para equilibrar as tensões nos capacitores, sem interferir nas tensões de entrada e saída do sistema.

Figura 17 – Modulação por espaço vetorial modificado.



Fonte: Baseado em [79].

Conforme as informações previamente mencionadas, o controle proposto não se mostrou eficaz em operações de baixas frequências ou quando as frequências de entrada e saída são próximas. Adicionalmente, esse método de controle falha ao gerenciar os capacitores em configurações com múltiplos módulos em série. Portanto, nesta discussão, serão omitidos conceitos de controle específicos para o M3C original, focando exclusivamente nos aspectos de modulação. A modulação SVM aplicada ao M3C se assemelha àquela do CMC, e pode ser executada conforme mostrado nos tópicos a seguir:

1. Monitorar continuamente as tensões de entrada e saída do conversor. Definir a frequência de comutação, que normalmente é a mesma da frequência de amostragem das tensões.
2. Aplicar a transformada Alfa-Beta (Equação (1)) nas tensões lidas, criando dois diagramas no espaço vetorial, conforme ilustrado na Figura 4, um para cada lado do conversor. Neste caso, ambos os lados usam os planos vetoriais de corrente, resultando em dois planos vetoriais idênticos.
3. Calcular as razões cíclicas para a entrada (equação (16)) e para a saída (equação (17)).
4. Identificar combinações de vetores que sintetizem as tensões de entrada e saída, analogamente ao procedimento para o CMC, como mostrado na Figura 4 e sumarizado na Tabela 4.
5. Retornar ao primeiro passo e repetir o processo.

$$d_k = m_c \cdot \text{sen}(\pi/3 - \tilde{\beta}_i) \quad (16)a$$

$$d_l = m_c \cdot \text{sen}(\tilde{\beta}_i) \quad (16)b$$

$$d_{0_in} = 1 - d_k - d_l \quad (16)c$$

$$d_m = m_c \cdot \text{sen}(\pi/3 - \tilde{\alpha}_o) \quad (17)a$$

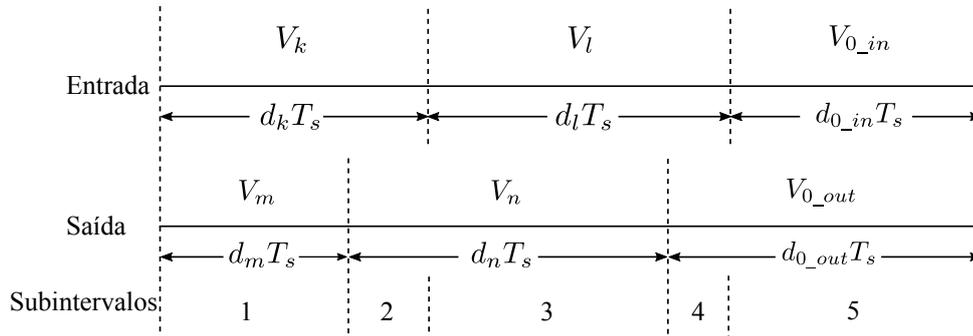
$$d_n = m_c \cdot \text{sen}(\tilde{\alpha}_o) \quad (17)b$$

$$d_{0_out} = 1 - d_m - d_n \quad (17)c$$

2.4.2 Estratégia de comutação

No M3C, os vetores de referência para entrada e saída geralmente têm magnitudes e frequências distintas, levando a razões cíclicas diferentes para cada lado. As alterações nos vetores de entrada e saída ocorrem em momentos diferentes, resultando em até cinco subintervalos distintos por período de comutação, cada um representando combinações variadas dos vetores de entrada e saída.

Figura 18 – Sequência de comutação dividida em cinco subintervalos.



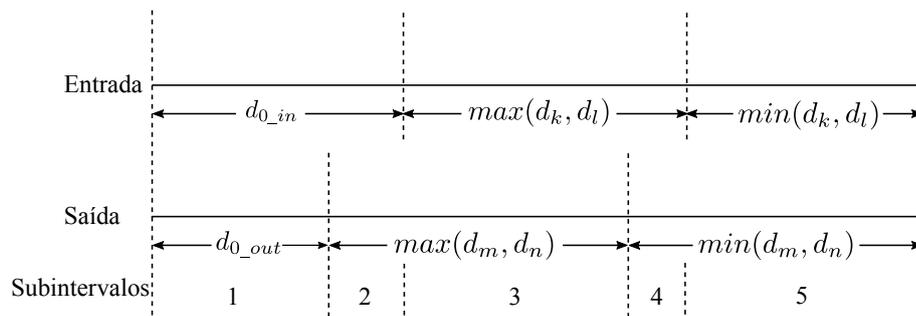
Fonte: Autoria própria.

Para o conversor M3C operando em dois níveis, são propostos dois esquemas de modulação: o esquema de oito capacitores e o esquema de capacitor único [35]. No esquema de oito capacitores, todas as nove células de comutação são utilizadas, com os capacitores conectados em paralelo, aumentando a capacitância efetiva [80]. Por outro lado, o esquema de capacitor único seleciona uma combinação de células por subintervalo, utilizando apenas um capacitor para a síntese das tensões, visando minimizar correntes circulantes e melhorar a estabilidade e eficiência [81].

Adotando o conceito de capacitor único, o conversor M3C pode ser simplificado, modelado como um inversor com um *link* CC intermediário de dois níveis. Essa simplificação reduz a complexidade operacional do conversor, abrindo caminho para a implementação de diversos métodos de controle.

A eficácia do uso do capacitor na célula de comutação durante um período de comutação é assegurada pelo padrão de vetores ilustrado na Figura 19. Em cada ciclo de comutação, cada lado do conversor utiliza três vetores para sintetizar as tensões dos terminais: um vetor nulo e dois vetores com magnitude $2V_{cap}\sqrt{3}$. Este padrão inicia com o vetor nulo, prossegue com o vetor que tem a maior razão cíclica, e finaliza com o vetor de menor tempo.

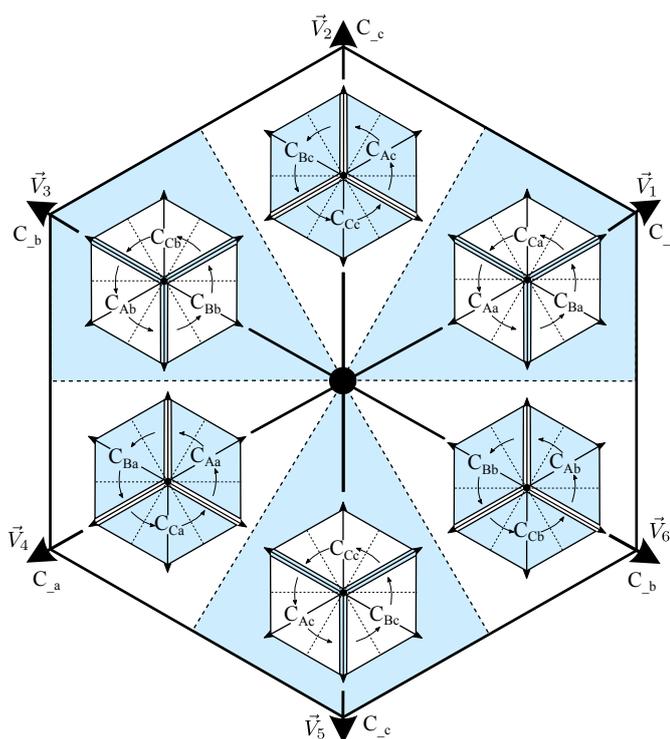
Figura 19 – Sequência de comutação para a modulação de capacitor único.



Fonte: Autoria própria.

As Figuras 20 e 21 demonstram a seleção dos capacitores na técnica de capacitor único. Quando o vetor nulo de saída é menor que o de entrada ($d_{0_in} > d_{0_out}$), como mostrado na Figura 20, escolhe-se um capacitor diferente a cada 60° para o vetor de saída e a cada 120° para o vetor de entrada. Inversamente, quando $d_{0_in} < d_{0_out}$, como na Figura 21, a entrada e saída invertem papéis, alterando também a frequência de seleção dos capacitores para 60° na entrada e 120° na saída.

Figura 20 – Escolha do capacitor para quando d_o da entrada for maior que da saída.



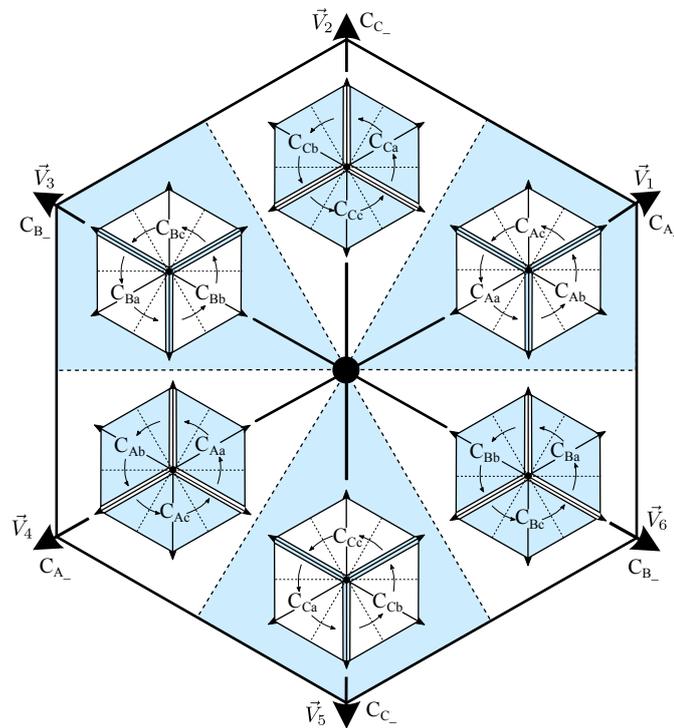
Fonte: Baseado em [35].

No caso em que $d_{0_in} > d_{0_out}$, se o vetor de referência da saída tem um ângulo de 10° (dentro da região do vetor de saída \vec{V}_1) e o vetor de referência da entrada possui um ângulo de 280° , deve-se escolher o capacitor C_{Ba} . Este é o capacitor do módulo que conecta a fase B da entrada com a fase a da saída. Inversamente, com os mesmos ângulos dos vetores de referência, mas na situação onde $d_{0_in} < d_{0_out}$, o capacitor C_{Cb} deve ser selecionado.

Para utilizar a técnica com um capacitor é necessário seguir dois passos:

1. Ordenar a posição dos vetores de referência de entrada e saída de forma que o vetor com a maior razão cíclica suceda o vetor nulo.
2. Comparar as relações entre os vetores nulos de entrada e saída para determinar qual das duas figuras (Figura 20 ou Figura 21) será usada na escolha do capacitor.

Figura 21 – Escolha do capacitor para d_o da saída for maior que o de entrada.



Fonte: Baseado em [35].

Para garantir a eficácia da técnica do capacitor único, é importante manter a relação adequada entre as tensões, conforme destacado em [26].

$$\frac{1}{\sqrt{3}} \leq \frac{\hat{V}_i}{\hat{V}_o} \leq \sqrt{3} \quad (18)$$

2.4.3 Considerações sobre o M3C

A família de conversores introduzida por Erickson em 2002 [35] representa uma abordagem distinta em relação aos conversores existentes até então, oferecendo vantagens como ajuste na amplitude das tensões, capacidade de operar com diferentes fatores de potência, geração de formas de onda multiníveis através do uso de células de comutação em série, e variação das frequências de entrada e saída. Contudo, enfrenta desafios, como o equilíbrio dos capacitores, que foram parcialmente mitigados pela adição de indutores em cada módulo, aumentando, porém, o volume da topologia. Este aumento contraria o objetivo inicial de criar um conversor matricial compacto. A complexidade do *hardware* necessário para o processamento de modulação e controle é outra consideração. Apesar disso, se o conversor oferecer melhorias em termos de volume e rendimento quando comparado com as topologias CA-CC-CA tradicionais, mesmo com um controle mais complexo, a solução pode ser considerada viável.

Para abordar o desafio do equilíbrio dos capacitores, uma estratégia que emprega

correntes de circulação foi sugerida, conforme discutido em [73]. Esta abordagem possibilitou a redução do tamanho dos indutores na topologia. Entretanto, essa modificação implica na adoção da modulação SVM, excluindo a possibilidade de usar a modulação *level shifted* SPWM para esta configuração específica.

Este capítulo abordou a estratégia de modulação para o M3C original, fornecendo o conhecimento fundamental necessário para compreender a estrutura adotada nesta tese.

2.5 CONSIDERAÇÕES SOBRE A REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Este capítulo introduz as categorias principais de conversores matriciais e multiníveis, detalhando a estrutura do conversor matricial convencional como fundamento para compreender a família de conversores matriciais diretos. Essa base é importante para explorar os conceitos avançados de conversores matriciais multiníveis, estabelecendo uma compreensão sólida antes de adentrar nas especificidades dessa topologia.

Os conversores CA-CA com armazenamento de energia, comumente utilizados na indústria, trazem vantagens significativas, incluindo simplificação dos métodos de acionamento em comparação aos conversores matriciais e uma certa imunidade a distúrbios da rede elétrica. Essa imunidade deriva do desacoplamento proporcionado pelo capacitor do barramento CC, que atua como um reservatório de energia, assegurando uma fonte estável de energia para o conversor, mesmo diante de variações na rede elétrica.

Essa família de conversores também apresentam algumas desvantagens, como a diminuição da vida útil dos capacitores no barramento CC em ambientes quentes. Os capacitores, geralmente eletrolíticos para baixa tensão e de filme para média tensão, aumentam peso e volume ao conversor. A impossibilidade de controlar a corrente de entrada com retificadores de diodo em muitas topologias resulta em alta distorção harmônica na corrente de entrada e baixo fator de potência.

Os conversores matriciais são categorizados em diretos e indiretos, ambos compartilhando a característica de não empregar capacitores no barramento CC, diferenciando-se dos conversores tradicionais. Ao invés disso, utilizam-se capacitores apenas para filtragem de alta frequência, com tecnologias desenvolvidas para aumentar a durabilidade desses componentes.

Os CMs são conhecidos desde a década de 70, porém, a experimentação prática tornou-se viável apenas recentemente, devido à evolução tecnológica. Anteriormente, a falta de microprocessadores com capacidade de cálculo adequada e de semicondutores de potência que operassem em altas velocidades e suportassem o fluxo bidirecional de energia limitava seu desenvolvimento e aplicação.

Existem várias vantagens relacionadas aos conversores matriciais, incluindo a capacidade de controlar a frequência da tensão de saída, ajustar o ganho estático, e possuir uma estrutura versátil e compacta. Além disso, permitem o ajuste do fator de potência, o que os torna adaptáveis a diversas aplicações.

Embora os Conversores Matriciais Convencionais (CMCs) ofereçam vantagens signifi-

cativas, suas aplicações em alta potência e média tensão eram limitadas até a introdução do conceito de multiníveis. Essa inovação abriu caminho para novos conversores, como o MMC e o M3C. O MMC, já produzido industrialmente, se destaca por sua estrutura relativamente simples e controle bem estabelecido, além do uso de um transformador essencial para muitas aplicações industriais devido ao isolamento que proporciona. O M3C, por outro lado, ainda requer estudos adicionais para aprimorar seu controle e simplificar sua modulação.

A modularidade do conversor M3C permite sua expansão para suportar maiores tensões e potências adicionando mais células de comutação em série. Esta característica facilita a adaptação do conversor a diferentes requisitos de aplicação, tornando-o uma solução versátil.

A diferença fundamental entre o CMC e o M3C está no uso de capacitores e indutores: o CMC emprega capacitores de um lado, exigindo que três interruptores estejam sempre conduzindo, enquanto o M3C utiliza indutores em ambos os lados, necessitando que cinco células de comutação estejam ativas em qualquer momento.

Após a publicação de Erickson, a comunidade acadêmica explorou a topologia, enfrentando desafios especialmente em frequências próximas entre entrada e saída, ou em baixas frequências. A dificuldade em controlar a tensão nos capacitores nessas condições levou à inserção de indutores em série com as células de comutação. Esta solução, semelhante à aplicada em conversores modulares multiníveis, permite o controle da tensão nos capacitores através da corrente de circulação.

A adição de indutores facilitou o controle da estrutura para um número maior de níveis, adotando variações de modulações por portadoras em vez da SVM. Contudo, isso implica a necessidade de mais nove indutores que lidam com correntes consideráveis, o que pode ser visto tanto como uma vantagem, pela melhoria no controle, quanto uma desvantagem, devido ao aumento dos componentes e do processamento de corrente significativo.

Com o resultado do estudo deste capítulo, um artigo foi desenvolvido e publicado em [82]. A síntese da comparação de todas as topologias estudadas pode ser resumida na Tabela 8, que representa uma das contribuições destacadas no artigo.

Tabela 8 – Comparação entre os conversores CMC, MMMC e o M3C.

| Fator | Conversor Matricial Convencional | Conversor Matricial Multimodular | Conversor Modular Matricial Multinível |
|---|---|--|---|
| Operação (V_{out}/V_{in}) | <i>Buck</i> $V_{out} \leq 0.866V_{in}$ | <i>Buck-Boost</i> com transformador $V_{out} \leq (N_s/N_p)0.866V_{in}$ | <i>Buck</i> $0 \leq V_{out} \leq V_{in}$ |
| Interruptor | Interruptor em 4 quadrantes | Interruptor em 4 quadrantes | Transistor simples mais diodo de roda livre |
| Operação Multinível | não | sim | sim |
| Transformador | não | sim | não |
| Elementos do Filtro | Capacitores e indutores | Capacitores e indutores | Indutores |
| Ponte Completa | não | não | sim |
| Grampeador | sim | sim | não |
| Modular | não | sim (limitado) | sim |
| Topologia Básica | 3-níveis | 3-níveis | 3-níveis |
| Número de Chaves | 18 | 36 | 36 |
| Número de Diodos | 0 | 0 | 36 |
| Incremento de nível | - | 7-níveis | 5-níveis |
| Número de Chaves | N/A | +72 | +36 |
| Número de Diodos | N/A | +0 | +36 |
| Incremento de nível | - | - | 7-níveis |
| Número de Chaves | N/A | N/A | +36 |
| Número de Diodos | N/A | N/A | +36 |
| Incremento de nível | - | - | ⋮ |
| Complexidade Modulação | Média | Alta | Muito Alta |
| Controle | Média | Muito Alta | Muito Alta |
| Complexidade do balanço dos capacitores | - | - | Muito Alta |

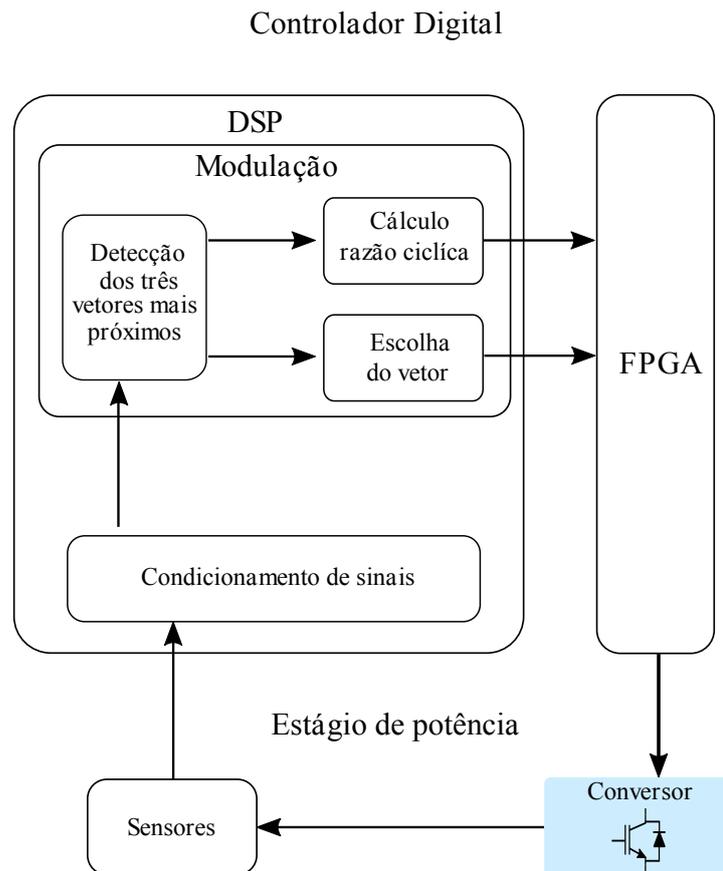
* N/A Não aplicável

Fonte: Autoria própria.

3 MODULAÇÃO RÁPIDA POR VETORES ESPACIAIS

A Modulação por Vetores Espaciais (*Space Vector Modulation - SVM*) destaca-se como uma das principais técnicas para o acionamento de conversores matriciais, oferecendo a capacidade de síntese das tensões de entrada e saída, além de ajustar o deslocamento de corrente conforme necessário. No entanto, a expansão para conversores de múltiplos níveis introduz uma complexidade adicional devido ao aumento exponencial no número de estados de comutação, dificultando a implementação do modulador devido aos desafios computacionais inerentes. Realizada geralmente por sistemas digitais que operam em tempo real e altas frequências, a implementação da modulação enfrenta desafios significativos. Essa complexidade se deve ao intenso processamento de cálculos matemáticos e à gestão dos numerosos estados de comutação. A Figura 22 exemplifica uma abordagem genérica de como a modulação SVM é aplicada digitalmente a conversores trifásicos.

Figura 22 – Arquitetura digital para implementação da SVM.



Fonte: Autoria própria.

É essencial distinguir entre os estados de comutação e os vetores em conversores matriciais. Os vetores representam posições definidas no espaço vetorial, cada qual sendo distinto. Os estados de comutação, por sua vez, são definidos pelos estados operacionais dos

interruptores no conversor, que, quando acionados em combinações específicas, resultam na geração dos vetores de tensão. Assim, um vetor específico pode ser sintetizado através de diferentes combinações de estados de comutação. O número total de estados em um conversor sem redundâncias é dado por n^3 , que teoricamente produz $1 + 6 \sum_{i=1}^{n-1} i$ vetores, onde n é o número de níveis do conversor. Contudo, o aumento no número de níveis do conversor amplia exponencialmente as possibilidades de combinações de estados de comutação. Essa expansão de combinações contribui para a complexidade do sistema, mas não implica diretamente em redundâncias. As redundâncias são características do projeto específico do conversor e de como as estratégias de modulação são aplicadas para gerar os vetores de tensão.

Por outro lado, a presença de estados de comutação redundantes para um mesmo vetor pode trazer benefícios significativos. Essa redundância oferece uma maior flexibilidade na seleção de estados de comutação, o que é benéfico para várias aplicações práticas. Essa versatilidade permite explorar estratégias específicas, como o balanceamento de capacitores em conversores multiníveis, ou reduzir as perdas associadas à comutação.

3.1 ANÁLISE DA SVM TRADICIONAL PARA DIFERENTES NÍVEIS

A técnica de modulação por vetores espaciais (SVM) é amplamente reconhecida e adotada comercialmente, graças às suas características distintas, tais como a minimização do número de comutações, baixo nível de conteúdo harmônico e a capacidade de alcançar índices de modulação maiores que a unidade. Essas qualidades contribuem para uma melhor eficiência na utilização do barramento CC e permitindo a geração de formas de onda de saída de alta qualidade. Entretanto, a eficácia em reduzir as comutações e os níveis harmônicos depende criticamente da escolha adequada da sequência de comutação; uma seleção imprópria pode levar a resultados adversos.

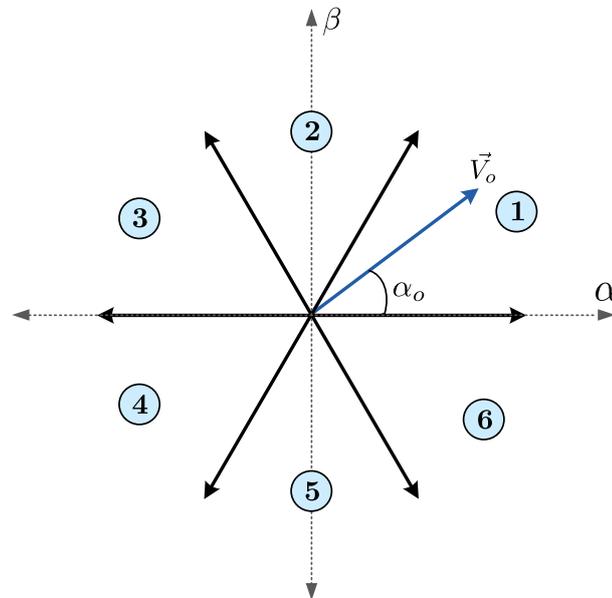
Apesar de suas vantagens, a SVM enfrenta desafios, como a complexidade computacional imposta pelo elevado volume de cálculos necessários para gerar os sinais de PWM (*Pulse Width Modulation*) destinados ao conversor. Esse desafio se intensifica com o aumento do número de níveis do conversor. A maior parte dos cálculos na modulação SVM é dedicada à definição dos vetores e dos estados de comutação, sendo que o número de estados de comutação escala em função cúbica (n^3) com o número de níveis do conversor. Apesar desses desafios, as vantagens proporcionadas pela técnica de modulação motivam a busca contínua por melhorias. A literatura especializada, como evidenciado em [83], apresenta diversas propostas para otimizar o processo e mitigar as dificuldades relacionadas à complexidade computacional da SVM.

3.1.1 SVM de dois níveis

A Figura 23 ilustra o plano básico da SVM para conversores de dois níveis. Ao considerar o vetor de referência \vec{V}_o observa-se a existência de seis setores distintos onde este pode ser

posicionado. A determinação do setor específico em que \vec{V}_o se encontra é efetuada pelo cálculo do ângulo α_o . Dado que cada setor abrange 60° , a informação sobre o valor de α_o permite a identificação da posição do vetor dentre os seis setores.

Figura 23 – SVM básico de dois níveis.



Fonte: Autoria própria.

Na formação do vetor de referência durante o funcionamento da modulação, dentro da zona de operação linear de um conversor específico, selecionam-se os três vetores mais próximos ao ponto \vec{V}_o , que corresponde à ponta da flecha representativa do vetor de referência. No contexto do SVM básico, adota-se consistentemente o vetor superior e o vetor inferior de cada setor, além do vetor nulo. As razões cíclicas para cada um desses vetores são estipuladas conforme a Equação (19).

$$d_{sup} = m_v \cdot \text{sen}(\pi/3 - \tilde{\alpha}_o) \quad (19)a$$

$$d_{inf} = m_v \cdot \text{sen}(\tilde{\alpha}_o) \quad (19)b$$

$$d_0 = 1 - d_{sup} - d_{inf} \quad (19)c$$

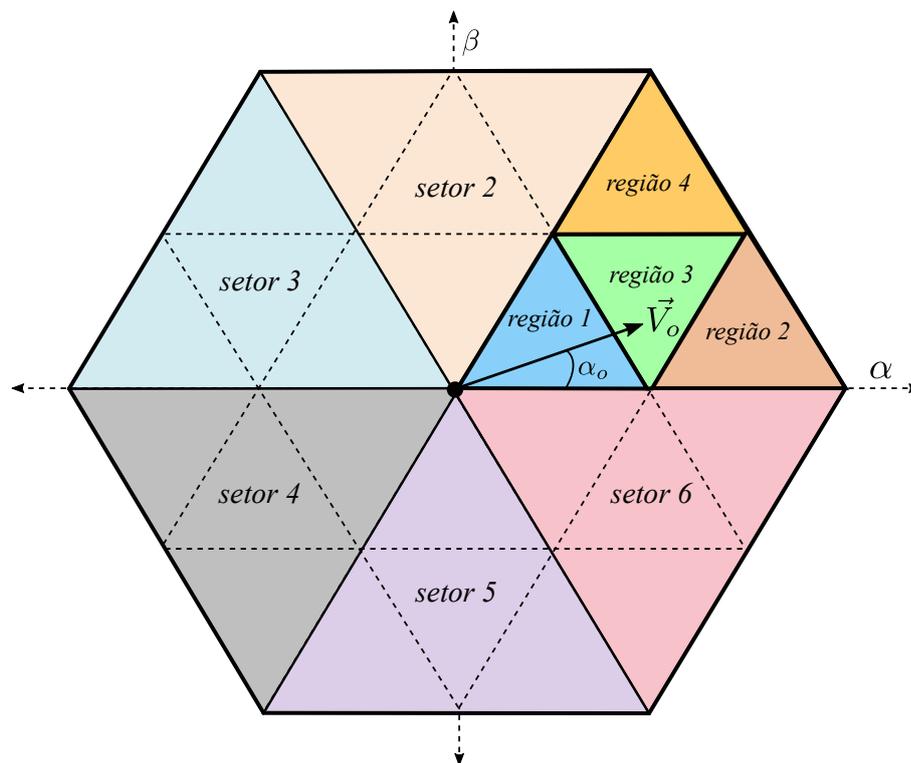
A variável m_v denota o índice de modulação, enquanto $\tilde{\alpha}_o$ indica o ângulo interno de um setor, que varia de 0° a 60° .

3.1.2 SVM de três níveis

O método SVM de três níveis, apresentado na Figura 24, incrementa a complexidade na identificação do vetor de referência \vec{V}_o . Embora o esquema ainda divida o espaço em

seis setores de 60° , cada setor agora é subdividido em quatro triângulos, chamados regiões, aumentando a precisão necessária. Além de determinar o ângulo $\tilde{\alpha}_o$, torna-se essencial calcular a amplitude de \vec{V}_o . A identificação dos três vetores mais próximos ao ponto de referência exige uma análise mais detalhada, não somente do ângulo α_o , mas também da magnitude de \vec{V}_o . Conseqüentemente, técnicas matemáticas avançadas são aplicadas para localizar o vetor de referência, processo que se torna mais complexo com o aumento dos níveis do conversor, como descrito em [84].

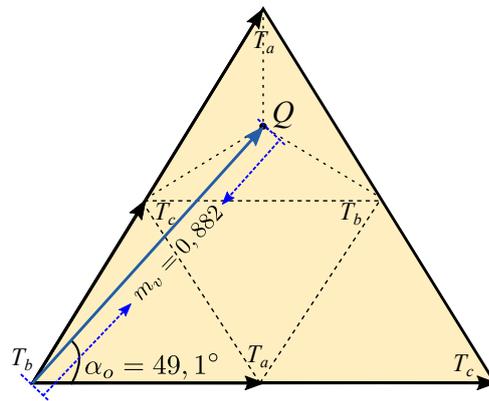
Figura 24 – SVM de três níveis.



Fonte: Autoria própria.

Os cálculos das razões cíclicas diferem para cada região, definida pelos triângulos menores dentro dos setores, e requerem a aplicação de equações específicas. Considerando a Figura 25 e a Tabela 6 como referências, é possível exemplificar o cálculo para um vetor localizado no ponto Q, situado no centro exato de um triângulo na região 4. Os vetores \vec{V}_2 , \vec{V}_7 e \vec{V}_{14} têm o mesmo tamanho desde a origem até o ponto Q. Esta condição é verificada ao inserir $\alpha_o = \tilde{\alpha}_o = 49,1$ e $m_v = 0,882$ nas equações correspondentes da Tabela 6, o que resulta em $T_a = T_b = T_c = 0,333 T_s$.

Figura 25 – Exemplo do cálculo dos tempos de cada vetor no ponto Q.

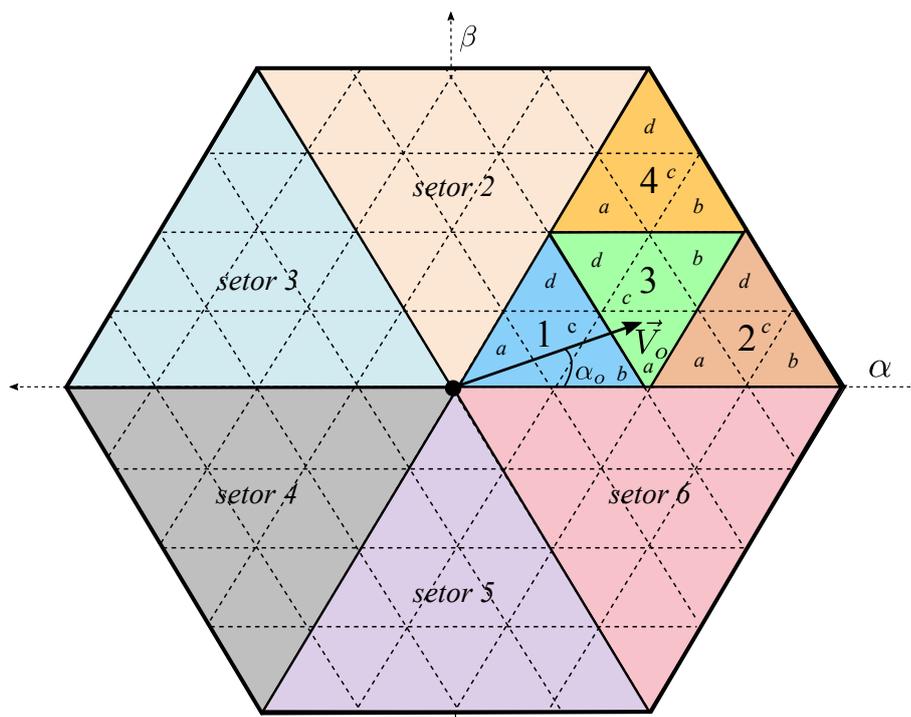


Fonte: Autoria própria.

3.1.3 SVM de cinco níveis

A evolução para conversores de cinco níveis, como mostrado na Figura 26, introduz quatro subdivisões adicionais em cada região, marcadas como (a, b, c, d) , aumentando a complexidade dos cálculos necessários para identificar os três vetores mais próximos ao ponto de referência. Este aumento na complexidade exige iterações adicionais para determinar os vetores apropriados, conforme descrito em detalhe em [84], que também discute o cálculo das razões cíclicas nesse cenário avançado.

Figura 26 – SVM de cinco níveis.



Fonte: Autoria própria.

3.1.4 Considerações sobre a SVM tradicional

À medida que se aumenta o número de níveis na Modulação por Vetores Espaciais (SVM), a complexidade da sua implementação cresce devido ao maior número de vetores e estados de comutação requeridos. Identificar os vetores mais próximos ao vetor de referência se torna um desafio notável. Além disso, o cálculo de razões cíclicas se torna um processo complexo, exigindo o uso de funções trigonométricas, como seno, cosseno e, em alguns casos, arco-tangente.

A proposta de Celanovic, descrita em [83], apresenta uma solução para os desafios enfrentados na implementação da SVM tradicional, através da introdução da SVM rápida (*Fast SVM*). Esta técnica propõe a geração de um mapa de vetores onde estes assumem sempre valores inteiros no plano transformado, simplificando o processo ao eliminar a divisão em setores e regiões. Contudo, essa abordagem foca nas tensões de linha, o que leva à perda de informações sobre a tensão de modo comum. Para manter essa informação e aplicar a SVM rápida, algumas manipulações matemáticas são propostas, conforme discutido em [85, 86, 87].

3.2 MODULAÇÃO RÁPIDA POR VETORES ESPACIAIS

O princípio da transformada Alfa-Beta, representado pela Equação (20), estabelece que uma matriz de constantes multiplicadas pelas tensões de fase seja capaz de gerar um mapa de vetores.

$$\vec{V}_{ref}(V_\alpha, V_\beta, V_\gamma) = T \cdot \vec{V}_{ref}(V_a, V_b, V_c) \quad (20)$$

A relação entre as tensões de linha V_{ab} e V_{bc} , a tensão de modo comum V_γ e as tensões de fase V_a , V_b e V_c , pode ser definida como:

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_\gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (21)$$

A tensão V_{ca} é resultante de uma combinação linear das outras duas tensões de linha. Portanto, utiliza-se a última linha para o cálculo da tensão de modo comum. As tensões de fase podem ser obtidas mediante a transformada inversa em $\alpha\beta\gamma$, conforme expresso na Equação (22).

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta\gamma}^{-1} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_\gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_\gamma \end{bmatrix} \quad (22)$$

Ao substituir a Equação (22) na Equação (21), estabelece-se a relação entre o novo

plano e o sistema $\alpha\beta\gamma$.

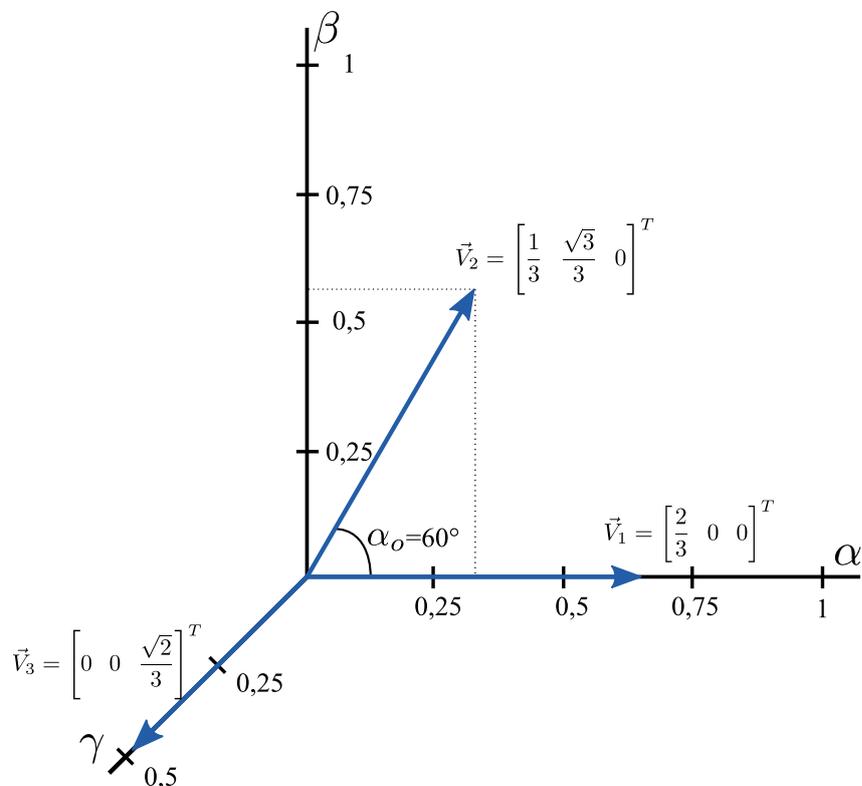
$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{\gamma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \sqrt{3} & 0 \\ 0 & 0 & 3\frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \\ V_{\gamma} \end{bmatrix} \quad (23)$$

Realizando a inversão, estabelece-se a relação de $\alpha\beta\gamma$ com o novo plano:

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \\ V_{\gamma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{1}{3} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{\gamma} \end{bmatrix} \quad (24)$$

Para evidenciar a relação existente entre o novo plano e o tradicional plano Alfa-Beta, recorre-se ao uso da matriz apresentada na Equação (24). Nesta matriz, os vetores são definidos como: $\vec{V}_1 = [\frac{2}{3} \ 0 \ 0]^T$, $\vec{V}_2 = [\frac{1}{3} \ \frac{\sqrt{3}}{3} \ 0]^T$ e $\vec{V}_3 = [0 \ 0 \ \frac{\sqrt{2}}{3}]^T$. Importante destacar que esses vetores não apresentam ortogonalidade entre si, sendo possível visualizar sua configuração espacial na Figura 27, onde os vetores \vec{V}_1 e \vec{V}_2 formam um ângulo de 60° um com o outro. A fim de prevenir qualquer ambiguidade relativa às variáveis empregadas, o novo plano vetorial é aqui nomeado como $l\gamma$, definido da seguinte forma:

Figura 27 – Relação entre o novo sistema de coordenadas e o plano $\alpha\beta\gamma$.

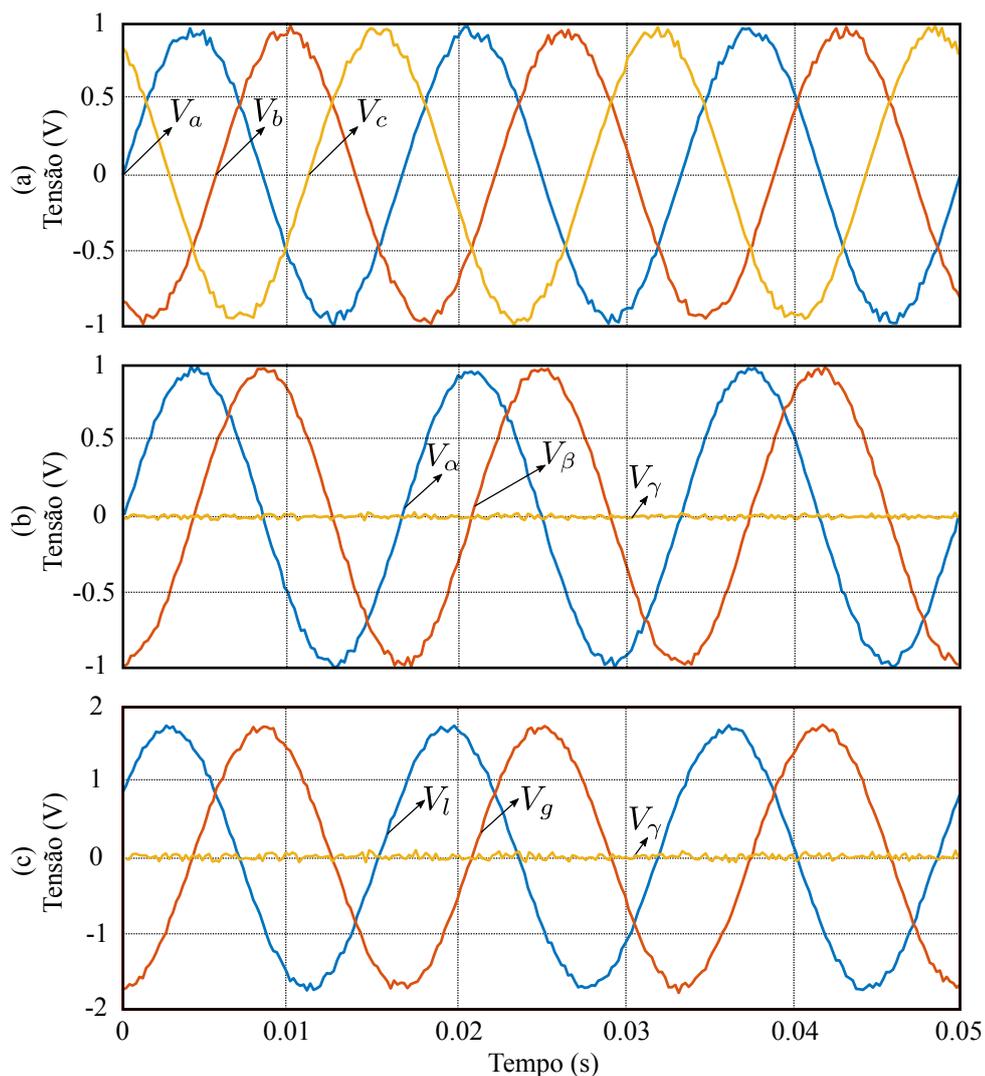


Fonte: Baseado em [85].

$$\begin{bmatrix} V_l \\ V_g \\ V_\gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (25)$$

A figura 28 ilustra a transição de plano para um sistema trifásico genérico. A seção (a) apresenta as tensões de fase como ponto de referência. Subsequentemente, a seção (b) ilustra o plano tradicional $\alpha\beta\gamma$. Já na seção (c), revela-se o novo plano concebido, aqui denominado $lg\gamma$. Nota-se uma variação tanto nas amplitudes quanto nas fases em comparação ao plano Alfa-Beta, abrangendo também a componente de modo comum, cuja amplitude se evidencia por ser duas vezes superior à correspondente no modo comum da transformação Alfa-Beta. Essas alterações são necessárias para assegurar que o novo plano resulte em vetores inteiros, incluindo a tensão de modo comum.

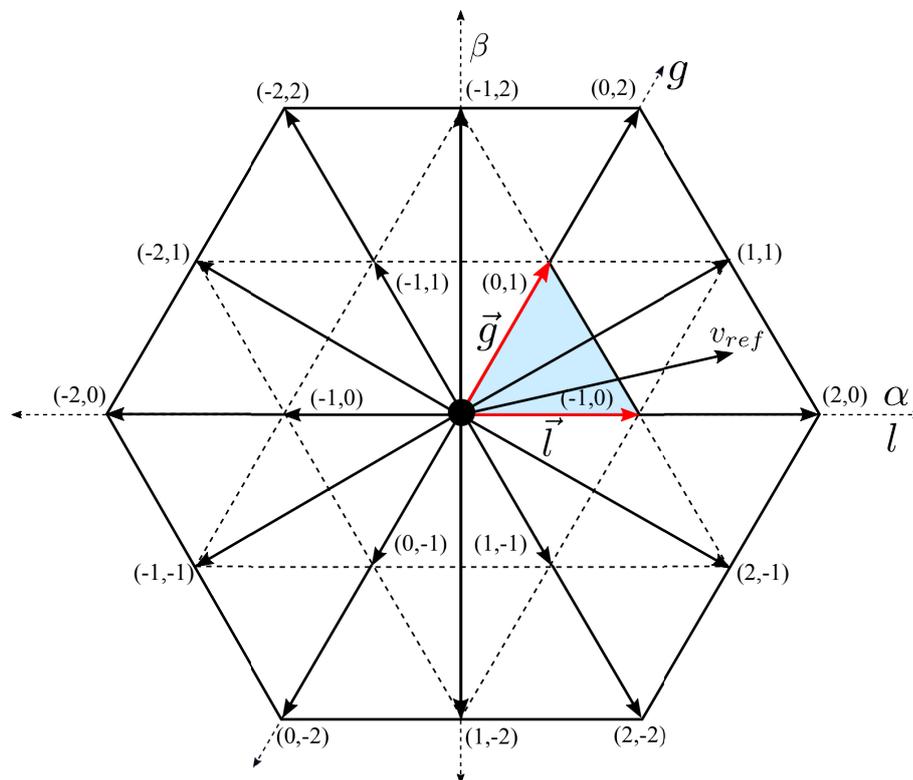
Figura 28 – Comparação dos planos: (a) As tensões de fase de referência; (b) Tensões em coordenadas $\alpha\beta\gamma$; (c) Tensões em coordenadas $lg\gamma$.



Fonte: Autoria própria.

A aplicação da Equação (25) em um conversor de três níveis resulta em vetores \vec{l} e \vec{g} constituídos exclusivamente por números inteiros. A Figura 29 exibe o plano vetorial dentro do contexto do hexágono tradicional. No entanto, a interpretação de vetores inteiros neste plano hexagonal não se mostra intuitiva. Dessa forma, recomenda-se a rotação do plano a fim de alcançar um ângulo de 90° entre os eixos l e g , o que simplifica a visualização, conforme ilustrado na Figura 30.

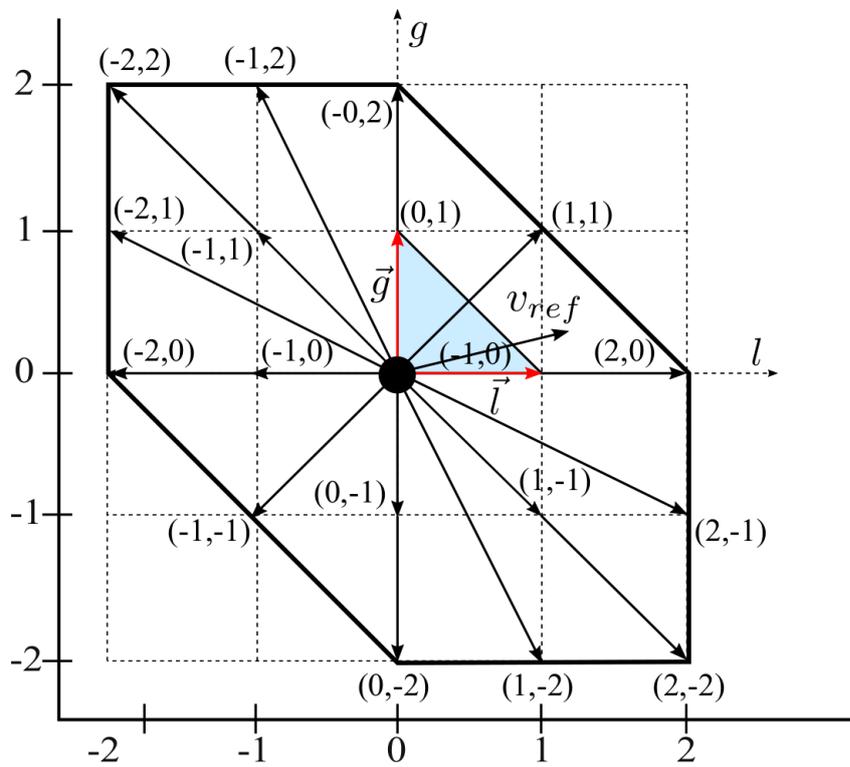
Figura 29 – Vetores do sistema de coordenadas lg no plano hexagonal.



Fonte: Autoria própria.

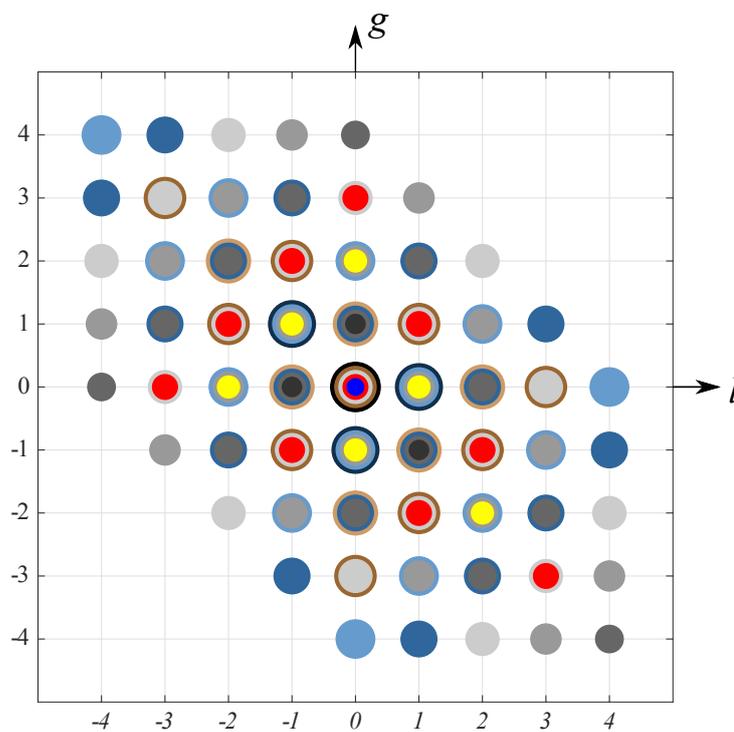
A aplicação da transformada definida pela Equação (25) facilita o cálculo dos valores de modo comum, os quais são invariavelmente inteiros. A Figura 31 demonstra os vetores associados a um conversor de cinco níveis, onde os círculos sobrepostos simbolizam os vetores redundantes que conduzem a distintos valores de modo comum. Em complemento, a Figura 32 exibe o mapeamento dos vetores em uma representação tridimensional, possibilitando uma visualização detalhada dos vetores de modo comum.

Figura 30 – Vetores do sistema lg .



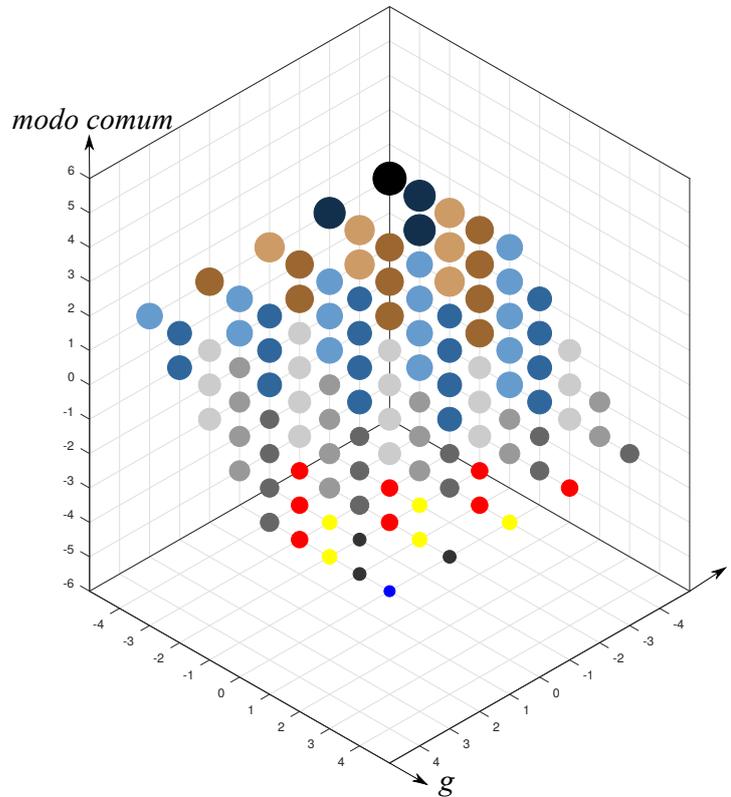
Fonte: Autoria própria.

Figura 31 – Plano lgy de cinco níveis.



Fonte: Autoria própria.

Figura 32 – Plano lgy de cinco níveis em 3D.



Fonte: Autoria própria.

O novo mapa vetorial, gerado através da implementação da SVM rápida, proporciona simplificação ao eliminar a necessidade de divisão em setores e regiões específicas. Este método simplificado exige apenas a identificação dos quatro vetores adjacentes ao vetor de referência. As definições desses vetores são detalhadas nas equações de (26)a até (26)d, conforme inicialmente proposto por Celanovic em [83]. Dentro deste contexto, \vec{V}_{refl} e \vec{V}_{refg} são interpretados como as projeções do vetor de referência nos eixos l e g , respectivamente.

$$\vec{V}_{ul} = \begin{bmatrix} [\vec{V}_{refl}] \\ [\vec{V}_{refg}] \end{bmatrix} \quad (26)a$$

$$\vec{V}_{lu} = \begin{bmatrix} [\vec{V}_{refl}] \\ [\vec{V}_{refg}] \end{bmatrix} \quad (26)b$$

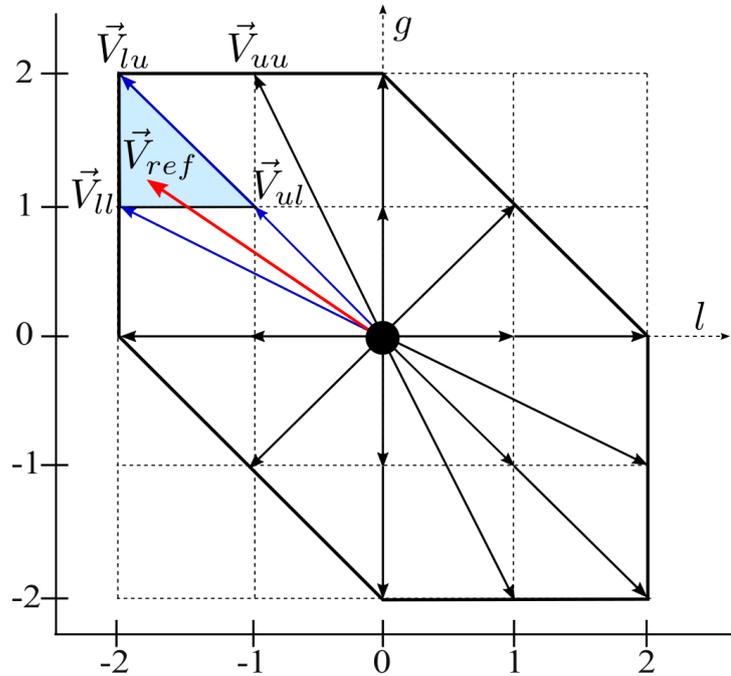
$$\vec{V}_{ll} = \begin{bmatrix} [\vec{V}_{refl}] \\ [\vec{V}_{refg}] \end{bmatrix} \quad (26)c$$

$$\vec{V}_{uu} = \begin{bmatrix} [\vec{V}_{refl}] \\ [\vec{V}_{refg}] \end{bmatrix} \quad (26)d$$

A fim de exemplificar a aplicação da transformada, um caso específico é demonstrado

na Figura 33. Define-se o vetor de referência como $\vec{V}_{ref} = [-1,8 \ 1,2]^T$. Procede-se então ao cálculo dos quatro vetores, empregando as equações estabelecidas em (27).

Figura 33 – Representação da seleção dos setores no espaço vetorial.



Fonte: Autoria própria.

$$\vec{V}_{ul} = \begin{bmatrix} [-1,8] \\ [1,2] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (27)a$$

$$\vec{V}_{lu} = \begin{bmatrix} [-1,8] \\ [1,2] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2 \\ 2 \end{bmatrix} \quad (27)b$$

$$\vec{V}_{ll} = \begin{bmatrix} [-1,8] \\ [1,2] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (27)c$$

$$\vec{V}_{uu} = \begin{bmatrix} [-1,8] \\ [1,2] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 \\ 2 \end{bmatrix} \quad (27)d$$

Há diversas estratégias para selecionar três dos quatro vetores disponíveis com o propósito de constituir o vetor de referência. Todavia, a metodologia mais elementar envolve a premissa de que os vetores localizados na diagonal inferior direita (\vec{V}_{ul}) e na diagonal superior esquerda (\vec{V}_{lu}) podem invariavelmente ser empregados na construção de um triângulo [83]. Dessa forma, a determinação do terceiro vetor necessário é efetuada por meio de uma análise comparativa. Esta comparação é executada conforme descrito pela Equação (28), que estabelece o critério para optar entre os vetores \vec{V}_{uu} e \vec{V}_{ll} .

$$\vec{V} = \begin{cases} \vec{V}_{ll}, & \vec{V}_{refl} + \vec{V}_{refg} - \vec{V}_{ull} - \vec{V}_{ulg} > 0 \\ \vec{V}_{uu}, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (28)$$

O procedimento para determinar a razão cíclica depende exclusivamente de dois conjuntos de equações, sem variação em função da posição espacial do vetor de referência. No cenário em que o terceiro vetor selecionado seja \vec{V}_{ll} , as razões cíclicas são derivadas utilizando-se a Equação (29). Alternativamente, na circunstância de escolha do vetor \vec{V}_{uu} , a Equação (30) é aplicada para o cálculo das razões cíclicas.

$$\delta_{ul} = \vec{V}_{refl} - \vec{V}_{ll} \quad (29)a$$

$$\delta_{lu} = \vec{V}_{refg} - \vec{V}_{llg} \quad (29)b$$

$$\delta_{ll} = 1 - \delta_{ul} - \delta_{lu} \quad (29)c$$

$$\delta_{ul} = \vec{V}_{uug} - \vec{V}_{refg} \quad (30)a$$

$$\delta_{lu} = \vec{V}_{uul} - \vec{V}_{refl} \quad (30)b$$

$$\delta_{uu} = 1 - \delta_{ul} - \delta_{lu} \quad (30)c$$

As equações aplicáveis permanecem inalteradas, independentemente da quantidade de níveis presentes no conversor. Esta propriedade distingue significativamente a modulação em questão da SVM tradicional, que exige cálculos adicionais adaptados a cada incremento de nível. Entre as vantagens destacáveis desta abordagem de modulação incluem-se a utilização de números inteiros para a elaboração dos vetores e a formulação simplificada para o cálculo dos tempos de comutação, eliminando a necessidade de recorrer a funções trigonométricas como senos e cossenos. Estes atributos facilitam significativamente a implementação em um FPGA (*Field Programmable Gate Array*). Em contrapartida, ao empregar um DSC (*Digital Signal Controller*), a simplificação dos cálculos inerente à SVM rápida minimiza o esforço computacional demandado. O Algoritmo 1 ilustra o pseudocódigo destinado ao processamento das razões cíclicas para um conversor de níveis genéricos. A nova técnica de modulação destaca-se pela sua eficiência e simplicidade, comprovadas pelo limitado conjunto de equações e pela simplificação das operações matemáticas.

Algoritmo 1: Modulação genérica**Input:** $V_{in} = \{V_A, V_B, V_C\}$ **Output:** $\{\delta_{ul}, \delta_{lu}, \delta_o\}$

```

1  $I_g = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$ 
2  $Ref \leftarrow I_g * V_{in}$ 
3  $V_{ul} \leftarrow \begin{bmatrix} \lceil Ref[0] \rceil & \lfloor Ref[1] \rfloor \end{bmatrix}$ 
4  $V_{lu} \leftarrow \begin{bmatrix} \lfloor Ref[0] \rfloor & \lceil Ref[1] \rceil \end{bmatrix}$ 
5  $V_{ll} \leftarrow \begin{bmatrix} \lfloor Ref[0] \rfloor & \lfloor Ref[1] \rfloor \end{bmatrix}$ 
6  $V_{uu} \leftarrow \begin{bmatrix} \lceil Ref[0] \rceil & \lceil Ref[1] \rceil \end{bmatrix}$ 
7 if  $(Ref[0] + (Ref[1]) - (V_{ul}[0] + V_{ul}[1]) > 0$  then
8    $\delta_{ul} \leftarrow Ref[0] - V_{ll}$ 
9    $\delta_{lu} \leftarrow Ref[1] - V_{ll}$ 
10   $\delta_o \leftarrow 1 - \delta_{ul} - \delta_{lu}$ 
11 else
12   $\delta_{ul} \leftarrow Ref[0] - V_{uu}$ 
13   $\delta_{lu} \leftarrow Ref[1] - V_{uu}$ 
14   $\delta_o \leftarrow 1 - \delta_{ul} - \delta_{lu}$ 

```

3.3 CONSIDERAÇÕES SOBRE A NOVA SVM RÁPIDA

Este capítulo destaca as complexidades inerentes à implementação da SVM tradicional diante do incremento no número de níveis em conversores. Discute-se, com base em [83], a proposição de Celanovic de um método que concebe um plano vetorial de números inteiros, embora tal abordagem não contemplasse o cálculo da tensão de modo comum, nem explorasse alternativas para sequências de comutação. Em etapa subsequente, examina-se uma modificação na matriz visando tanto a geração de um plano vetorial integral quanto a determinação do vetor de modo comum por meio de números inteiros [85].

A modulação adaptada é aplicável a conversores de qualquer quantidade de níveis, sob a condição de que a distância entre os vetores no espaço vetorial seja uniforme. Em outras palavras, a técnica analisada revela-se impraticável para conversores com configurações assimétricas. No entanto, investigações recentes já estão em curso para adaptar esta metodologia a tais topologias assimétricas, conforme documentado em [85].

Em suma, a modulação rápida oferece benefícios substanciais quando comparada à SVM tradicional. A capacidade de simplificar o cálculo dos vetores utilizando números inteiros, aliada à dispensa da segmentação em setores e regiões específicas, contribui para uma imple-

mentação mais ágil e eficaz. Adicionalmente, o método de cálculo das razões cíclicas revela-se mais conciso, exigindo um menor número de equações e, conseqüentemente, reduzindo o tempo de execução. Estas qualidades destacam a modulação rápida como uma alternativa promissora para aplicação em conversores multiníveis, garantindo uma superioridade em termos de desempenho computacional e praticidade de implementação, sobretudo em dispositivos FPGA (*Field Programmable Gate Array*).

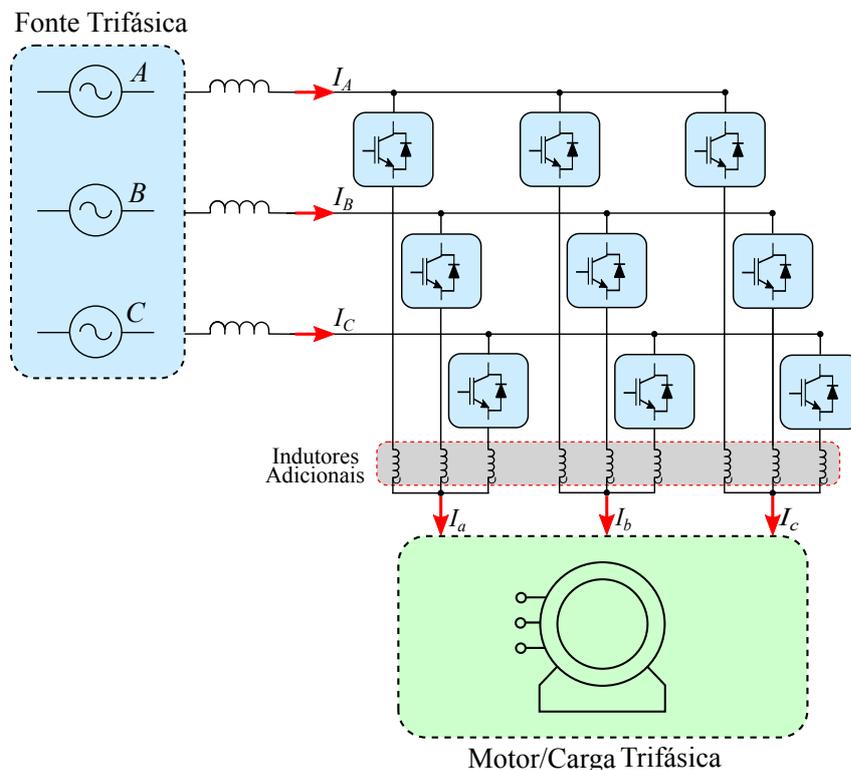
4 CONVERSOR MODULAR MATRICIAL MULTINÍVEL

Este capítulo dedica-se à análise das configurações possíveis para o Conversor Modular Matricial Multinível (M3C) e sua operação. A configuração base é constituída por nove células de comutação, com a flexibilidade de adicionar células adicionais em série para aumentar os níveis de tensão do conversor. A topologia básica é capaz de produzir três níveis de tensão de linha. Ademais, o capítulo aborda a introdução da modulação SVM rápida, especificamente desenvolvida para este tipo de conversor, representando uma das contribuições desta tese.

4.1 CONFIGURAÇÕES DO M3C

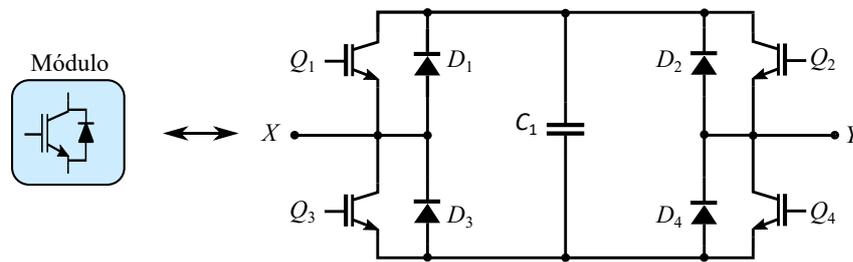
A configuração básica do conversor é ilustrada na Figura 34, onde se observa que o conversor é composto por nove células de comutação interligando a entrada e a saída, remetendo fortemente à topologia de um conversor matricial tradicional. A principal diferença está na concepção da célula de comutação, que incorpora uma ponte de IGBTs e diodos conectados a um capacitor, conforme detalhado na Figura 35. Esta célula é idêntica à empregada em conversores modulares multiníveis com configuração de ponte completa. Entretanto, difere do conversor CHB pela adoção de um capacitor para a provisão de energia constante, ao invés de uma fonte CC isolada, uma característica viabilizada pela arquitetura matricial do conversor.

Figura 34 – Topologia M3C com indutor.



Fonte: Autoria própria.

Figura 35 – Célula de ponte completa com capacitor grampeado (módulo).



Fonte: Autoria própria.

O M3C sintetiza as tensões de entrada e saída através da energia armazenada nos capacitores, o que requer a regulação constante dessas tensões dentro de faixas aceitáveis. Indutores são implementados em ambos os lados do conversor, desempenhando funções de filtragem. Contudo, no lado de saída, caso a carga seja uma máquina de indução, a remoção do indutor e a utilização da indutância própria da máquina podem ser consideradas, desde que esta indutância se adéque às exigências do sistema. Adicionalmente, indutores são incorporados em série com cada um dos nove módulos, com o objetivo de limitar a taxa de variação da corrente. Esta arquitetura confere ao conversor a capacidade de operar tanto em modos de abaixamento quanto de elevação de tensão, ampliando sua versatilidade e potencial de aplicação.

Dentro do contexto de conversores matriciais, duas regras fundamentais de circuito precisam ser estritamente obedecidas para prevenir danos ao conversor, conforme elucidado por Erickson [28]. As regras essenciais são:

- Sempre garantir a continuidade do caminho da corrente, tanto na entrada quanto na saída do conversor, evitando a interrupção do fluxo de corrente.
- Evitar a conexão direta entre duas fases do mesmo lado do conversor, prevenindo o estabelecimento de curtos-circuitos entre fontes de tensão.

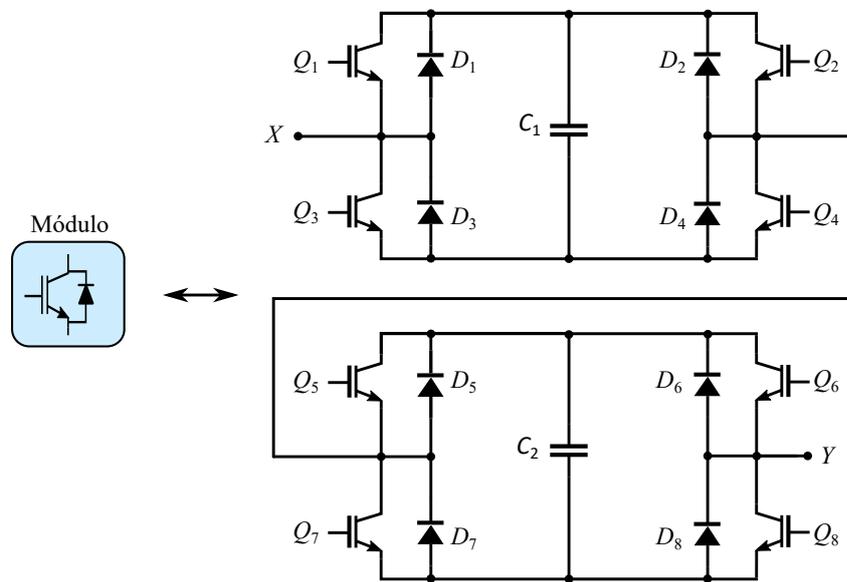
O conversor matricial convencional necessita de um circuito de grampeamento dedicado para mitigar sobretensões e prevenir danos ao equipamento. Entretanto, o M3C incorpora a capacidade de absorver essas sobretensões diretamente com o capacitor integrado à própria célula de comutação. Dessa forma, elimina-se a exigência de um circuito adicional especificamente para essa finalidade.

Conforme destacado nas obras de Erickson e colaboradores [88, 55, 81], a topologia fundamental do M3C é caracterizada por dois modos distintos de operação. No primeiro modo, o conversor produz uma tensão de linha de três níveis em ambos os lados (entrada e saída), exigindo que os níveis de tensão de ambos os lados sejam aproximadamente equivalentes, com a tensão em cada capacitor sendo ligeiramente superior à tensão de linha respectiva. No segundo modo, o conversor é capaz de operar com três níveis de tensão de linha em um lado e cinco níveis no outro. Esta configuração requer que as tensões de entrada e saída sejam

distintas, e a tensão nos capacitores deve exceder a maior tensão de linha, seja na entrada ou na saída.

A expansão do número de níveis no conversor requer a adição de conversores de ponte completa adicionais em série. A Figura 36 ilustra a conexão de dois submódulos em série, formando assim um único módulo. Conseqüentemente, conforme exemplificado na Figura 34, a utilização do módulo representado na Figura 36 resulta em um total de 18 submódulos, os quais, no entanto, compõem apenas 9 módulos. Desta forma, o incremento no número de níveis do conversor implica um aumento exclusivamente no número de submódulos, mantendo-se a topologia com um total de 9 módulos. Esta configuração é capaz de produzir cinco níveis de tensão quando as tensões de entrada e saída são aproximadamente equivalentes.

Figura 36 – Módulo com duas pontes completas em série.



Fonte: Autoria própria.

Nesta tese, adota-se a configuração que compreende seis submódulos em série, a qual é capaz de gerar treze níveis na tensão de linha. A investigação relativa à modulação e ao controle será conduzida especificamente para esta configuração. No entanto, é importante salientar que a metodologia de análise empregada é versátil e pode ser aplicada a outras configurações de tensão, permitindo a reprodução dos estudos em diferentes níveis de tensão com ajustes correspondentes.

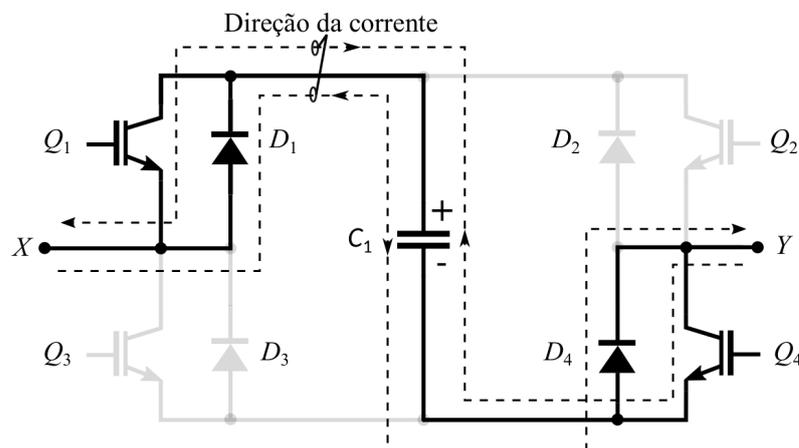
4.2 ESTADOS DA CÉLULA DE COMUTAÇÃO

Cada ponte completa, conforme descrito na literatura, é capaz de gerar três níveis de tensão distintos: V_{cap} , 0 e $-V_{cap}$. Aqui, V_{cap} denota a tensão armazenada no capacitor de cada submódulo. Uma propriedade relevante é a capacidade da ponte completa de bloquear tensões

inferiores a V_{CAP} apenas. Os estados que correspondem às diferentes tensões que se deseja obter podem ser ajustados de maneira independente ao fluxo de corrente através do módulo. A análise dos estados possíveis da célula de comutação será apresentada subsequentemente. Denominam-se X e Y os pontos de entrada e saída, respectivamente, do conversor de ponte completa.

- **Estado 1** A polaridade positiva do capacitor está conectada ao ponto X e a polaridade negativa ao ponto Y. Neste estado, os interruptores Q1 e Q4 estão ativos. A condução de corrente do ponto X para o Y ativa os diodos D1 e D4, resultando na carga do capacitor. Inversamente, a corrente do ponto Y para o X é conduzida pelos interruptores Q1 e Q4, promovendo a descarga do capacitor.

Figura 37 – Estado 1.

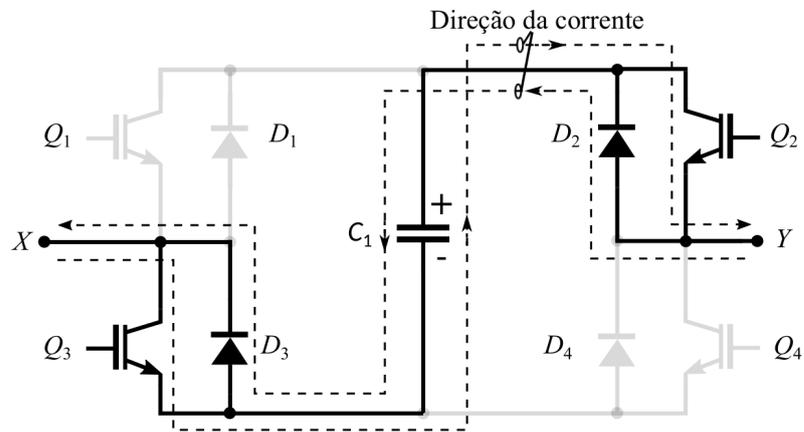


Fonte: Autoria própria.

- **Estado 2** A configuração inverte-se em relação ao Estado 1, com a polaridade positiva do capacitor conectada ao ponto Y e a negativa ao ponto X. Os interruptores Q2 e Q3 estão conduzindo. A corrente de X para Y descarrega o capacitor através dos diodos Q2 e Q3, enquanto a corrente de Y para X carrega o capacitor através dos interruptores D2 e D3.
- **Estado 3** Ocorre um curto-circuito entre os pontos X e Y quando os pares de interruptores Q1 e Q2 ou Q3 e Q4 estão ativos. Nestas condições, apenas um interruptor e um diodo são responsáveis pela condução de corrente em cada configuração. Alternar sistematicamente entre estas duas configurações constitui uma estratégia eficaz para equalizar as perdas por condução nos componentes semicondutores.
- **Estado 4** O submódulo encontra-se em estado aberto, com todos os interruptores desativados. A tensão entre os pontos X e Y precisa ser inferior à tensão armazenada no

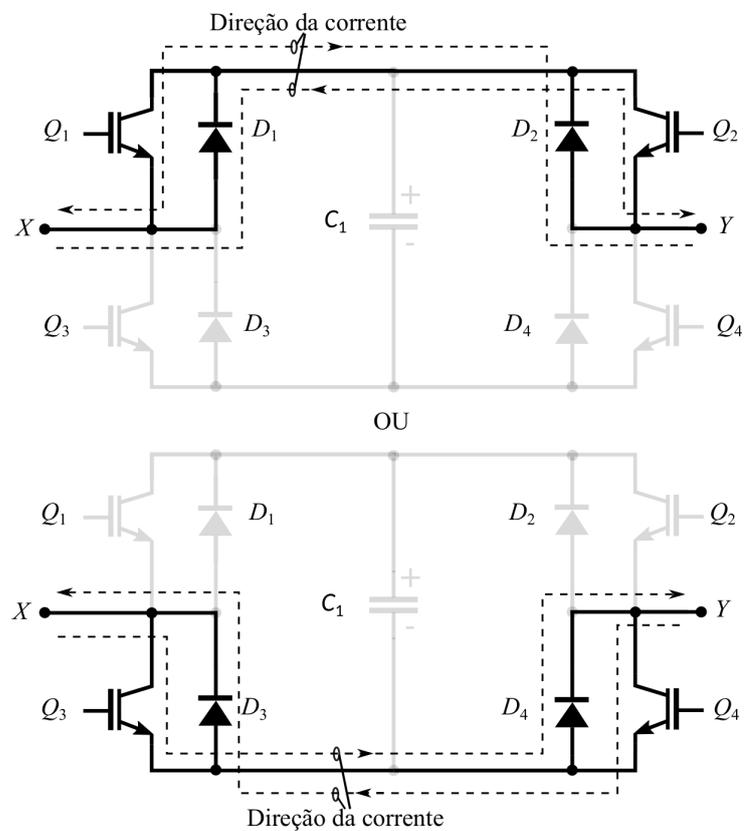
capacitor. Se essa condição não for atendida, os diodos entrarão em condução, provocando a condução involuntária e resultando na alteração do estado do submódulo.

Figura 38 – Estado 2.



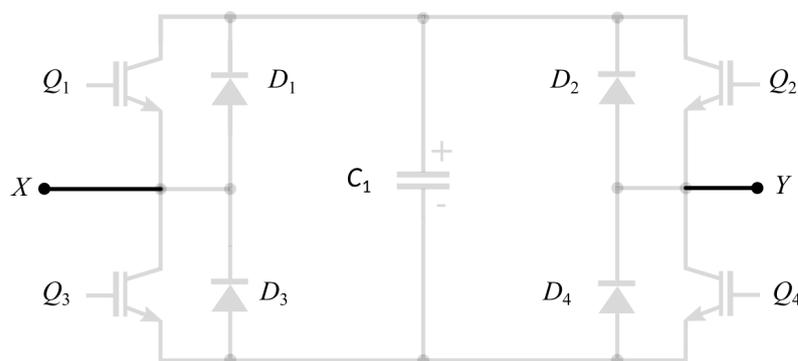
Fonte: Autoria própria.

Figura 39 – Estado 3.



Fonte: Autoria própria.

Figura 40 – Estado 4.



Fonte: Autoria própria.

4.3 CONEXÕES ENTRE MÓDULOS

A funcionalidade dos conversores matriciais segue princípios operacionais semelhantes, exigindo a aderência a regras específicas inerentes a esta categoria de conversores. Erickson [35] destacou a importância de manter a continuidade do caminho da corrente e evitar curtos-circuitos entre fases. Baseando-se nestes princípios, foi estabelecido que, para cumprir com estas diretrizes, cinco módulos devem estar conduzindo simultaneamente. A partir desta premissa, ao explorar todas as combinações possíveis de conexão entre os 9 módulos, identificam-se 81 configurações distintas. Erickson [35] não apenas catalogou estas configurações, mas também as organizou em categorias, como detalhado na Tabela 7.

Com a premissa de que sempre existem 5 módulos em condução, uma especificidade do M3C que se diferencia pelo fato de possuir tanto a entrada quanto a saída em corrente, ao contrário do CMC com saída em tensão, as regras operacionais para o matricial convencional são adaptadas para as conexões do M3C como segue:

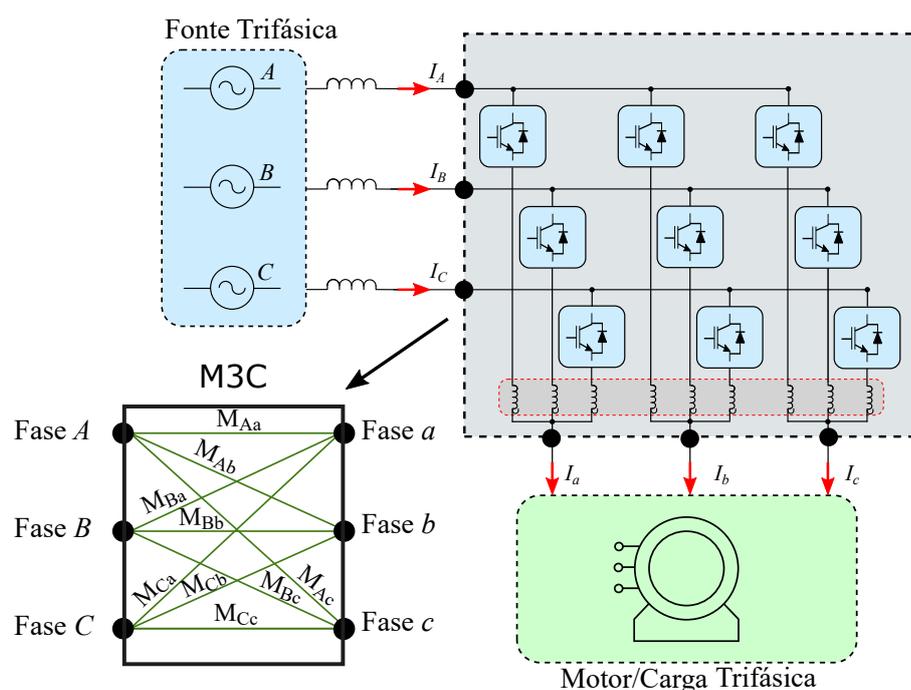
- Sempre deve haver exatamente um, e apenas um, caminho de condução entre duas fases distintas.
- Caso qualquer fase de um lado (seja na entrada ou na saída) esteja conectada a duas fases do lado oposto, então é mandatório que exista exatamente uma fase do mesmo lado com duas conexões ativas também. A terceira fase, neste contexto, deve apresentar somente uma conexão ativa.
- Se uma fase de qualquer lado (entrada ou saída) estiver conectada a todas as três fases do lado oposto, então as outras duas fases do mesmo lado devem possuir apenas uma conexão ativa cada.

Considerando que cinco módulos estão conduzindo simultaneamente e cada módulo tem a capacidade de comutar entre três níveis de tensão distintos, resultam em $3^5 = 243$ combinações possíveis para cada uma das 81 configurações de conexão dos módulos. Isso totaliza

$243 \times 81 = 19.683$ combinações únicas para a configuração básica de um submódulo. Dado que a topologia abordada neste estudo incorpora seis submódulos, o número de combinações possíveis aumenta exponencialmente para 1.889.568. Contudo, muitas dessas combinações são redundantes ou impraticáveis. Erickson propôs dois métodos de cálculo para estas combinações, um utilizando a técnica de um único capacitor e outro empregando oito capacitores. Tais métodos, no entanto, não serão explorados neste trabalho devido à sua inadequação para configurações com um número maior de submódulos em série. No entanto, a seleção de uma metodologia apropriada para esta finalidade é imperativa, e o Capítulo 5 detalhará o processo de obtenção desta configuração. A configuração escolhida deve assegurar que as tensões nos terminais do conversor estejam alinhadas com as referências estabelecidas pela modulação, conforme determinado pelos parâmetros de controle.

Nesta tese, foi desenvolvido um método de cálculo em tempo real para determinar as tensões dos módulos, visando a geração das tensões desejadas nos terminais do conversor. Esse método de cálculo destaca-se por sua rapidez, assegurando que não haja impacto significativo no tempo de controle total do conversor. Para ilustrar a aplicação deste método, a Figura 41 serve como referência. Esta figura apresenta o conversor objeto de estudo desta tese e sua representação esquemática em forma de uma caixa preta. Na representação, observam-se três fases de entrada e saída, com cada módulo simbolizado por uma linha conectada. As tensões representadas por cada linha podem adotar valores múltiplos de V_{cap} , correlacionando-se diretamente com o número de níveis do conversor.

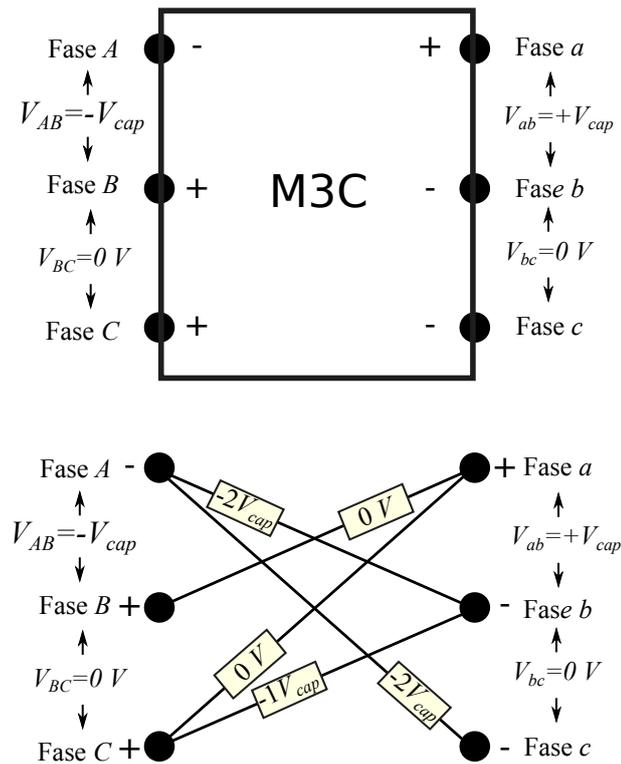
Figura 41 – Representação do M3C como uma caixa.



Fonte: Autoria própria.

Para esse exemplo, a Figura 42 ilustra o conversor e as tensões desejadas em seus terminais, onde $V_{AB} = -V_{cap}$, $V_{BC} = 0V$, e $V_{CA} = +V_{cap}$ representam as tensões entre as fases de entrada, enquanto $V_{ab} = +V_{cap}$, $V_{bc} = 0V$ e $V_{ca} = -V_{cap}$ indicam as tensões entre as fases de saída.

Figura 42 – Exemplo de conexão.



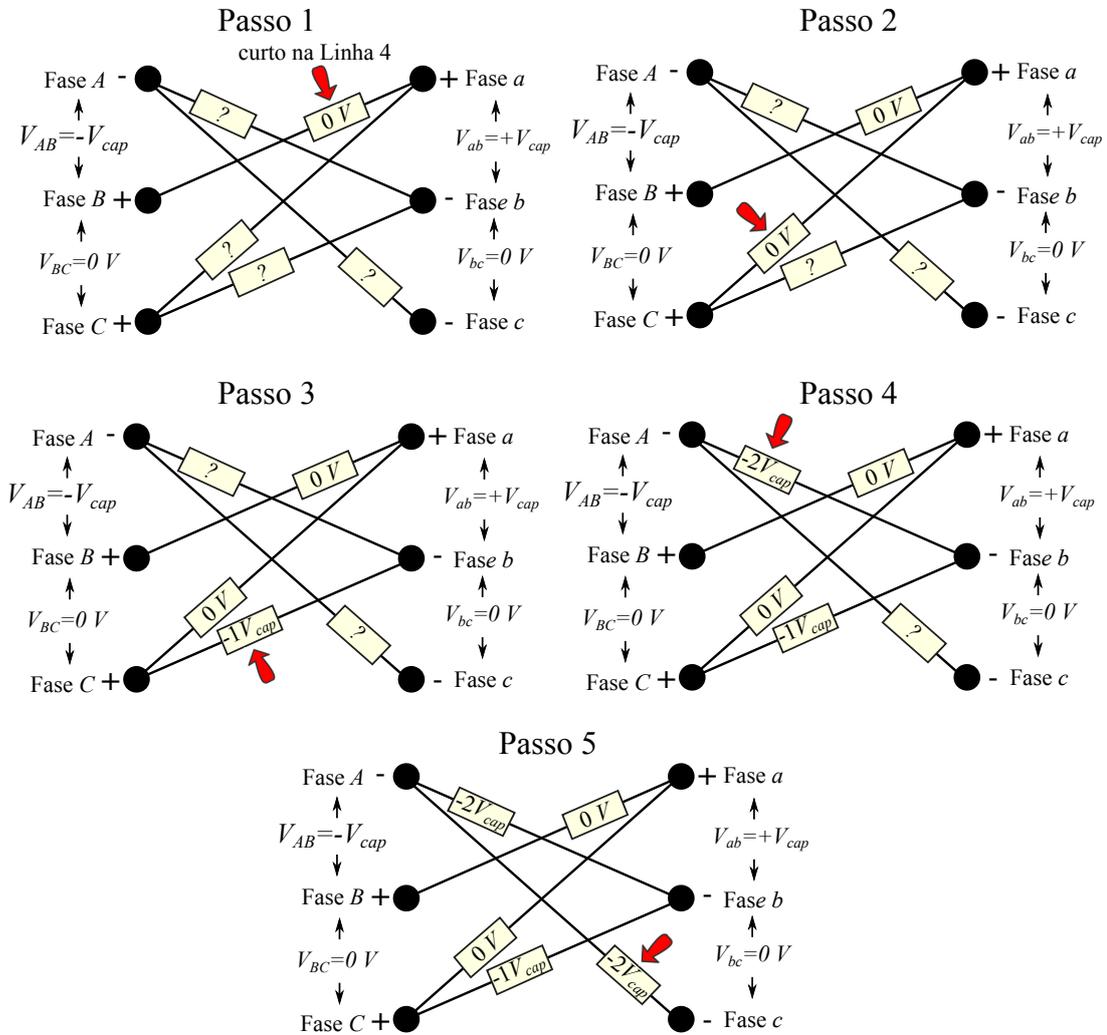
Fonte: Autoria própria.

A solução dos valores de tensão para cada módulo inicia com a obrigatoriedade de escolher uma conexão que deverá ficar em curto-circuito, isto é, com tensão igual a zero. Esta etapa é fundamental para estabelecer um ponto de referência para o sistema. Apesar dessa obrigatoriedade, existe flexibilidade na seleção específica da conexão a ser colocada em curto. Embora a decisão possa ser tecnicamente aleatória sem comprometer a operação do algoritmo, na prática, adota-se uma abordagem que visa simplificar os cálculos. Assim, a escolha da conexão a ser colocada em curto-circuito é realizada analisando-se as menores tensões de fase tanto na entrada quanto na saída, conectando-as em seguida.

A Figura 43 ilustra o procedimento para resolver a configuração proposta, partindo do pressuposto de que a corrente entrando no conversor é positiva, enquanto a corrente saindo é negativa. As tensões entre os pontos conectados são determinadas pela malha de tensão. As tensões de fase na entrada e saída, definidas pela modulação SVM, são $V_A = -1$, $V_B = 0$, e $V_C = 0$ para a entrada, e $V_a = 1$, $V_b = 0$, e $V_c = 0$ para a saída. Importante ressaltar que, neste exemplo, a escolha da conexão em curto, especificamente a do módulo M_{Ba} 4, foi

realizada de forma aleatória. Ressaltando que, embora haja 9 conexões possíveis, três para cada fase, apenas cinco dessas conexões são praticáveis.

Figura 43 – Exemplo de como resolver as conexões dos módulos.



Fonte: Autoria própria.

Com o curto-circuito previamente definido, é viável prosseguir com o cálculo da tensão de linha V_{BC} , correspondente ao Passo 2 ilustrado na Figura 43. A formulação da equação para este circuito específico é dada por:

$$M_{Ba} - M_{Ca} = V_{BC} \tag{31a}$$

$$M_{Ca} = 0 - 0 = 0 \tag{31b}$$

Prosseguindo para o terceiro passo, tem-se:

$$-M_{Ca} + M_{Cb} = V_{ab} \tag{32a}$$

$$M_{Cb} = -V_{cap} \tag{32b}$$

As tensões em cada módulo são sempre múltiplas de V_{cap} . Por essa razão, adota-se a nomenclatura apresentada na Equação (32), cujo resultado é -1. Dado que este valor é um múltiplo de V_{cap} , ele é representado por $-V_{cap}$. No passo 4, embora existam mais conexões a serem consideradas, o mesmo procedimento é aplicado.

$$M_{Ab} - M_{Cb} + M_{Ca} - M_{Ba} = V_{AB} \quad (33)a$$

$$M_{Ab} = -2V_{cap} \quad (33)b$$

O último e quinto passo envolve o cálculo da tensão do módulo M_{Ac} , sendo:

$$M_{Ac} = -2V_{cap} \quad (34)$$

Foi desenvolvido um algoritmo¹ que processa as informações das tensões de fase fornecidas pela modulação, além das configurações de ligação e curto-circuito. Esses parâmetros são estabelecidos por um algoritmo complementar, detalhado no capítulo de controle. Este algoritmo realiza a avaliação do custo associado a cada configuração de ligação, selecionando a mais adequada para implementação. Com esses dados em mãos, é possível solucionar o sistema por meio de um método baseado no circuito equivalente para cada possível combinação. Conforme ilustrado na Figura 43, o sistema é composto por quatro variáveis (incógnitas) e quatro variáveis com valores já definidos. No contexto deste sistema, as incógnitas são os valores das tensões nos módulos que precisam ser conectados, exceto pelo módulo que já foi definido como estando em curto-circuito, cujo valor é conhecido e igual a zero. Em contrapartida, as variáveis já estabelecidas correspondem às tensões de fase, que são determinadas diretamente pela modulação SVM.

4.4 ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO

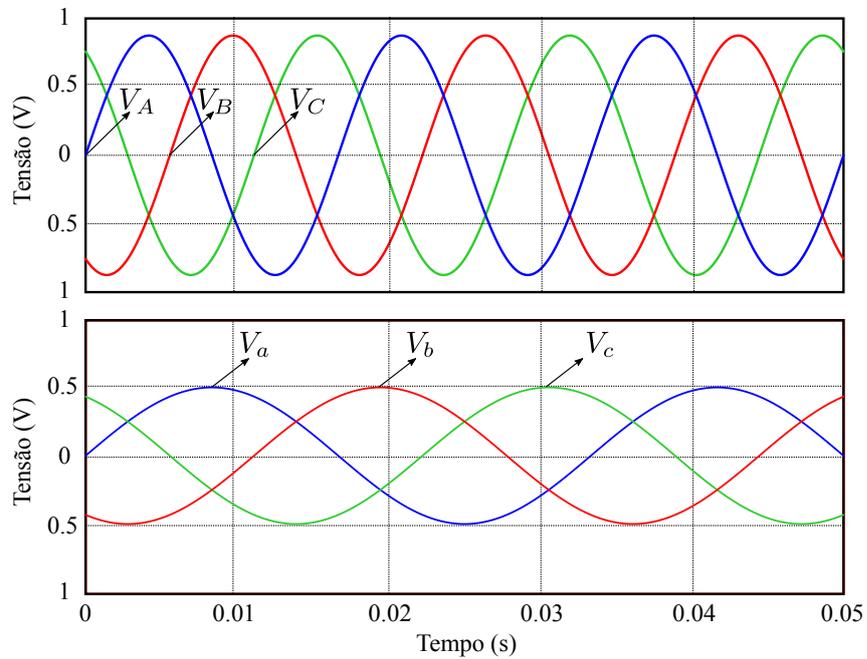
No M3C, será empregada a modulação delineada no Capítulo 3. Os conversores matriciais caracterizam-se por sua capacidade de processar energia em uma única etapa, funcionando simultaneamente como retificador e inversor. Esta singularidade implica a necessidade de duas modulações independentes que operem de forma sincronizada, uma dedicada à entrada e outra à saída do sistema. Como ilustra a Figura 44, embora a entrada e a saída possam apresentar frequências e amplitudes distintas, é essencial que ambas compartilhem o mesmo período de comutação. Essa sincronia assegura que as comutações entre entrada e saída se mantenham alinhadas ao longo do tempo.

Considerando a natureza genérica da modulação, aplicável a qualquer número de níveis do conversor, este exemplo concentra-se em um M3C de cinco níveis. Através da aplicação da transformada especificada na Equação (25), determinam-se os vetores mais próximos utilizando as Equações (26)a a (26)d. Posteriormente, identifica-se o vetor, seja \vec{V}_{uu} ou \vec{V}_{ll} , que mais se aproxima do objetivo com o auxílio da Equação (28). O resultado dessa análise é ilustrado

¹ Este código está disponível em: https://github.com/Igili/Arquivos_Publicos_Tese

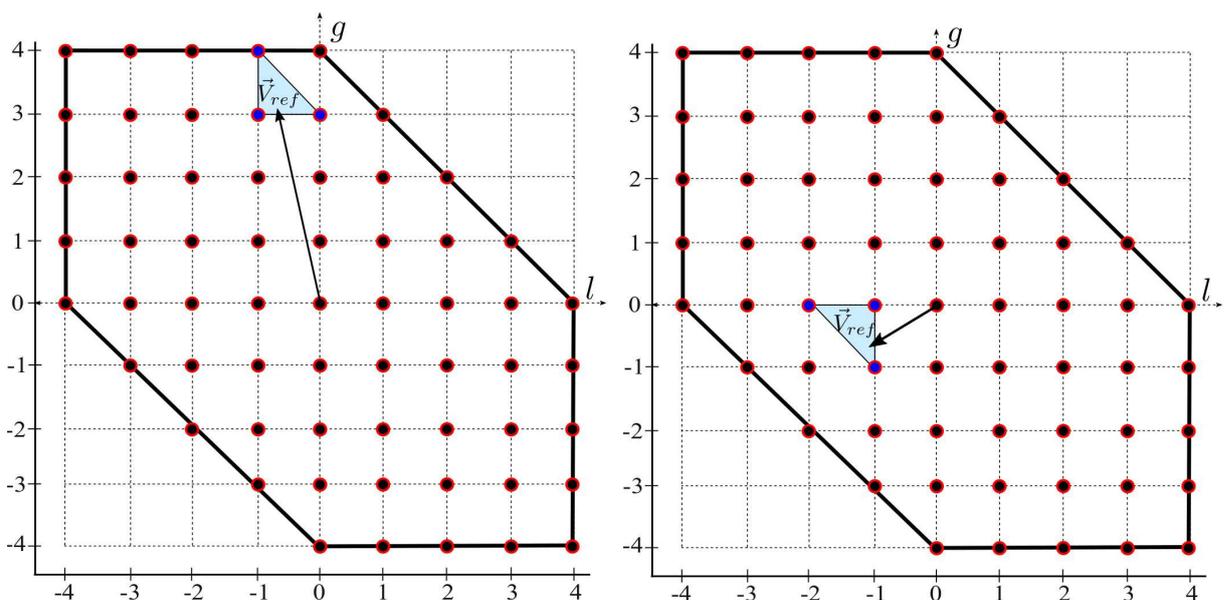
na Figura 45, evidenciando que os dois planos operam de maneira independente, cada um refletindo a amplitude e a fase desejadas pelo conversor, tanto na entrada quanto na saída.

Figura 44 – Tensões de referência para a modulação.



Fonte: Autoria própria.

Figura 45 – Exemplo dos planos vetoriais da entrada (esquerda) e saída (direita) do conversor.

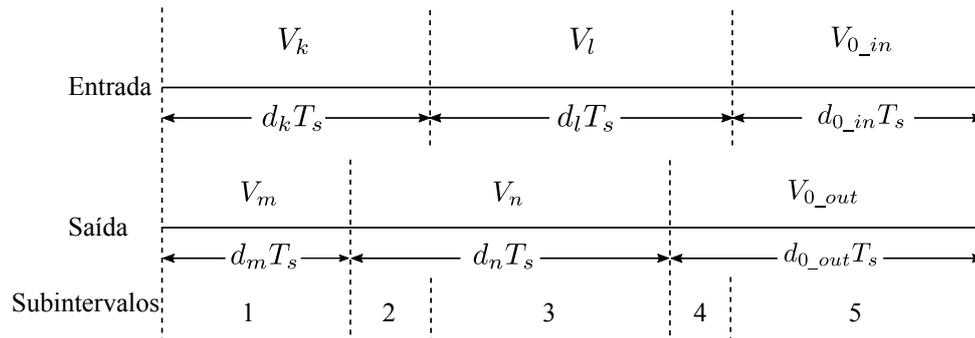


Fonte: Autoria própria.

4.5 ESTRATÉGIA DE COMUTAÇÃO

As tensões de referência apresentam diferenças entre a entrada e a saída, contudo, a sequência de comutação permanece sincronizada. A Figura 46 demonstra a execução dessa estratégia. Para a síntese dos vetores desejados, recorre-se sempre aos três vetores mais próximos. Neste contexto, V_k , V_l e V_{0_in} são os vetores correspondentes à entrada, enquanto V_m , V_n e V_{0_out} representam os vetores associados à saída.

Figura 46 – Sequência de comutação para modulação em ambos os lados do conversor.



Fonte: Autoria Própria.

O procedimento para o cálculo da razão cíclica depende apenas de dois conjuntos de equações, sem ser afetado pela posição do vetor de referência. Se o terceiro vetor selecionado for \vec{V}_{ll} , então as razões cíclicas são determinadas pela equação (35). Por outro lado, se o vetor for \vec{V}_{uu} , a equação (36) é aplicada para o cálculo.

$$d_k = d_m = \vec{V}_{ref_l} - \vec{V}_{ll_l} \quad (35)a$$

$$d_l = d_n = \vec{V}_{ref_g} - \vec{V}_{ll_g} \quad (35)b$$

$$d_{0_in} = 1 - d_k - d_l \quad (35)c$$

$$d_{0_out} = 1 - d_m - d_n \quad (35)d$$

$$d_k = d_m = \vec{V}_{uu_g} - \vec{V}_{ref_g} \quad (36)a$$

$$d_l = d_n = \vec{V}_{uu_l} - \vec{V}_{ref_l} \quad (36)b$$

$$d_{0_in} = 1 - d_k - d_l \quad (36)c$$

$$d_{0_out} = 1 - d_m - d_n \quad (36)d$$

Independentemente dos valores específicos das razões cíclicas para cada vetor, o período de comutação é sempre dividido em cinco tempos distintos. Durante esses períodos, os vetores

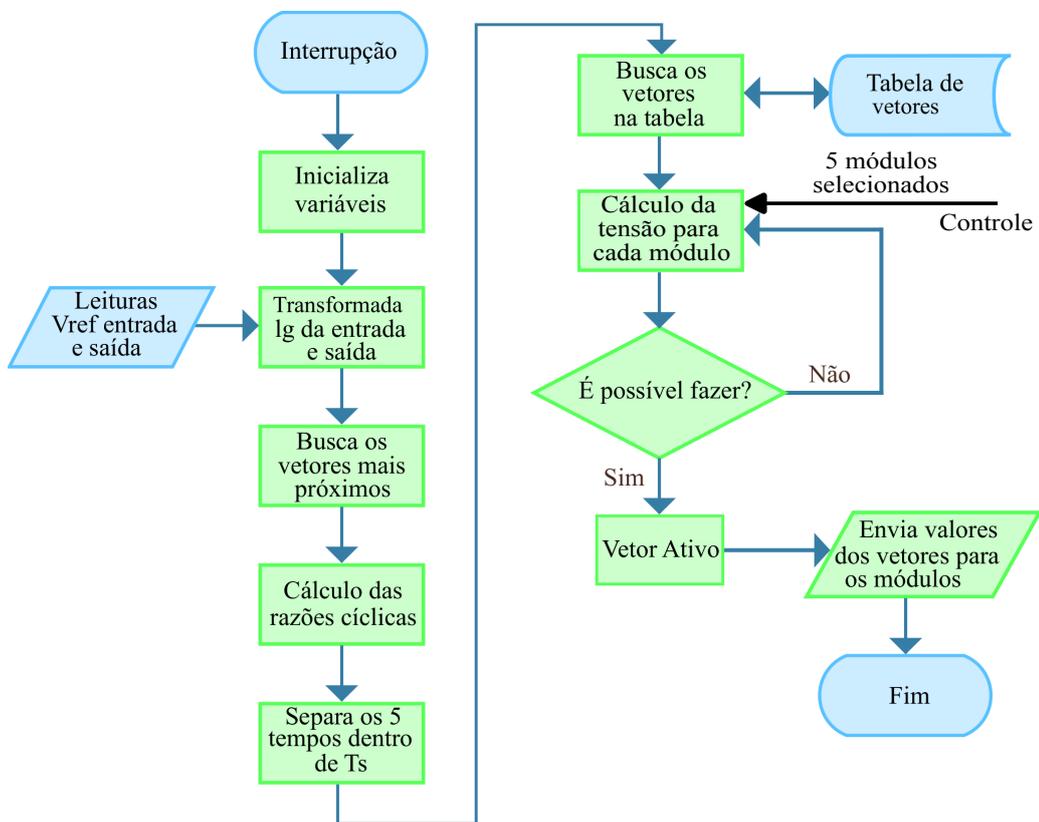
de entrada e saída são agrupados conforme a sequência temporal. Tal procedimento é adotado porque, em cada um desses cinco intervalos, seleciona-se uma combinação específica de interruptores para serem ativados. Esta seleção representa, para aquele momento específico, os vetores correspondentes tanto à entrada quanto à saída do sistema.

Por exemplo, no primeiro intervalo de tempo, o vetor V_k assume os valores das três tensões de entrada (V_A , V_B , e V_C), enquanto o vetor V_m adota as três tensões de saída (V_a , V_b , e V_c) correspondentes a esse momento específico. A determinação dos valores dessas tensões é regida pela Equação (37).

$$V_{abc} = T^{-1} \cdot V_{lgy} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_l \\ V_g \\ V_\gamma \end{bmatrix} \quad (37)$$

Os vetores nas bases lg e abc podem ser pré-armazenados em uma tabela, proporcionando economia de tempo de cálculo e facilitando a implementação em um FPGA. A Figura 47 apresenta um fluxograma simplificado do processo de modulação. Inicialmente, os valores das variáveis são carregados, e a transformação é aplicada utilizando-se os dados obtidos da leitura dos sinais de entrada e saída (V_A , V_B , V_C , V_a , V_b , V_c). Isso permite identificar os três vetores mais próximos que serão empregados para sintetizar a tensão de referência desejada.

Figura 47 – Fluxograma da modulação



Fonte: Autoria própria.

Após calcular as razões cíclicas para ambos os lados do conversor e distribuir essas razões em cinco períodos distintos, associa-se um conjunto específico de vetores a cada intervalo. Esses vetores, armazenados previamente em uma tabela, permitem o acesso rápido pelo algoritmo quando necessário.

Na etapa seguinte, define-se as conexões entre os módulos e os valores de tensão que cada um deve gerar. A seleção dos cinco módulos que serão ativados em cada intervalo de tempo é orientada pelo sistema de controle, o qual aplica uma função de custo para determinar as ligações que mais contribuem para o equilíbrio da tensão dos capacitores. Assim, a modulação procede com o cálculo para estabelecer a tensão necessária em cada módulo. Uma verificação subsequente assegura a viabilidade das conexões. Se a configuração não for viável, o algoritmo seleciona uma nova adequada para os módulos; caso contrário, implementa-se o vetor calculado.

4.6 CONSIDERAÇÕES SOBRE O CONVERTOR M3C

Este capítulo apresentou uma visão detalhada do Conversor Modular Matricial Multinível (M3C), com ênfase em seu componente fundamental de potência: o interruptor bidirecional, representado pelo módulo de ponte completa. Adicionalmente, discutiu-se a configuração das conexões entre os módulos dentro da estrutura do conversor matricial, proporcionando assim uma compreensão abrangente das características operacionais e estruturais da topologia.

O M3C é uma topologia que combina características distintivas dos conversores multiníveis com as vantagens da conversão direta de energia. Assim como os MCs, o M3C se beneficia da utilização de semicondutores de baixa potência e baixa tensão, o que facilita a geração de formas de onda de saída com múltiplos níveis e resulta em uma redução significativa da Distorção Harmônica Total (THD). Além disso, esta topologia mantém as características fundamentais dos MCs, incluindo a capacidade de operação nos quatro quadrantes, uma resposta dinâmica rápida e a habilidade de produzir correntes e tensões senoidais tanto na entrada quanto na saída do conversor. Um atributo particularmente notável do M3C é sua capacidade de modular o fator de potência em ambas as extremidades do conversor, proporcionando assim uma operação mais flexível do sistema.

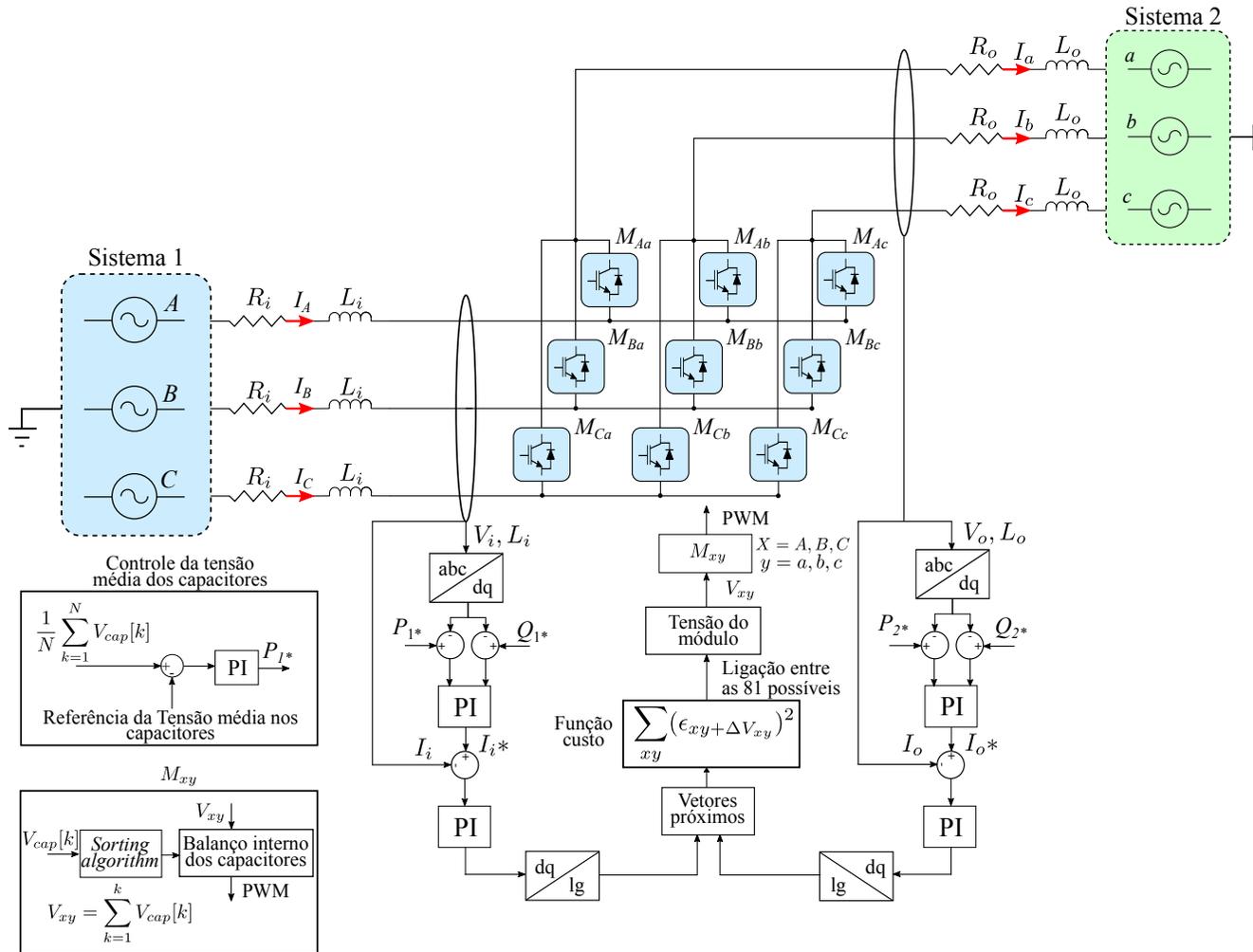
A modulação abordada baseia-se na técnica de SVM rápida, distinta por sua capacidade de produzir vetores com valores inteiros, incluindo aqueles referentes à tensão de modo comum. Além disso, a abordagem matemática e a representação vetorial, ambas específicas à metodologia de modulação adotada, foram explícitas em detalhes. Utilizando esta técnica de modulação, que se estende tanto para as etapas de retificação quanto para inversão, é viável ajustar o índice de deslocamento de corrente e modular a frequência e amplitude da tensão, atendendo a diferentes exigências operacionais.

5 MODELAGEM E CONTROLE

Este capítulo concentra-se na modelagem orientada ao controle no sistema de referência rotacional síncrono dq e no desenvolvimento de controladores específicos para o Conversor Modular Matricial Multinível (M3C). Baseando-se no trabalho de Erickson [35], que propôs um modelo detalhado para esta topologia de conversor e esboçou uma estratégia de controle correspondente, esta tese adota uma metodologia que visa simplificar tanto o modelo matemático quanto o esquema de controle, facilitando a operação do conversor em configurações com um número genérico de níveis. Para a modelagem e o projeto dos controladores, recorreu-se ao uso do software Matlab[®], uma ferramenta versátil que suporta a análise e design de sistemas complexos de controle.

A metodologia de controle desenvolvida para o M3C, conforme discutido em [89], estrutura o controle em quatro segmentos distintos, organizados por níveis de prioridade bem definidos. Primeiramente, o controle de potência, tanto na entrada quanto na saída, foca na regulação das correntes para as referências estabelecidas. Em seguida, a segunda etapa concentra-se no controle da média das tensões dos capacitores do conversor, com o objetivo de assegurar uma uniformidade nos níveis de tensão de todos os capacitores. A terceira fase aplica uma função de custo para identificar a conexão ótima entre os módulos, minimizando o desvio da tensão dos capacitores em relação ao seu valor desejado. Finalmente, a quarta etapa implementa um algoritmo específico em cada módulo para garantir que as tensões nos capacitores dos submódulos mantenham-se equilibradas. A representação gráfica de cada uma dessas etapas está ilustrada na Figura 48 e será explorada e detalhada neste capítulo.

Figura 48 – Diagrama de blocos do controle geral do conversor.

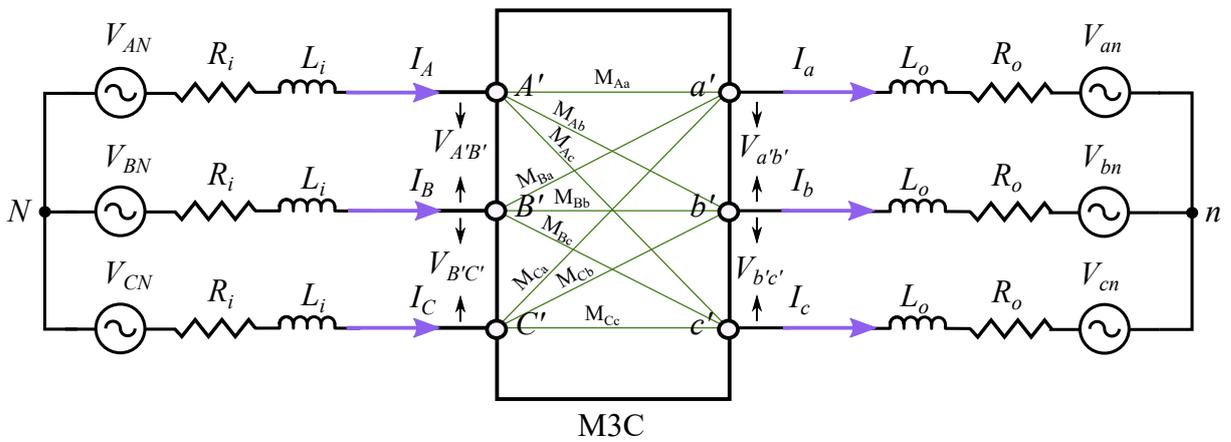


Fonte: Autoria própria.

5.1 TENSÕES E CORRENTES NOS TERMINAIS DO M3C

A Figura 49 apresenta uma representação esquemática do conversor M3C interligado a dois sistemas distintos. Neste esquema, as variáveis associadas à entrada do conversor são indicadas por letras maiúsculas com subscrito, enquanto as variáveis relativas à saída são denotadas por letras minúsculas. Adicionalmente, são evidenciados os sentidos das correntes em cada segmento do circuito, e resistências são incorporadas no modelo para refletir as perdas inerentes ao sistema.

Figura 49 – Configuração das ligações do conversor M3C.



Fonte: Próprio autor.

As tensões de linha na entrada do conversor, antes do filtro, são definidas como:

$$\begin{bmatrix} V_{AB}(t) \\ V_{BC}(t) \\ V_{CA}(t) \end{bmatrix} = V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t - 120^\circ) \\ \cos(\omega_i t + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (38)$$

As correntes nas fases de entrada, então, podem ser definidas em (39). Onde θ_{pfi} é ângulo do deslocamento entre tensão e corrente de entrada.

$$\begin{bmatrix} I_A(t) \\ I_B(t) \\ I_C(t) \end{bmatrix} = I_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t + \theta_{pfi} - 30^\circ) \\ \cos(\omega_i t + \theta_{pfi} - 30^\circ - 120^\circ) \\ \cos(\omega_i t + \theta_{pfi} - 30^\circ + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (39)$$

As tensões de linha nos terminais do conversor são definidas como:

$$\begin{bmatrix} V_{A'B'}(t) \\ V_{B'C'}(t) \\ V_{C'A'}(t) \end{bmatrix} = V'_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t + \theta_i) \\ \cos(\omega_i t + \theta_i - 120^\circ) \\ \cos(\omega_i t + \theta_i + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (40)$$

Onde θ_i é o ângulo da tensão de entrada.

Da mesma forma, pode-se definir as variáveis de saída do conversor. As tensões de linha, depois do filtro, são definidas na equação (41).

$$\begin{bmatrix} V_{ab}(t) \\ V_{bc}(t) \\ V_{ca}(t) \end{bmatrix} = V_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) \\ \cos(\omega_o t - 120^\circ) \\ \cos(\omega_o t + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (41)$$

Portanto, as correntes de saída são definidas como sendo:

$$\begin{bmatrix} I_a(t) \\ I_b(t) \\ I_c(t) \end{bmatrix} = I_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \theta_{pfo} - 30^\circ) \\ \cos(\omega_o t + \theta_{pfo} - 30^\circ - 120^\circ) \\ \cos(\omega_o t + \theta_{pfo} - 30^\circ + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (42)$$

Onde θ_{pfo} é o ângulo do deslocamento entre tensão e corrente da saída.

Por fim, as tensões de linha nos terminais de saída podem ser definidas em (43).

$$\begin{bmatrix} V_{a'b'}(t) \\ V_{b'c'}(t) \\ V_{c'a'}(t) \end{bmatrix} = V'_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \theta_o) \\ \cos(\omega_o t + \theta_o - 120^\circ) \\ \cos(\omega_o t + \theta_o + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (43)$$

Onde θ_o é o ângulo da tensão de saída.

As equações de (38) a (43) são utilizadas para obtenção das equações diferenciais do conversor estudado.

5.2 ANÁLISE SOBRE A SVM

Conforme discutido no Capítulo 4, cada lado do conversor possui um plano vetorial independente, responsável pela geração de um vetor de referência específico. Estes vetores são sintetizados através da multiplicação dos tempos d_l , d_k , d_{0_in} , d_n , d_m , e d_{0_out} pelos vetores selecionados para as partes de entrada e saída, respectivamente, conforme demonstrado na Equação (44).

$$\vec{V}_{ref_i} = d_l V_l + d_k V_k + d_{0_in} V_{0_in} \quad (44)a$$

$$\vec{V}_{ref_o} = d_n V_n + d_m V_m + d_{0_out} V_{0_out} \quad (44)b$$

V_{cap} representa a tensão no capacitor equivalente de cada módulo, a qual depende do número de submódulos no conversor e de quantos são ativados em um determinado instante. Dado que os submódulos estão em série, a tensão total é a soma das tensões de todos os submódulos ativos. Os vetores \vec{V}_k e \vec{V}_l indicam quais das três fases de entrada estão conectadas ao capacitor V_{cap} , determinando assim o número de submódulos ligados. Para análise, adota-se a topologia de dois níveis, definindo o vetor $3 \times 1 [V_x]$ ($x = k, l, n, m$). Nesse contexto, são gerados 7 vetores distintos no plano Alfa-Beta, conforme ilustrado na Figura 23, representados por combinações de zeros e uns. Especificamente, o vetor \vec{V}_k é expresso por $[1 \ 0 \ -1]^T$, associando

a tensão V_{AB} à polaridade positiva do capacitor e V_{CA} à polaridade negativa, enquanto $[V_l]$ é representado por $[1 \ -1 \ 0]^T$. A partir disso, deriva-se a equação (45).

$$\vec{V}_{ref_i} = (d_l[V_l] + d_k[V_k]) V_{cap} = \left(d_6 \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix} + d_1 \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix} \right) \quad (45)$$

Definindo que:

$$[d_i V_i] = d_l[V_l] + d_k[V_k] \quad (46)a$$

$$[d_o V_o] = d_n[V_n] + d_m[V_m] \quad (46)b$$

Ao aplicar a transformada Alfa-Beta nas variáveis de entrada do conversor, tem-se a equação (47).

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_\alpha(t) \\ V_\beta(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{A'B'}(t) \\ V_{B'C'}(t) \\ V_{C'A'}(t) \end{bmatrix} \\ &= \frac{3}{2} V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t + \theta_i) \\ \text{sen}(\omega_i t + \theta_i) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (47)$$

Onde V_{im} é a amplitude do vetor de referência.

Considerando a modulação com um único capacitor, analisa-se a corrente para cada período de comutação T_s . Neste cenário, somente um capacitor é empregado, com duas correntes de entrada, relacionadas a d_l e d_k , fluindo para o capacitor e duas correntes de saída, associadas a d_n e d_m , emergindo dele. Logo, define-se o vetor 1×3 $[I_x]$ ($x = k, l, m, n$), onde:

- -1 indica a corrente saindo do capacitor,
- 1 representa a corrente entrando no capacitor,
- 0 denota a ausência de corrente no capacitor.

Por exemplo, na condição onde ambos os vetores de referência localizam-se no setor 1, as correntes serão as seguintes:

$$[I_l] = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (48)a$$

$$[I_k] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (48)b$$

$$[I_n] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (48)c$$

$$[I_m] = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (48)d$$

Na equação (48)a, a corrente $-I_B$ está saindo do capacitor durante o tempo d_l . Na equação (48)b, a corrente I_A entra no capacitor durante o intervalo d_k . Já em (48)c, I_B entra no capacitor no período d_n , e em (48)d, $-I_A$ sai do capacitor durante d_m . Assim como foi

estabelecido para as tensões na equação (46), os vetores de corrente podem ser definidos considerando os períodos e as direções de fluxo de corrente como.

$$[d_i l_i] = d_l [l_l] + d_k [l_k] \tag{49a}$$

$$[d_o l_o] = d_n [l_n] + d_m [l_m] \tag{49b}$$

Ao efetuar esse processo com todos os vetores de entrada e saída, alcançam-se os resultados expressos nas Tabelas 9 e 10. Esses resultados são essenciais para derivar as equações diferenciais do conversor e convertê-las para o sistema de coordenadas $dq0$.

Tabela 9 – Vetores da entrada.

| $\omega_i t + \theta_i$ | Setor | φ_i | V_l | V_k | l_l | l_k | $d_l V_l$ | $d_l l_i$ |
|--------------------------|-------|---------------------------------------|--|---|--|--|---|--|
| $[-30^\circ, 30^\circ]$ | 1 | $(\omega_i t + \theta_i) + 30^\circ$ | $\begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} d_l + d_k \\ -d_l \\ -d_k \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} d_k & -d_l & 0 \end{bmatrix}$ |
| $[30^\circ, 90^\circ]$ | 2 | $(\omega_i t + \theta_i) - 30^\circ$ | $\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ -1 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} d_l \\ d_k \\ -(d_l + d_k) \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} d_l & 0 & -d_k \end{bmatrix}$ |
| $[90^\circ, 150^\circ]$ | 3 | $(\omega_i t + \theta_i) - 90^\circ$ | $\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ -1 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} -1 \\ 1 \\ -1 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} -d_k \\ d_l + d_k \\ -d_l \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 0 & d_k & -d_l \end{bmatrix}$ |
| $[150^\circ, 210^\circ]$ | 4 | $(\omega_i t + \theta_i) - 150^\circ$ | $\begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} -(d_l + d_k) \\ d_l \\ d_k \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} -d_k & d_l & 0 \end{bmatrix}$ |
| $[210^\circ, 270^\circ]$ | 5 | $(\omega_i t + \theta_i) - 210^\circ$ | $\begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ 1 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} -d_l \\ -d_k \\ d_l + d_k \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} -d_l & 0 & d_k \end{bmatrix}$ |
| $[270^\circ, 300^\circ]$ | 6 | $(\omega_i t + \theta_i) - 270^\circ$ | $\begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ 1 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} d_k \\ -(d_l + d_k) \\ -d_l \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 0 & -d_k & d_l \end{bmatrix}$ |

Fonte: [79].

Tabela 10 – Vetores da saída.

| $\omega_i t + \theta_i$ | Setor | φ_i | V_j | V_k | l_j | l_k | $d_i V_i$ | $d_i l_i$ |
|--------------------------|-------|---------------------------------------|--|--|----------------|----------------|---|--------------------|
| $[-30^\circ, 30^\circ]$ | 1 | $(\omega_i t + \theta_i) + 30^\circ$ | $\begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}$ | $[0 \ 1 \ 0]$ | $[-1 \ 0 \ 0]$ | $\begin{bmatrix} d_n + d_m \\ -d_n \\ -d_m \end{bmatrix}$ | $[-d_m \ d_n \ 0]$ |
| $[30^\circ, 90^\circ]$ | 2 | $(\omega_i t + \theta_i) - 30^\circ$ | $\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ -1 \end{bmatrix}$ | $[-1 \ 0 \ 0]$ | $[0 \ 0 \ 1]$ | $\begin{bmatrix} d_n \\ d_m \\ -(d_n + d_m) \end{bmatrix}$ | $[-d_n \ 0 \ d_m]$ |
| $[90^\circ, 150^\circ]$ | 3 | $(\omega_i t + \theta_i) - 90^\circ$ | $\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ -1 \end{bmatrix}$ | $[0 \ 0 \ 1]$ | $[0 \ -1 \ 0]$ | $\begin{bmatrix} -d_m \\ d_n + d_m \\ -d_n \end{bmatrix}$ | $[0 \ -d_m \ d_n]$ |
| $[150^\circ, 210^\circ]$ | 4 | $(\omega_i t + \theta_i) - 150^\circ$ | $\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$ | $[0 \ -1 \ 0]$ | $[1 \ 0 \ 0]$ | $\begin{bmatrix} -(d_n + d_m) \\ d_n \\ d_m \end{bmatrix}$ | $[d_m \ -d_n \ 0]$ |
| $[210^\circ, 270^\circ]$ | 5 | $(\omega_i t + \theta_i) - 210^\circ$ | $\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} -1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$ | $[1 \ 0 \ 0]$ | $[0 \ 0 \ -1]$ | $\begin{bmatrix} -d_n \\ -d_m \\ d_n + d_m \end{bmatrix}$ | $[d_n \ 0 \ -d_m]$ |
| $[270^\circ, 300^\circ]$ | 6 | $(\omega_i t + \theta_i) - 270^\circ$ | $\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$ | $[0 \ 0 \ -1]$ | $[0 \ 1 \ 0]$ | $\begin{bmatrix} d_m \\ -(d_n + d_m) \\ -d_n \end{bmatrix}$ | $[0 \ d_m \ -d_n]$ |

Fonte: [79].

5.3 DERIVAÇÃO DAS EQUAÇÕES DIFERENCIAIS DO M3C

Nas subseções a seguir, as equações diferenciais do M3C são desenvolvidas para formular o modelo matemático que representa o conversor em espaço de estados. Estas subseções são divididas em três partes principais: equações de entrada, de saída e da parte interna do conversor.

5.3.1 Entrada do conversor

Com todas as variáveis pertinentes ao conversor definidas (Figura 49), é viável extrair os dados necessários para derivar o modelo de entrada. O procedimento inicial consiste em formular a malha de tensão na entrada do conversor, resultando na equação (50).

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left(L_i \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_A(t) \\ I_B(t) \\ I_C(t) \end{bmatrix} + R_i \begin{bmatrix} I_A(t) \\ I_B(t) \\ I_C(t) \end{bmatrix} \right) \\
 = \begin{bmatrix} V_{AB}(t) \\ V_{BC}(t) \\ V_{CA}(t) \end{bmatrix} - V_{cap}(t) [d_i V_i(t)]$$

(50)

Note que,

$$-V_{cap}(t) [d_i V_i(t)] = \begin{bmatrix} V_{A'B'}(t) \\ V_{B'C'}(t) \\ V_{C'A'}(t) \end{bmatrix} \quad (51)$$

ou seja, a tensão no capacitor, multiplicada pelo vetor naquele instante, determina a tensão no terminal do conversor. Ao reescrever a equação (50) em coordenadas dq , tem-se:

$$\begin{aligned} [G] \left\{ \left(L_i \frac{d}{dt} [T_{2ABC}] \right) \begin{bmatrix} i_{di}(t) \\ i_{qi}(t) \\ i_{0i}(t) \end{bmatrix} + L_i [T_{2ABC}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{di}(t) \\ i_{qi}(t) \\ i_{0i}(t) \end{bmatrix} \right. \\ \left. + R_i [T_{2ABC}] \begin{bmatrix} i_{di}(t) \\ i_{qi}(t) \\ i_{0i}(t) \end{bmatrix} \right\} = [T_{2ABC}] \left\{ \begin{bmatrix} v_{di} \\ v_{qi} \\ v_{0i} \end{bmatrix} - V_{cap}(t) \begin{bmatrix} d_{di}(t) \\ d_{qi}(t) \\ d_{0i}(t) \end{bmatrix} \right\} \end{aligned} \quad (52)$$

onde:

$$[G] = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (53)$$

$$\begin{bmatrix} v_{di} \\ v_{qi} \\ v_{0i} \end{bmatrix} = [T_{2dq}] \begin{bmatrix} V_{AB}(t) \\ V_{BC}(t) \\ V_{CA}(t) \end{bmatrix} = \frac{3}{2} V_{im} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (54)$$

$$\begin{bmatrix} d_{di}(t) \\ d_{qi}(t) \\ d_{0i}(t) \end{bmatrix} = [T_{2dq}] [d_i V_i(t)] = \frac{3}{2} V_{mi} \begin{bmatrix} \cos(\theta_i(t)) \\ \text{sen}(\theta_i(t)) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (55)$$

$$[T_{2dq}] = \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) & \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega_i t - \frac{4\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\omega_i t) & -\text{sen}(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\omega_i t - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (56)$$

$$[T_{2ABC}] = \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) & -\text{sen}(\omega_i t) & 1 \\ \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\omega_i t - \frac{4\pi}{3}) & -\text{sen}(\omega_i t - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (57)$$

$$\frac{d}{dt} [T_{2ABC}] = \frac{2}{3} \omega_i \begin{bmatrix} -\text{sen}(\omega_i t) & -\cos(\omega_i t) & 0 \\ -\text{sen}(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\text{sen}(\omega_i t - \frac{4\pi}{3}) & -\cos(\omega_i t - \frac{4\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \quad (58)$$

Multiplicando-se a equação (52) por $[T_{2dq}]$, para obter a equação (59).

$$\begin{aligned} & \frac{\sqrt{3}}{2} L_i \left(\begin{bmatrix} -\omega_i & -\sqrt{3}\omega_i & 0 \\ -\sqrt{3}\omega_i & -\omega_i & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{di}(t) \\ i_{qi}(t) \\ i_{0i}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sqrt{3} & -1 & 0 \\ 1 & \sqrt{3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{di}(t) \\ i_{qi}(t) \\ i_{0i}(t) \end{bmatrix} \right) = \\ & -\frac{\sqrt{3}}{2} R_i \begin{bmatrix} \sqrt{3} & -1 & 0 \\ 1 & \sqrt{3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{di}(t) \\ i_{qi}(t) \\ i_{0i}(t) \end{bmatrix} + \left(\begin{bmatrix} \frac{3}{2} V_{im} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \frac{3}{2} m_i(t) V_{cap}(t) \begin{bmatrix} \cos(\theta_i(t)) \\ \sin(\theta_i(t)) \\ 0 \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (59)$$

Os termos de eixo zero são todos nulos, sendo assim, podem ser retirados da equação.

$$\begin{aligned} & \frac{\sqrt{3}}{2} L_i \left(\begin{bmatrix} -\omega_i & -\sqrt{3}\omega_i \\ -\sqrt{3}\omega_i & -\omega_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{di}(t) \\ i_{qi}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sqrt{3} & -1 \\ 1 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{di}(t) \\ i_{qi}(t) \end{bmatrix} \right) = \\ & -\frac{\sqrt{3}}{2} R_i \begin{bmatrix} \sqrt{3} & -1 \\ 1 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{di}(t) \\ i_{qi}(t) \end{bmatrix} + \left(\begin{bmatrix} \frac{3}{2} V_{im} \\ 0 \end{bmatrix} - \frac{3}{2} m_i(t) V_{cap}(t) \begin{bmatrix} \cos(\theta_i(t)) \\ \sin(\theta_i(t)) \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (60)$$

Isolando a equação em função de $L_i \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{di}(t) \\ i_{qi}(t) \end{bmatrix}$:

$$L_i \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{di}(t) \\ i_{qi}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_i & L_i \omega_i \\ -L_i \omega_i & -R_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{di}(t) \\ i_{qi}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{2\sqrt{3}} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (61)$$

$$\left(\begin{bmatrix} \frac{3}{2} V_{im} \\ 0 \end{bmatrix} - \frac{3}{2} m_i(t) V_{cap}(t) \begin{bmatrix} \cos(\theta_i(t)) \\ \sin(\theta_i(t)) \end{bmatrix} \right)$$

Definindo a variável de controle $\begin{bmatrix} \gamma_{di}(t) \\ \gamma_{qi}(t) \end{bmatrix}$ como:

$$\begin{bmatrix} \gamma_{di}(t) \\ \gamma_{qi}(t) \end{bmatrix} = -\frac{3}{2} m_i(t) V_{cap}(t) \begin{bmatrix} \cos(\theta_i(t) - \frac{\pi}{6}) \\ \sin(\theta_i(t) - \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \quad (62)$$

Assim, define-se a equação (63) que descreve a entrada do conversor M3C.

$$L_i \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{di}(t) \\ i_{qi}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_i & L_i \omega_i \\ -L_i \omega_i & -R_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{di}(t) \\ i_{qi}(t) \end{bmatrix} + V_{im} \begin{bmatrix} \frac{3}{4} \\ -\frac{\sqrt{3}}{4} \end{bmatrix} - \frac{V_{cap}(t)}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \gamma_{di}(t) \\ \gamma_{qi}(t) \end{bmatrix} \quad (63)$$

5.3.2 Saída do conversor

Para a saída do conversor, emprega-se uma análise análoga, levando à seguinte expressão para a malha de tensão:

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left(L_o \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} + R_o \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \right) \\ & = -V_{cap}(t) [d_o V_o(t)] - \begin{bmatrix} V_{ab}(t) \\ V_{bc}(t) \\ V_{ca}(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (64)$$

Note que,

$$-V_{cap}(t) [d_o V_o(t)] = \begin{bmatrix} V_{a'b'}(t) \\ V_{b'c'}(t) \\ V_{c'a'}(t) \end{bmatrix} \quad (65)$$

Como indicado anteriormente, a tensão no capacitor, ao ser multiplicada pelo vetor de saída naquele instante específico, determina a tensão no terminal de saída do conversor. Portanto, ao reescrever a equação em coordenadas dq , obtém-se:

$$\begin{aligned} & [G] \left\{ \left(L_o \frac{d}{dt} [T_{2ABC}] \right) \begin{bmatrix} i_{do}(t) \\ i_{qo}(t) \\ i_{0o}(t) \end{bmatrix} + L_o [T_{2ABC}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{do}(t) \\ i_{qo}(t) \\ i_{0o}(t) \end{bmatrix} \right. \\ & \left. + R_o [T_{2ABC}] \begin{bmatrix} i_{do}(t) \\ i_{qo}(t) \\ i_{0o}(t) \end{bmatrix} \right\} = [T_{2ABC}] \left\{ V_{cap}(t) \begin{bmatrix} d_{do}(t) \\ d_{qo}(t) \\ d_{0o}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{do} \\ v_{qo} \\ v_{0o} \end{bmatrix} \right\} \end{aligned} \quad (66)$$

onde:

$$[G] = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (67)$$

$$\begin{bmatrix} v_{do} \\ v_{qo} \\ v_{0o} \end{bmatrix} = [T_{2dqo}] \begin{bmatrix} V_{ab}(t) \\ V_{bc}(t) \\ V_{ca}(t) \end{bmatrix} = \frac{3}{2} V_{om} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (68)$$

$$\begin{bmatrix} d_{do}(t) \\ d_{qo}(t) \\ d_{0o}(t) \end{bmatrix} = [T_{2dqo}] [d_o V_o(t)] = \frac{3}{2} V_{mo} \begin{bmatrix} \cos(\theta_o(t)) \\ \text{sen}(\theta_o(t)) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (69)$$

$$[T_{2dqo}] = \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) & \cos(\omega_o t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega_o t - \frac{4\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\omega_o t) & -\text{sen}(\omega_o t - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\omega_o t - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (70)$$

$$[T_{2ABC}] = \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) & -\text{sen}(\omega_o t) & 1 \\ \cos(\omega_o t - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\omega_o t - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\omega_o t - \frac{4\pi}{3}) & -\text{sen}(\omega_o t - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (71)$$

$$\frac{d}{dt} [T_{2ABC}] = \frac{2}{3} \omega_i \begin{bmatrix} -\text{sen}(\omega_o t) & -\cos(\omega_o t) & 0 \\ -\text{sen}(\omega_o t - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\omega_o t - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\text{sen}(\omega_o t - \frac{4\pi}{3}) & -\cos(\omega_o t - \frac{4\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \quad (72)$$

Multiplicando a equação (66) por $[T_{2dqo}]$, obtém-se a equação (73).

$$\begin{aligned} & \frac{\sqrt{3}}{2} L_o \left(\begin{bmatrix} -\omega_o & -\sqrt{3}\omega_o & 0 \\ -\sqrt{3}\omega_o & -\omega_o & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{do}(t) \\ i_{qo}(t) \\ i_{0o}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sqrt{3} & -1 & 0 \\ 1 & \sqrt{3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{do}(t) \\ i_{qo}(t) \\ i_{0o}(t) \end{bmatrix} \right) = \\ & -\frac{\sqrt{3}}{2} R_o \begin{bmatrix} \sqrt{3} & -1 & 0 \\ 1 & \sqrt{3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{do}(t) \\ i_{qo}(t) \\ i_{0o}(t) \end{bmatrix} + \left(\frac{3}{2} m_o(t) V_{cap}(t) \begin{bmatrix} \cos(\theta_o(t)) \\ \text{sen}(\theta_o(t)) \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{3}{2} V_{om} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (73)$$

Novamente, elimina-se os termos de eixo zero que são nulos, assim:

$$\begin{aligned} & \frac{\sqrt{3}}{2} L_o \left(\begin{bmatrix} -\omega_o & -\sqrt{3}\omega_o \\ -\sqrt{3}\omega_o & -\omega_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{do}(t) \\ i_{qo}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sqrt{3} & -1 \\ 1 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{do}(t) \\ i_{qo}(t) \end{bmatrix} \right) = \\ & -\frac{\sqrt{3}}{2} R_o \begin{bmatrix} \sqrt{3} & -1 \\ 1 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{do}(t) \\ i_{qo}(t) \end{bmatrix} + \left(\frac{3}{2} m_o(t) V_{cap}(t) \begin{bmatrix} \cos(\theta_o(t)) \\ \text{sen}(\theta_o(t)) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{3}{2} V_{om} \\ 0 \end{bmatrix} \right), \end{aligned} \quad (74)$$

e isolando a equação para $L_o \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{do}(t) \\ i_{qo}(t) \end{bmatrix}$:

$$L_o \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{do}(t) \\ i_{qo}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_o & L_o \omega_o \\ -L_o \omega_o & -R_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{do}(t) \\ i_{qo}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{2\sqrt{3}} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (75)$$

$$\left(\frac{3}{2} m_o(t) V_{cap}(t) \begin{bmatrix} \cos(\theta_o(t)) \\ \text{sen}(\theta_o(t)) \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{3}{2} V_{om} \\ 0 \end{bmatrix} \right)$$

Definindo a variável de controle $\begin{bmatrix} \gamma_{do}(t) \\ \gamma_{qo}(t) \end{bmatrix}$ como :

$$\begin{bmatrix} \gamma_{do}(t) \\ \gamma_{qo}(t) \end{bmatrix} = -\frac{3}{2} m_o(t) V_{cap}(t) \begin{bmatrix} \cos(\theta_o(t) - \frac{\pi}{6}) \\ \text{sen}(\theta_o(t) - \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \quad (76)$$

Pode-se escrever a equação (77) que representa a saída do conversor M3C:

$$L_o \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{do}(t) \\ i_{qo}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_o & L_o \omega_o \\ -L_o \omega_o & -R_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{do}(t) \\ i_{qo}(t) \end{bmatrix} + V_{om} \begin{bmatrix} -\frac{3}{4} \\ \frac{\sqrt{3}}{4} \end{bmatrix} + \frac{V_{cap}(t)}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \gamma_{do}(t) \\ \gamma_{qo}(t) \end{bmatrix} \quad (77)$$

5.3.3 Equações do capacitor equivalente

Utilizando as leis de Kirchhoff para correntes e considerando que a corrente flui da entrada para a saída através do conversor, a corrente que percorre o capacitor equivalente é expressa por:

$$C \frac{d}{dt} V_{cap}(t) = [d_i l_i(t)] \begin{bmatrix} I_A(t) \\ I_B(t) \\ I_C(t) \end{bmatrix} + [d_o l_o(t)] \begin{bmatrix} I_a(t) \\ I_b(t) \\ I_c(t) \end{bmatrix} \quad (78)$$

onde:

$$[d_i l_i(t)] \begin{bmatrix} I_A(t) \\ I_B(t) \\ I_C(t) \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} I_{im}(t) m_i(t) \cos(\theta_i(t) - \theta_{pfi}(t)) \quad (79)$$

$$[d_o l_o(t)] \begin{bmatrix} I_a(t) \\ I_b(t) \\ I_c(t) \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} I_{om}(t) m_o(t) \cos(\theta_o(t) - \theta_{pfo}(t)) \quad (80)$$

Fazendo as substituições, têm-se:

$$C \frac{d}{dt} V_{cap}(t) = \frac{\sqrt{3}}{2} I_{im}(t) m_i(t) \cos(\theta_i(t) - \theta_{pfi}(t)) - \frac{\sqrt{3}}{2} I_{om}(t) m_o(t) \cos(\theta_o(t) - \theta_{pfo}(t)) \quad (81)$$

Usando a identidade trigonométrica:

$$\begin{aligned} \cos(x \pm y) &= \cos(x) \cos(y) \mp \sin(x) \sin(y) \\ &= \begin{bmatrix} \cos(x) & \sin(x) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(y) \\ \sin(y) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (82)$$

Substituindo (82) em (81), tem-se a equação (83) para a entrada:

$$\cos(\theta_i(t) - \theta_{pfi}(t)) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_i(t)) & \sin(\theta_i(t)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{pfi}(t)) \\ \sin(\theta_{pfi}(t)) \end{bmatrix} \quad (83)$$

e a equação (84) para a saída:

$$\cos(\theta_o(t) - \theta_{pfo}(t)) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_o(t)) & \sin(\theta_o(t)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{pfo}(t)) \\ \sin(\theta_{pfo}(t)) \end{bmatrix} \quad (84)$$

Ao aplicar a transformada dq nas correntes de entrada, tem-se (85),

$$\begin{bmatrix} i_{di}(t) \\ i_{qi}(t) \\ i_{0i}(t) \end{bmatrix} = [T_{2dq}] \begin{bmatrix} I_A(t) \\ I_B(t) \\ I_C(t) \end{bmatrix} \quad (85)$$

ou:

$$\begin{bmatrix} i_{di}(t) \\ i_{qi}(t) \\ i_{0i}(t) \end{bmatrix} = \frac{3}{2} I_{im}(t) \begin{bmatrix} \cos(\theta_{pfi}(t) - \frac{\pi}{6}) \\ \sin(\theta_{pfi}(t) - \frac{\pi}{6}) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (86)$$

Ao fazer o mesmo processo para as correntes de saída, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} i_{do}(t) \\ i_{qo}(t) \\ i_{0o}(t) \end{bmatrix} = \frac{3}{2} I_{om}(t) \begin{bmatrix} \cos(\theta_{pfo}(t) - \frac{\pi}{6}) \\ \sin(\theta_{pfo}(t) - \frac{\pi}{6}) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (87)$$

Para simplificar a equação (83) em relação ao $\theta_{pfi}(t)$, considera-se apenas a parte que utiliza $\theta_{pfi}(t)$ na equação, como mostrado em (88).

$$\begin{bmatrix} \cos(\theta_{pfi}(t)) \\ \sin(\theta_{pfi}(t)) \end{bmatrix} = \frac{3}{2} I_{om}(t) \begin{bmatrix} \cos(\theta_{pfi}(t) - \frac{\pi}{6} + \frac{\pi}{6}) \\ \sin(\theta_{pfi}(t) - \frac{\pi}{6} + \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \quad (88)$$

E, utilizando a identidade trigonométrica apresentada na equação (82) e da equação (89), que descreve que

$$\begin{aligned} \sin(x \pm y) &= \cos(y) \sin(x) \pm \sin(y) \cos(x) \\ &= \begin{bmatrix} \sin(y) & \cos(y) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(x) \\ \sin(x) \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (89)$$

na equação (88), considerando $x = \theta_{pfi}(t)$ e $y = \frac{\pi}{6}$, tem-se:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{pfi}(t) - \frac{\pi}{6} + \frac{\pi}{6}) \\ \sin(\theta_{pfi}(t) - \frac{\pi}{6} + \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos(\theta_{pfi}(t) - \frac{\pi}{6}) \cos(\frac{\pi}{6}) - \sin(\theta_{pfi}(t) - \frac{\pi}{6}) \sin(\frac{\pi}{6}) \\ \cos(\theta_{pfi}(t) - \frac{\pi}{6}) \sin(\frac{\pi}{6}) + \sin(\theta_{pfi}(t) - \frac{\pi}{6}) \cos(\frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \cos(\frac{\pi}{6}) & -\sin(\frac{\pi}{6}) \\ \sin(\frac{\pi}{6}) & \cos(\frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{pfi}(t) - \frac{\pi}{6}) \\ \sin(\theta_{pfi}(t) - \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (90)$$

Substituindo o resultado da equação (90) em (83), resulta em:

$$\begin{aligned} \cos(\theta_i - \theta_{pfi}(t)) &= \begin{bmatrix} \cos(\theta_i(t)) & \sin(\theta_i(t)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\frac{\pi}{6}) & -\sin(\frac{\pi}{6}) \\ \sin(\frac{\pi}{6}) & \cos(\frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \\ &\quad \begin{bmatrix} \cos(\theta_{pfi}(t) - \frac{\pi}{6}) \\ \sin(\theta_{pfi}(t) - \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (91)$$

Ao simplificar a equação (91), tem-se:

$$\begin{aligned} \cos(\theta_i - \theta_{pfi}(t)) = \\ \begin{bmatrix} \cos(\theta_{pfi}(t) - \frac{\pi}{6}) & \sin(\theta_{pfi}(t) - \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{pfi}(t) - \frac{\pi}{6}) \\ \sin(\theta_{pfi}(t) - \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (92)$$

A mesma análise pode ser realizada para saída, como demonstrada a seguir.

$$\begin{aligned} \cos(\theta_o - \theta_{pfo}(t)) = \\ \begin{bmatrix} \cos(\theta_{pfo}(t) - \frac{\pi}{6}) & \sin(\theta_{pfo}(t) - \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{pfo}(t) - \frac{\pi}{6}) \\ \sin(\theta_{pfo}(t) - \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (93)$$

Substituindo as equações (92) e (93) na equação (81), obtém-se:

$$\begin{aligned} C \frac{d}{dt} V_{cap}(t) = \frac{2}{3\sqrt{3}} \left[\frac{3}{2} m_i(t) \cos(\theta_i(t) - \frac{\pi}{6}) \quad \frac{3}{2} m_i(t) \sin(\theta_i(t) - \frac{\pi}{6}) \right] \\ \begin{bmatrix} \frac{3}{2} i_{mi}(t) \cos(\theta_{pfi}(t) - \frac{\pi}{6}) \\ \frac{3}{2} i_{mi}(t) \sin(\theta_{pfi}(t) - \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} - \frac{2}{3\sqrt{3}} \end{aligned} \quad (94)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{3}{2} m_o(t) \cos(\theta_o(t) - \frac{\pi}{6}) & \frac{3}{2} m_o(t) \sin(\theta_o(t) - \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{3}{2} i_{mo}(t) \cos(\theta_{pfo}(t) - \frac{\pi}{6}) \\ \frac{3}{2} i_{mo}(t) \sin(\theta_{pfo}(t) - \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix}$$

Usando a definição das variáveis de controle para a entrada (equação (62)), saída (equação (76)) e as correntes em coordenadas dq da entrada (equação (85)) e da saída (equação (86)), obtém-se a equação que descreve a dinâmica do capacitor no conversor M3C. É importante observar que a equação (95) representa a conexão entre a entrada e a saída do conversor.

$$C \frac{d}{dt} V_{cap}(t) = \frac{2}{3\sqrt{3}} \left(\begin{bmatrix} \gamma_{di}(t) & \gamma_{qi}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{di}(t) \\ i_{qi}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \gamma_{do}(t) & \gamma_{qo}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{do}(t) \\ i_{qo}(t) \end{bmatrix} \right) \quad (95)$$

5.4 EQUAÇÕES DIFERENCIAIS NÃO-LINEARES DO M3C

As equações (63), (77) e (95) podem ser combinadas da seguinte forma:

$$[P] \frac{d}{dt} [x(t)] = [f(t)] [x(t)] + [M] [n] \quad (96)$$

onde

$$[P] = \begin{bmatrix} C & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_i & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_o & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_o \end{bmatrix} \quad (97)$$

$$[x(t)] = \begin{bmatrix} V_{cap}(t) \\ i_{di}(t) \\ i_{qi}(t) \\ i_{do}(t) \\ i_{qo}(t) \end{bmatrix} \quad (98)$$

$$[f(t)] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{2}{3\sqrt{3}}\gamma_{di}(t) & \frac{2}{3\sqrt{3}}\gamma_{qi}(t) & -\frac{2}{3\sqrt{3}}\gamma_{do}(t) & -\frac{2}{3\sqrt{3}}\gamma_{qo}(t) \\ \frac{-1}{\sqrt{3}}\gamma_{di}(t) & -R_i & L_i\omega_i & 0 & 0 \\ \frac{-1}{\sqrt{3}}\gamma_{qi}(t) & -L_i\omega_i & -R_i & 0 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}}\gamma_{do}(t) & 0 & 0 & -R_o & L_o\omega_o \\ \frac{1}{\sqrt{3}}\gamma_{qo}(t) & 0 & 0 & -L_o\omega_o & -R_o \end{bmatrix} \quad (99)$$

$$[M] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{3}{4} & 0 \\ -\frac{\sqrt{3}}{4} & 0 \\ 0 & -\frac{3}{4} \\ 0 & \frac{3}{4} \end{bmatrix} \quad (100)$$

$$[n] = \begin{bmatrix} V_{im} \\ V_{om} \end{bmatrix} \quad (101)$$

Estas são as matrizes que representam o espaço de estados não-linear do conversor. Nas próximas subseções, os modelos de entrada, saída e a parte interna do conversor são linearizados, a fim de facilitar a aplicação de técnicas de projeto de controle linear.

5.4.1 Linearização do modelo do M3C

A equação (96) representa o conjunto de cinco equações não lineares derivadas para realizar o controle do conversor M3C. Assume-se que cada uma das cinco variáveis de saída $[x(t)]$ é dividida em duas partes: a referente aos valores nominais e às pequenas perturbações.

$$[x(t)] = [X] + [\hat{x}(t)] \quad \begin{bmatrix} V_{cap} \\ i_{di} \\ i_{qi} \\ i_{do} \\ i_{qo} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} \hat{V}_{cap}(t) \\ \hat{i}_{di}(t) \\ \hat{i}_{qi}(t) \\ \hat{i}_{do}(t) \\ \hat{i}_{qo}(t) \end{bmatrix} \quad (102)$$

E fazendo o mesmo para as variáveis de controle, tem-se:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \gamma_{dx}(t) \\ \gamma_{qx}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \Gamma_{dx} \\ \Gamma_{qx} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{\gamma}_{dx}(t) \\ \hat{\gamma}_{qx}(t) \end{bmatrix} \\
&= \frac{3}{2} (M_x + \hat{m}(t)) \begin{bmatrix} \cos(\Theta_x + \theta_x(t)) - \frac{\pi}{6} \\ \text{sen}(\Theta_x + \theta_x(t)) - \frac{\pi}{6} \end{bmatrix} \\
&\quad (x = i, o)
\end{aligned} \tag{103}$$

Ao usar as propriedades trigonométricas já empregadas e algumas simplificações, a equação (103) é reescrita como:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \gamma_{dx}(t) \\ \gamma_{qx}(t) \end{bmatrix} &= \frac{3}{2} (M_x + \hat{m}(t)) \begin{bmatrix} \cos(\Theta_x - \frac{\pi}{6}) - \text{sen}(\Theta_x - \frac{\pi}{6}) \hat{\theta}_x(t) \\ \cos(\Theta_x - \frac{\pi}{6}) \hat{\theta}_x(t) - \text{sen}(\Theta_x - \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \\
&\quad (x = i, o)
\end{aligned} \tag{104}$$

Multiplicando os termos, obtêm-se:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \gamma_{dx}(t) \\ \gamma_{qx}(t) \end{bmatrix} &= \left(\frac{3}{2} M_x \begin{bmatrix} \cos(\Theta_x - \frac{\pi}{6}) \\ \text{sen}(\Theta_x - \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \right) + \\
&\left(\frac{3}{2} M_x \begin{bmatrix} -\text{sen}(\Theta_x - \frac{\pi}{6}) \\ \cos(\Theta_x - \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \hat{\theta}_x(t) \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \cos(\Theta_x - \frac{\pi}{6}) \\ \text{sen}(\Theta_x - \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \hat{m}_x(t) \right) + \\
&\left(\frac{3}{2} \begin{bmatrix} -\text{sen}(\Theta_x - \frac{\pi}{6}) \\ \cos(\Theta_x - \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \hat{m}_x \hat{\theta}_x(t) \right) \\
&\quad (x = i, o)
\end{aligned} \tag{105}$$

O primeiro termo é a equação que representa as variáveis de controle para operação nominal.

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \Gamma_{dx} \\ \Gamma_{qx} \end{bmatrix} &= \left(\frac{3}{2} M_x \begin{bmatrix} \cos(\Theta_x - \frac{\pi}{6}) \\ \text{sen}(\Theta_x - \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \right) \\
&\quad (x = i, o)
\end{aligned} \tag{106}$$

O segundo termo é linear e pode ser simplificado para:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \gamma_{dx}(t) \\ \gamma_{qx}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\Gamma_{qx} \\ \Gamma_{dx} \end{bmatrix} \hat{\theta}_x(t) + \begin{bmatrix} \frac{\Gamma_{dx}}{M_x} \\ \frac{\Gamma_{qx}}{M_x} \end{bmatrix} \hat{m}_x(t) \\
&\quad (x = i, o)
\end{aligned} \tag{107}$$

O terceiro termo não é linear e será negligenciado nesta modelagem. Portanto, a equação (99) pode ser escrita como:

$$[f(t)] = [F] + [\hat{f}(t)] \quad (108)$$

Onde

$$[F] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{2}{3\sqrt{3}}\Gamma_{di}(t) & \frac{2}{3\sqrt{3}}\Gamma_{qi}(t) & -\frac{2}{3\sqrt{3}}\gamma_{do}(t) & -\frac{2}{3\sqrt{3}}\Gamma_{qo}(t) \\ \frac{-1}{\sqrt{3}}\Gamma_{di}(t) & -R_i & L_i\omega_i & 0 & 0 \\ \frac{-1}{\sqrt{3}}\Gamma_{qi}(t) & -L_i\omega_i & -R_i & 0 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}}\gamma_{do}(t) & 0 & 0 & -R_o & L_o\omega_o \\ \frac{1}{\sqrt{3}}\Gamma_{qo}(t) & 0 & 0 & -L_o\omega_o & -R_o \end{bmatrix} \quad (109)$$

$$[\hat{f}(t)] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{2}{3\sqrt{3}}\hat{\gamma}_{di}(t) & \frac{2}{3\sqrt{3}}\hat{\gamma}_{qi}(t) & -\frac{2}{3\sqrt{3}}\hat{\gamma}_{do}(t) & -\frac{2}{3\sqrt{3}}\hat{\gamma}_{qo}(t) \\ \frac{-1}{\sqrt{3}}\hat{\gamma}_{di}(t) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-1}{\sqrt{3}}\hat{\gamma}_{qi}(t) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}}\hat{\gamma}_{do}(t) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}}\hat{\gamma}_{qo}(t) & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (110)$$

Substituindo a equação (102) e (108) em (96), tem-se:

$$[P] \frac{d}{dt} [x(t)] = ([F][X] + [M][n]) + \left([\hat{f}(t)][X] + [F][\hat{x}(t)] \right) + \left([\hat{f}(t)][\hat{x}(t)] \right), \quad (111)$$

que está na forma utilizada em [90].

$$\begin{bmatrix} \text{Equações} \\ \text{conversor} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Equação em} \\ \text{regime} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \text{Equação linear} \\ \text{Espaço de estados} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \text{Equação não linear} \\ \text{Desconsiderado} \end{bmatrix} \quad (112)$$

5.4.2 Solução da equação de regime do M3C

A primeira parte da equação (111) representa a operação em regime do conversor M3C. Depois de substituir a equação (102) na equação (111), tem-se:

$$[P] \frac{d}{dt} [X] = [F][X] + [M][N] = 0 \quad (113)$$

A equação (113) está dividida em três partes, sendo uma relacionada à corrente no capacitor, outra envolvendo as tensões de entrada em coordenadas dq , e, por último, a parte que descreve as tensões de saída em dq do conversor. Essas parcelas são descritas em (114), (115) e (116).

$$C \frac{d}{dt} V_{cap} = \frac{2}{3\sqrt{3}} \left(\begin{bmatrix} \Gamma_{di} & \Gamma_{qi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{di} \\ i_{qi} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \Upsilon_{do} & \Gamma_{qo} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{do} \\ i_{qo} \end{bmatrix} \right) = 0 \quad (114)$$

$$L_i \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{di} \\ i_{qi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_i & L_i \omega_i \\ -L_i \omega_i & -R_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{di} \\ i_{qi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{3}{4} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \Gamma_{di} \\ -\frac{\sqrt{3}}{4} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \Gamma_{qi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{im} \\ V_{cap} \end{bmatrix} = 0 \quad (115)$$

$$L_o \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{do} \\ i_{qo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_o & L_o \omega_o \\ -L_o \omega_o & -R_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{do} \\ i_{qo} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{3}{4} & \frac{1}{\sqrt{3}} \Upsilon_{do} \\ \frac{\sqrt{3}}{4} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \Gamma_{qo} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{om} \\ V_{cap} \end{bmatrix} = 0 \quad (116)$$

A definição do índice de modulação, tanto para entrada quanto para saída, é mostrada na equação (117).

$$M_x = \frac{2 |v_{xref}|}{3V_{cap}} \quad (x = i, o) \quad (117)$$

Onde $|v_{xref}|$ é a magnitude do vetor dq , que representa as tensões trifásicas no terminal do conversor e foram definidas em (40) e (43). Esses vetores são encontrados multiplicando (40) por (56) para a entrada e (43) por (70) para a saída. O resultado é mostrado na equação (118).

$$\begin{bmatrix} V_{Tdx} \\ V_{Tqx} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} V_{xm} \begin{bmatrix} \cos(\Theta_x) \\ \text{sen}(\Theta_x) \end{bmatrix} \quad (x = i, o) \quad (118)$$

Usando as equações (117), (118) e (107) para as equações de entrada e de saída (114) a (116), com algumas simplificações, as equações que representam a operação em regime do conversor são:

$$\begin{aligned} \left(v_{Tdi} + \frac{v_{Tqi}}{\sqrt{3}} \right) i_{di} - \left(\frac{v_{Tdi}}{\sqrt{3}} - v_{Tqi} \right) i_{qi} - \left(v_{Tdo} + \frac{v_{Tqo}}{\sqrt{3}} \right) i_{do} \\ - \left(\frac{v_{Tdo}}{\sqrt{3}} - v_{Tqo} \right) i_{qo} = 0 \end{aligned} \quad (119)$$

$$\frac{3}{4} V_{im} - \frac{1}{2} v_{Tdi} - \frac{1}{2\sqrt{3}} v_{Tqi} - i_{di} R_i + i_{qi} L_i \omega_i = 0 \quad (120)$$

$$-\frac{\sqrt{3}}{4}V_{im} + \frac{1}{2\sqrt{3}}v_{Tdi} - \frac{1}{2}v_{Tqi} - i_{di}L_i\omega_i - i_{qi}R_i = 0 \quad (121)$$

$$-\frac{3}{4}V_{om} + \frac{1}{2}v_{Tdo} + \frac{1}{2\sqrt{3}}v_{Tqo} - i_{do}R_o + i_{qo}L_o\omega_o = 0 \quad (122)$$

$$\frac{\sqrt{3}}{4}V_{om} - \frac{1}{2\sqrt{3}}v_{Tdo} + \frac{1}{2}v_{Tqo} - i_{do}L_o\omega_o - i_{qo}R_o = 0 \quad (123)$$

As correntes de entrada e de saída em coordenadas dq podem ser descritas por:

$$\begin{bmatrix} i_{di} \\ i_{qi} \\ i_{0i} \end{bmatrix} = \frac{3}{2}I_{im} \left[\cos(\Theta_{pfi} - \frac{\pi}{6}) \right] \quad (124)$$

$$\begin{bmatrix} i_{do} \\ i_{qo} \\ i_{0o} \end{bmatrix} = \frac{3}{2}I_{om} \left[\cos(\Theta_{pfo} - \frac{\pi}{6}) \right] \quad (125)$$

Substituindo (124) e (125) nas equações de (119) a (123) e, fazendo algumas simplificações, chegam-se a cinco equações com cinco incógnitas. Resolvendo o sistema, obtêm-se as seguintes equações:

$$v_{Tdo} = \frac{3}{2} \left\{ V_{om} + \sqrt{3}I_{om} \left[\cos(\Theta_{pfo})R_o - \text{sen}(\Theta_{pfo})L_o\omega_o \right] \right\} \quad (126)$$

$$v_{Tqo} = \frac{3\sqrt{3}}{2}I_{om} \left[\text{sen}(\Theta_{pfo})R_o + \cos(\Theta_{pfo})L_o\omega_o \right] \quad (127)$$

$$I_{im} = \frac{V_{im} \cos(\Theta_{pfi}) - \sqrt{p1}}{2\sqrt{3}R_i} \quad (128)$$

$$p1 = \left[V_{im} \cos(\Theta_{pfi}) \right]^2 - 4\sqrt{3}R_i V_{om} \cos(\Theta_{pfo})I_{om} - 12R_i R_o I_{om}^2$$

$$v_{Tdi} = \frac{3}{2} \left\{ V_{im} + \sqrt{3}I_{im} \left[\cos(\Theta_{pfi})R_i - \text{sen}(\Theta_{pfi})L_i\omega_i \right] \right\} \quad (129)$$

$$v_{Tqi} = \frac{3\sqrt{3}}{2} I_{im} \left[\text{sen}(\Theta_{pfi}) R_i + \cos(\Theta_{pfi}) L_i \omega_i \right] \quad (130)$$

Onde:

I_{im}, I_{om} : são as amplitudes da corrente de entrada.

v_{Tdi}, v_{Tqi} : são as tensões de entrada nos terminais do conversor em dq .

v_{Tdo}, v_{Tqo} : são as tensões de saída nos terminais do conversor em dq .

As equações desenvolvidas aplicam-se quando a tensão no capacitor V_{cap} for maior que a tensão de pico máxima nos terminais, ou seja, $V_{cap} \geq \max(V_{im}, V_{om})$. Para maximizar a transferência de corrente do lado de entrada para o lado de saída do conversor, a expressão dentro da raiz na equação (128) deve ser nula ($p1 = 0$). A equação dentro da raiz é uma equação quadrática com o pico da corrente de saída I_{om} . Com isso, (128) resulta na amplitude correspondente da corrente de entrada para a determinada corrente de saída.

Utilizando as soluções das equações (126), (127), (129), e (130), que representam as tensões nos terminais do conversor operando em regime, os ângulos de deslocamento tanto para o lado de entrada quanto para o lado de saída são calculados conforme (118). As tensões terminais em coordenadas dq permitem o cálculo dos índices de modulação para entrada e saída, como demonstrado em (117), onde $v_{xref} = V_{Tdx}$. Finalmente, as variáveis de controle para os lados de entrada e saída são determinadas através da equação (106).

5.4.3 Modelo de pequenos sinais

As equações de pequenos sinais do conversor derivam da parte linear da equação (111).

$$[P] \frac{d}{dt} [\hat{x}(t)] = [\hat{f}(t)] [X] + [F] [\hat{x}(t)] \quad (131)$$

que consiste em cinco equações:

$$C \frac{d}{dt} V_{cap} = \frac{2i_{di}}{3\sqrt{3}} \gamma_{di} \hat{v}_{di} + \frac{2i_{qi}}{3\sqrt{3}} \gamma_{qi} \hat{v}_{qi} + \frac{2\Gamma_{di}}{3\sqrt{3}} \hat{i}_{di} + \frac{2\Gamma_{qi}}{3\sqrt{3}} \hat{i}_{qi} - \frac{2i_{do}}{3\sqrt{3}} \gamma_{do} \hat{v}_{do} - \frac{2i_{qo}}{3\sqrt{3}} \gamma_{qo} \hat{v}_{qo} - \frac{2\Upsilon_{do}}{3\sqrt{3}} \hat{i}_{do} - \frac{2\Gamma_{qo}}{3\sqrt{3}} \hat{i}_{qo} \quad (132)$$

$$L_i \frac{d}{dt} \hat{i}_{di} = -R_i \hat{i}_{di} + L_i \omega_i \hat{i}_{qi} - \frac{1}{\sqrt{3}} V_{cap} \gamma_{di} - \frac{1}{\sqrt{3}} \Gamma_{di} V_{cap} \quad (133)$$

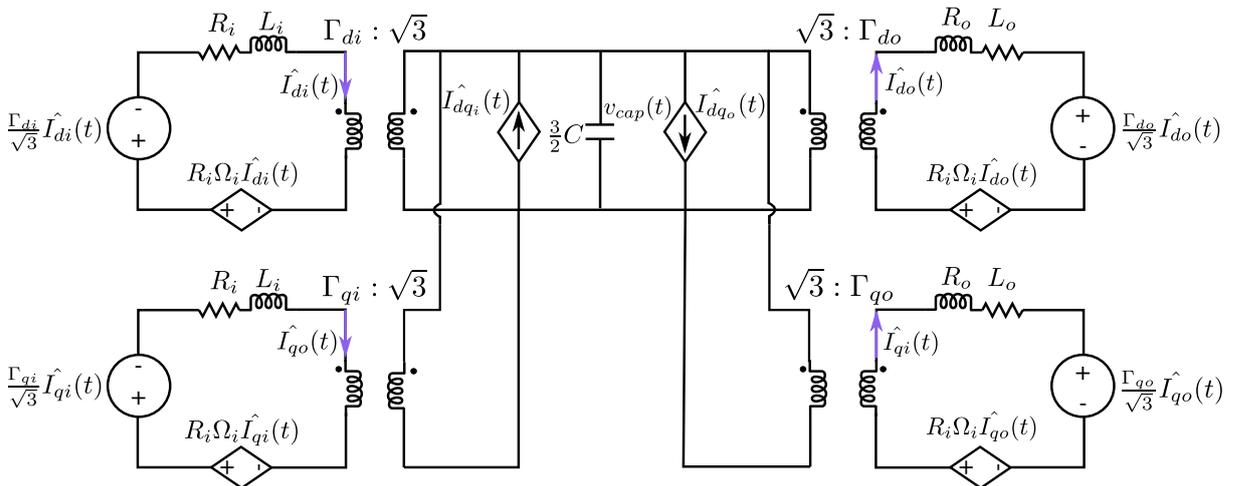
$$L_i \frac{d}{dt} \hat{i}_{qi} = -R_i \hat{i}_{qi} - L_i \omega_i \hat{i}_{di} - \frac{1}{\sqrt{3}} V_{cap} \gamma_{qi} - \frac{1}{\sqrt{3}} \Gamma_{qi} V_{cap} \quad (134)$$

$$L_o \frac{d}{dt} \hat{i}_{do} = -R_o \hat{i}_{do} + L_o \omega_o \hat{i}_{qo} + \frac{1}{\sqrt{3}} V_{cap} \gamma_{do} + \frac{1}{\sqrt{3}} \gamma_{do} V_{cap} \quad (135)$$

$$L_o \frac{d}{dt} \hat{i}_{qo} = -R_o \hat{i}_{qo} - L_o \omega_o \hat{i}_{do} + \frac{1}{\sqrt{3}} V_{cap} \gamma_{qo} + \frac{1}{\sqrt{3}} \gamma_{qo} V_{cap} \quad (136)$$

As equações de (132) a (136) formam a base para o modelo de pequenos sinais do M3C. A Figura 50 ilustra este modelo, apresentando quatro ligações do capacitor às entradas e saídas, em coordenadas d e q . Estas estão interligadas por um transformador com uma razão de transformação de $\frac{\Gamma_{xy}}{\sqrt{3}}$ (onde $x = i, o$ e $y = d, q$).

Figura 50 – Modelo de pequenos sinais M3C.



$$\begin{aligned} \hat{I}_{dq_i}(t) &= \frac{1}{sqr t 3} (I_{di} \gamma_{di}(t) + I_{qi} \gamma_{qi}(t)) \\ \hat{I}_{dq_o}(t) &= \frac{1}{sqr t 3} (I_{do} \gamma_{do}(t) + I_{qo} \gamma_{qo}(t)) \end{aligned}$$

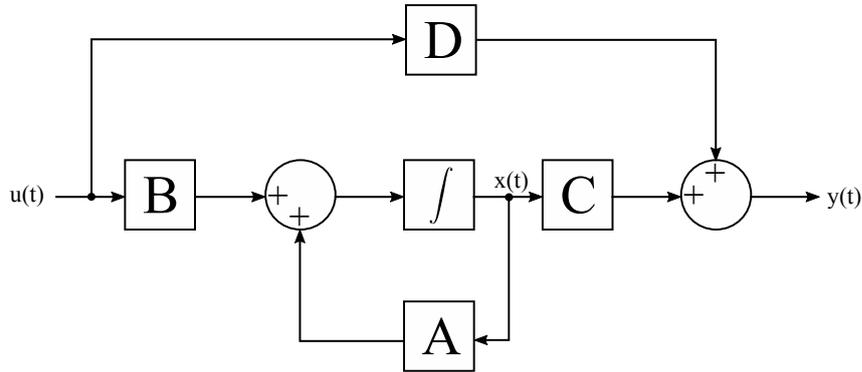
Fonte: Baseado em [35].

A forma geral de um sistema representado em espaço de estados LTI (*Linear Time-invariant*) é mostrada na equação (137).

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} [x(t)] &= [A] [x(t)] + [B] [u(t)] \\ y(t) &= [C] [x(t)] + [D] [u(t)] \end{aligned} \quad (137)$$

O diagrama de blocos da Figura 51 é a representação da equação (137).

Figura 51 – Modelo genérico de representação do espaço de estados.



Fonte: Autoria própria.

As equações (132) a (136) são combinadas para formar as equações do espaço de estados linearizadas do conversor, cujo resultado é apresentado na equação (138).

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} [\hat{x}(t)] &= [A] [\hat{x}(t)] + [B] [\hat{u}(t)] \\ \hat{y}(t) &= [C] [\hat{x}(t)] + [D] [\hat{u}(t)] \end{aligned} \quad (138)$$

onde

$$[\hat{x}(t)] = \left[V_{cap}(t) \quad \hat{i}_{di}(t) \quad \hat{i}_{qi}(t) \quad \hat{i}_{do}(t) \quad \hat{i}_{qo}(t) \right]^T \quad (139)$$

$$[\hat{u}(t)] = \left[\gamma_{di}(t) \quad \gamma_{qi}(t) \quad \gamma_{do}(t) \quad \gamma_{qo}(t) \right]^T \quad (140)$$

$$[A] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{2}{3\sqrt{3}C} \Gamma_{di} & \frac{2}{3\sqrt{3}C} \Gamma_{qi} & -\frac{2}{3\sqrt{3}C} \gamma_{do} & -\frac{2}{3\sqrt{3}C} \Gamma_{qo} \\ \frac{-1}{\sqrt{3}L_i} \Gamma_{di} & -\frac{R_i}{L_i} & \omega_i & 0 & 0 \\ \frac{-1}{\sqrt{3}L_i} \Gamma_{qi} & -\omega_i & -\frac{R_i}{L_i} & 0 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}L_o} \gamma_{do} & 0 & 0 & -\frac{R_o}{L_o} & \omega_o \\ \frac{1}{\sqrt{3}L_o} \Gamma_{qo} & 0 & 0 & -\omega_o & -\frac{R_o}{L_o} \end{bmatrix} \quad (141)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{2i_{di}}{3\sqrt{3}C} & \frac{2i_{qi}}{3\sqrt{3}C} & -\frac{2i_{do}}{3\sqrt{3}C} & -\frac{2i_{qo}}{3\sqrt{3}C} & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{3}L_i} V_{cap} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}L_i} V_{cap} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\sqrt{3}L_o} V_{cap} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\sqrt{3}L_o} V_{cap} & 0 \end{bmatrix} \quad (142)$$

$$[C] = [I]_{5 \times 5} \quad (143)$$

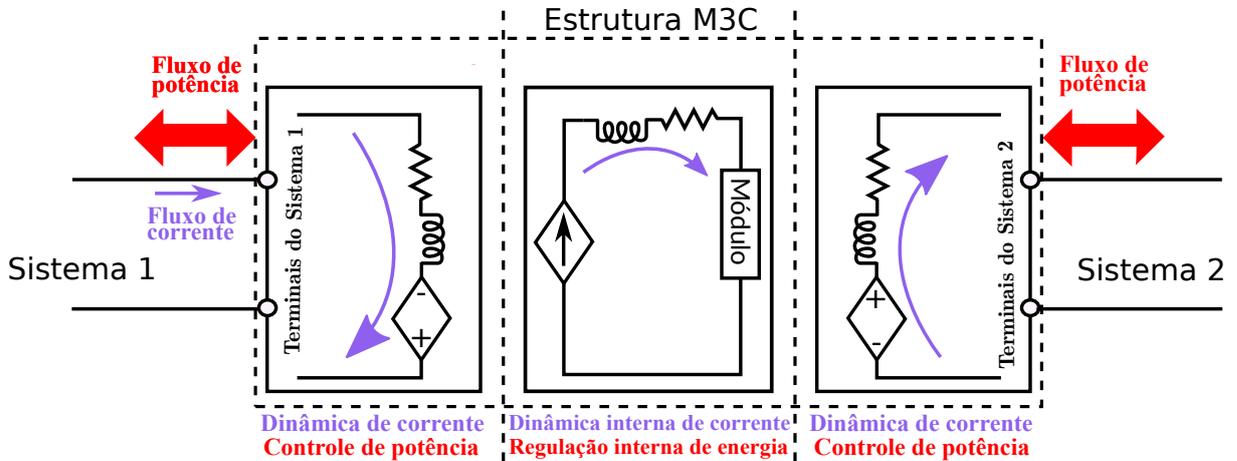
$$[D] = [0]_{5 \times 5} \quad (144)$$

5.5 FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA DO M3C

O último passo antes de desenvolver os controladores é derivar as funções de transferência relacionadas às variáveis que se deseja controlar. Será adotado uma metodologia distinta daquela proposta por Erickson em [35]. A complexidade do controle em sistemas com múltiplas variáveis e o acoplamento entre elas exigem a definição de pontos de operação, permitindo que o conversor funcione em regiões limitadas sob controle constante. Erickson propôs uma equação para ajustar os ganhos com alterações nos parâmetros de entrada, mas essa abordagem, além de não ser o ideal, aumenta o tempo de processamento. Neste estudo, opta-se por simplificar e desacoplar as equações, o que facilitará a separação dos controles, o equilíbrio de potência na entrada e saída, e equilibrar a tensão nos capacitores. Essa abordagem permitirá a operação estável do conversor sob variação dos parâmetros de entrada, dentro dos limites preestabelecidos.

No artigo referenciado [91], propõe-se a segmentação das dinâmicas do conversor em três partes distintas, ilustradas na Figura 52. A primeira parte engloba a dinâmica das correntes de entrada, responsáveis pelo fluxo de potência proveniente do sistema 1. A segunda parte diz respeito à dinâmica interna das correntes, encarregada de balancear a energia nos capacitores de cada módulo. A terceira parte reflete os aspectos da primeira, mas para a parte da saída do conversor. Para assegurar o correto funcionamento do sistema completo, é essencial que cada segmento opere de forma adequada, permitindo a transferência de potência entre eles.

Figura 52 – Diagrama de blocos da relação entre corrente e energia de um sistema utilizando o conversor M3C.



Fonte: Baseado em [91].

5.5.1 Entrada do M3C

As correntes de entrada do conversor são modeladas por duas equações, uma para a componente em d (145) e outra em q (146).

$$L_i \frac{d}{dt} \hat{i}_{di} = -R_i \hat{i}_{di} + L_i \omega_i \hat{i}_{qi} - \frac{1}{\sqrt{3}} V_{cap} \hat{\gamma}_{di} - \frac{1}{\sqrt{3}} \Gamma_{di} \hat{V}_{cap} \quad (145)$$

$$L_i \frac{d}{dt} \hat{i}_{qi} = -R_i \hat{i}_{qi} - L_i \omega_i \hat{i}_{di} - \frac{1}{\sqrt{3}} V_{cap} \hat{\gamma}_{qi} - \frac{1}{\sqrt{3}} \Gamma_{qi} \hat{V}_{cap} \quad (146)$$

Para efetuar o controle de uma entrada e uma saída, é imprescindível analisar as equações pertinentes. Inicialmente, considera-se o acoplamento entre as componentes d e q , representado por $L_i \omega_i$. Para desacoplar essas componentes, propõe-se a subtração das mesmas na função de transferência e a aplicação de um *feed-forward* na malha de controle de corrente. A segunda análise concentra-se na variação da tensão dos capacitores (\hat{V}_{cap}), onde duas abordagens são viáveis: subtrair esta variação da equação e adicionar um *feed-forward* correspondente ou, alternativamente, considerar que a variação da tensão dos capacitores tem uma frequência significativamente inferior à variação da corrente. Assim, $\frac{1}{\sqrt{3}} \Gamma_{di} \hat{V}_{cap}$ pode ser tratada como uma constante, podendo ser removida da equação de pequenos sinais. Neste estudo, opta-se pela segunda abordagem, excluindo o termo constante da função de transferência.

Assim, mediante a adoção das novas variáveis de controle, especificadas nas Equações (147) e (148), e após a exclusão do termo constante, resultam-se as funções de transferência atualizadas, apresentadas nas Equações (149) e (150).

$$\hat{d}_{di} = \hat{\gamma}_{di} - L_i \omega_i \hat{i}_{qi} \quad (147)$$

$$\hat{d}_{qi} = \hat{\gamma}_{qi} + L_i \omega_i \hat{i}_{di} \quad (148)$$

$$L_i \frac{d}{dt} \hat{i}_{di} = -R_i \hat{i}_{di} - \frac{1}{\sqrt{3}} V_{cap} \hat{d}_{di} \quad (149)$$

$$L_i \frac{d}{dt} \hat{i}_{qi} = -R_i \hat{i}_{qi} - \frac{1}{\sqrt{3}} V_{cap} \hat{d}_{qi} \quad (150)$$

Aplicando a transformada de Laplace e simplificando, tem-se:

$$\frac{\hat{i}_{di}(s)}{\hat{d}_{di}(s)} = -\frac{\sqrt{3} V_{cap}}{3L_i s + 3R_i} \quad (151)$$

$$\frac{\hat{i}_{qi}(s)}{\hat{d}_{qi}(s)} = -\frac{\sqrt{3} V_{cap}}{3L_i s + 3R_i} \quad (152)$$

As funções de transferências (151) e (152) são as equações necessárias para desenvolver o controle proposto.

5.5.2 Saída do M3C

A mesma metodologia realizada para a entrada do conversor, pode ser aplicada para as equações (153) e (154)

$$L_o \frac{d}{dt} \hat{i}_{do} = -R_o \hat{i}_{do} + L_o \omega_o \hat{i}_{qo} + \frac{1}{\sqrt{3}} V_{cap} \hat{\gamma}_{do} + \frac{1}{\sqrt{3}} \hat{\gamma}_{do} V_{cap} \quad (153)$$

$$L_o \frac{d}{dt} \hat{i}_{qo} = -R_o \hat{i}_{qo} - L_o \omega_o \hat{i}_{do} + \frac{1}{\sqrt{3}} V_{cap} \hat{\gamma}_{qo} + \frac{1}{\sqrt{3}} \hat{\gamma}_{qo} V_{cap} \quad (154)$$

Então, definem-se as variáveis de controle como:

$$\hat{d}_{do} = \hat{\gamma}_{doi} - L_o \omega_o \hat{i}_{qo} \quad (155)$$

$$\hat{d}_{qo} = \gamma_{qo} + L_o \omega_o \hat{i}_{do} \quad (156)$$

Resolvendo e aplicando a transformada de Laplace, obtêm-se as funções de transferência da saída em (157) e (158), as quais são usadas no projeto do controle das correntes de saída.

$$\frac{\hat{i}_{do}(s)}{\hat{d}_{do}(s)} = \frac{\sqrt{3}V_{cap}}{3L_o s + 3R_o} \quad (157)$$

$$\frac{\hat{i}_{qo}(s)}{\hat{d}_{qo}(s)} = \frac{\sqrt{3}V_{cap}}{3L_o s + 3R_o} \quad (158)$$

5.5.3 Capacitores internos do M3C

A equação que representa a dinâmica dos capacitores internos do conversor é mostrada na equação (159).

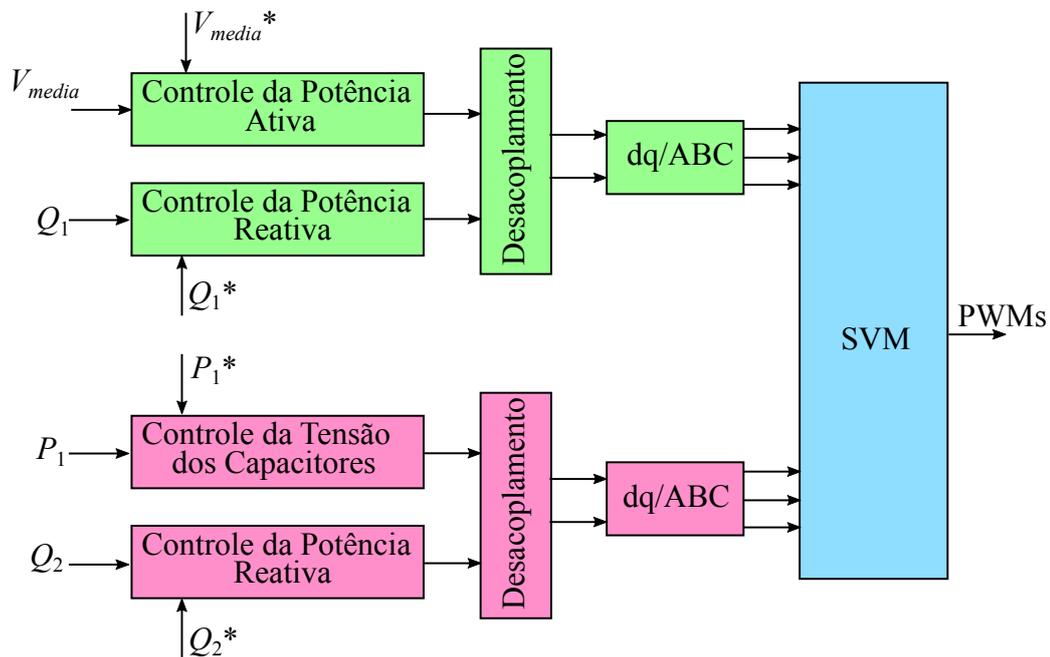
$$C \frac{d}{dt} V_{cap} = \frac{2i_{di}}{3\sqrt{3}} \gamma_{di} + \frac{2i_{qi}}{3\sqrt{3}} \gamma_{qi} + \frac{2\Gamma_{di}}{3\sqrt{3}} \hat{i}_{di} + \frac{2\Gamma_{qi}}{3\sqrt{3}} \hat{i}_{qi} - \frac{2i_{do}}{3\sqrt{3}} \gamma_{do} - \frac{2i_{qo}}{3\sqrt{3}} \gamma_{qo} - \frac{2\Gamma_{do}}{3\sqrt{3}} \hat{i}_{do} - \frac{2\Gamma_{qo}}{3\sqrt{3}} \hat{i}_{qo} \quad (159)$$

Observa-se que a equação do capacitor é influenciada pelo equilíbrio das correntes na entrada e na saída do conversor, isto é, a diferença entre as correntes dq na entrada e na saída deve ser nula para assegurar o equilíbrio do capacitor, especialmente quando este já está carregado e operando em regime. Adicionalmente, a referida equação contém variáveis interdependentes, indicando a necessidade de um controle multivariável. Neste contexto, uma nova metodologia para o balanceamento das tensões dos capacitores foi sugerida em [72, 73, 74, 75, 76, 77, 78], onde o controle é estruturado em três segmentos distintos.

A primeira parte concerne ao controle da potência do conversor, ilustrado na Figura 53. O gerenciamento da potência ativa e reativa no sistema 2, juntamente com a potência reativa no sistema 1, é efetuado através de um controlador PI nas coordenadas dq . Ao invés de regular a potência ativa no sistema 1, opta-se pelo monitoramento da média das tensões nos capacitores. Este método de controle visa equilibrar a potência entre a entrada e a saída do conversor. Quando essas potências se equilibram, a média das tensões nos capacitores se estabiliza, conforme descrito na Equação (159). A Equação (160) detalha o processo de cálculo da tensão média nos capacitores.

$$V_{media} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N V_{capk} \quad (160)$$

Figura 53 – Diagrama de blocos do controle da potência.



Fonte: Autoria própria.

Na Equação (160), V_{capk} simboliza a tensão de cada submódulo e N denota o número total de submódulos. Sequencialmente ao controle exposto na Figura 53, as variáveis nas coordenadas dq são convertidas para o domínio trifásico, sendo então aplicadas na modulação.

A segunda etapa do controle visa equalizar as tensões dos capacitores entre os submódulos de um módulo individual. Para tal, é efetuada a aferição e cálculo da discrepância de todas as tensões dos capacitores. Estas devem ser organizadas em sequência ascendente numa lista, pautada no magnitude do erro para cada módulo. Este procedimento de ordenação emprega um algoritmo conhecido como *Sorting algorithm* (Algoritmo 2).

Algoritmo 2: *Sorting algorithm*

Input: V_{cap^x}

Output: V_{cap^x}

```

1 for  $j \leftarrow 0$  to  $(x-1)$  do
2    $aux \leftarrow V[j]$ 
3    $i \leftarrow j-1$ 
4   while  $(i > 0)$  and  $(V[i] > aux)$  do
5      $V[i+1] \leftarrow V[i]$ 
6      $i \leftarrow i-1$ 
7    $V[i+1] \leftarrow aux$ 

```

Ao ordenar o vetor das tensões dos capacitores em ordem crescente, esse arranjo é utilizado para conduzir uma análise comparativa simples, determinando qual dos valores extremos apresenta o maior desvio absoluto em relação à tensão de referência, identificando assim o capacitor com a maior discrepância. O Algoritmo 3 descreve como essa avaliação é efetuada. A correção das tensões dentro de um único módulo pode ocorrer de maneira sincronizada ou não sincronizada com o ciclo de comutação. No modo dessincronizado, ocorrem mais comutações, potencialmente elevando as perdas por comutação. Em contrapartida, ao sincronizar o processo com o ciclo de comutação, o valor médio do capacitor pode aumentar devido à menor frequência de ajuste realizada pelo algoritmo.

Algoritmo 3: *Sorting algorithm*

Input: V_{capx}

Output: $PWM[y]$

- 1 **if** $abs(V_{capprimeiro}) > abs(V_{capultimo})$ **then**
 - 2 $PWM[y] \leftarrow$ descarrega o capacitor com maior tensão
 - 3 **else**
 - 4 $PWM[y] \leftarrow$ carrega o capacitor com menor tensão
-

A terceira e última etapa do processo envolve o equilíbrio das tensões entre os nove módulos. Conforme discutido anteriormente, há 81 possíveis conexões entre os módulos. A seleção da conexão adequada é determinada pela análise dos vetores gerados pela modulação, visando identificar a menor tensão de fase tanto na entrada quanto na saída. Com base nessa análise, estabelece-se uma conexão direta entre esses dois pontos, mantendo-a durante todo o ciclo de comutação. Este procedimento resulta em uma redução das combinações possíveis de conexões para 45.

A decisão sobre qual dessas 45 conexões empregar baseia-se em uma função de custo, conforme descrito em [72]. Calcula-se a soma das tensões em cada módulo (V_{xy} , onde $x = A, B, C$ e $y = a, b, c$) e a média desses valores ($V_{xy\text{media}} = \sum V_{xy}/9$). Posteriormente, determina-se o erro de tensão em cada módulo, definido como:

$$\varepsilon_{xy} = V_{xy} - V_{xy\text{media}} \quad (161)$$

A variação de V_{xy} (ΔV_{xy}) durante um período de comutação está diretamente associada à corrente que circula em cada módulo. É viável computar a corrente imposta em cada módulo para todas as 45 conexões, permitindo assim determinar a variação específica para cada uma. A equação (162) ilustra o método para realizar esse cálculo:

$$\Delta V_{xy} = \frac{S_n I_{xy} T_s}{C} \quad (162)$$

Onde S_n representa o número de capacitores ativos, C a capacitância, T_s o período de comutação, e I_{xy} a corrente em cada módulo para uma dada conexão.

O cálculo da corrente que cada ligação produzirá nos módulos é efetuado a partir das correntes nos terminais de entrada e saída do conversor, considerando a ligação específica. Para cada uma das 81 conexões viáveis, existe uma equação que relaciona as correntes nos módulos às ligações entre eles. Este cálculo é realizado através da análise de malha de correntes interna do conversor, analogamente ao procedimento para as tensões dos módulos. Um algoritmo¹ foi desenvolvido para calcular as correntes nos módulos para cada uma das variações do circuito. A utilização deste algoritmo visa a redução do tempo de processamento, otimizando a eficiência do cálculo.

A função custo (Equação (163)) é definida como a soma dos erros de cada módulo e sua variação devido à conexão escolhida, com cada termo da soma elevado ao quadrado.

$$\sum_{xy} (\varepsilon_{xy} + \Delta V_{xy})^2 \quad (163)$$

A função custo é calculada para as 45 possíveis conexões no início de cada período de comutação. A escolha da conexão a ser utilizada durante esse período (T_s) é determinada pela combinação que resulta no menor valor da função custo. Após definir qual combinação será implementada, incluindo quais dos 5 módulos serão utilizados e como estarão interconectados, o algoritmo transmite esta informação à modulação. Esta, por sua vez, é responsável por calcular a tensão que cada um dos 5 módulos deve gerar.

5.6 PROJETO DOS CONTROLADORES

As equações não-lineares e o modelo de pequenos sinais, discutidos e validados por Erickson em [35], foram a base para a derivação das equações de entrada e saída neste trabalho. Aqui, a abordagem convencional de controle foi empregada, onde uma única saída é gerenciada. Dessa forma, a partir das plantas de entrada e saída do conversor, é possível calcular os respectivos controladores.

5.6.1 Projeto do controle da entrada do M3C

Após substituir os valores da Tabela 11 na planta de entrada, a equação resultante é apresentada em (164). Visto que as equações são idênticas, o projeto é o mesmo tanto para a coordenada d quanto para a q . O diagrama de Bode desta planta é ilustrado na Figura 54.

¹ Este código está disponível em: https://github.com/lgili/Arquivos_Publicos_Tese

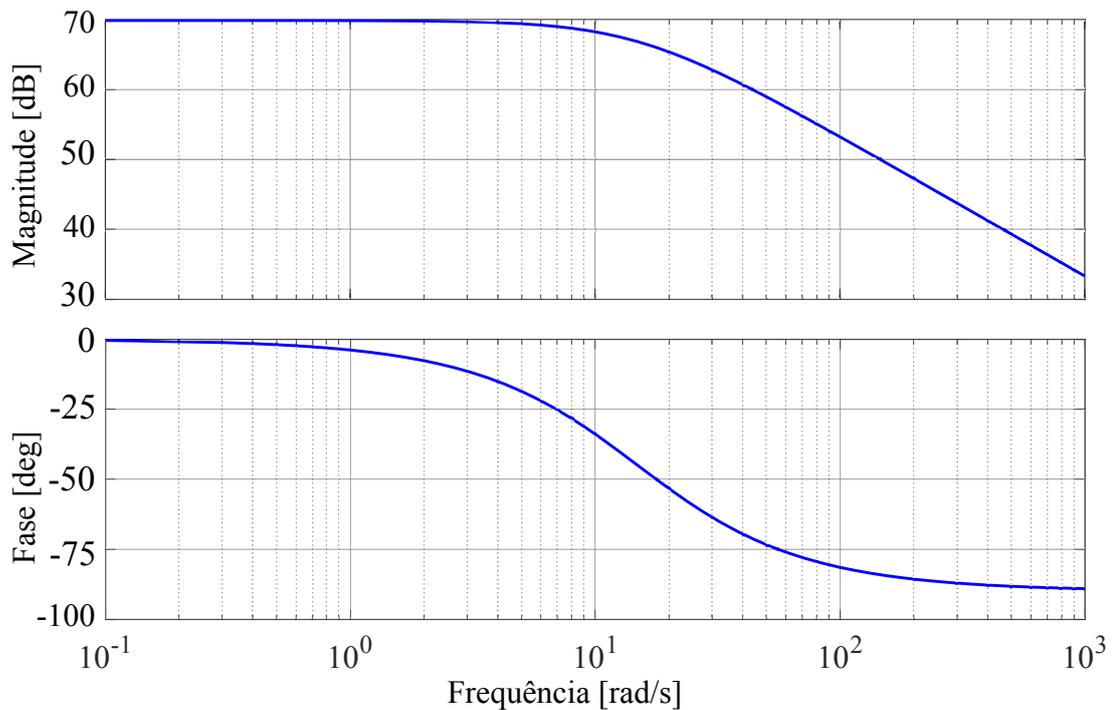
Tabela 11 – Parâmetros da planta de entrada.

| Parâmetro | Valor |
|---------------------|---------|
| Tensão no capacitor | 4000 V |
| Indutância | 25 mH |
| Resistência | 0.750 W |

Fonte: Autoria própria.

$$\frac{\hat{i}_{di}(s)}{\hat{d}_{qi}(s)} = \frac{6928}{0.075s + 2.25} \quad (164)$$

Figura 54 – Diagrama de Bode da planta de entrada do conversor.



Fonte: Autoria própria.

Duas vantagens significativas são observadas ao trabalhar com o controle em coordenadas dq . Primeiramente, um controlador PI assegura erro nulo para uma referência constante, dado o caráter contínuo do sinal controlado. Adicionalmente, a continuidade do sinal permite a implementação de uma dinâmica de controle mais lenta, sem introduzir atraso de fase no sistema em coordenadas abc . Esta característica é particularmente valiosa em sistemas de alta potência, onde a frequência de comutação varia de algumas centenas a alguns milhares de hertz. Em outras coordenadas, não é factível estabelecer uma frequência de corte que seja dez vezes inferior à frequência de comutação e dez vezes superior à frequência da rede elétrica,

impossibilitando o desacoplamento ideal entre a frequência da rede, a frequência de corte e a frequência de comutação.

A equação que caracteriza o controlador proporcional-integral (PI) é apresentada em (165), com os parâmetros de projeto detalhados na Tabela 12. Os valores determinados para os parâmetros dos compensadores de corrente são $K_p = 0.4013$ e $\omega_{zi} = 279.2$ rad/s. Ademais, adotou-se um ganho de 0.1 para os sensores de corrente.

$$C_{in}(s) = K_p \frac{s + \omega_{zi}}{s} \quad (165)$$

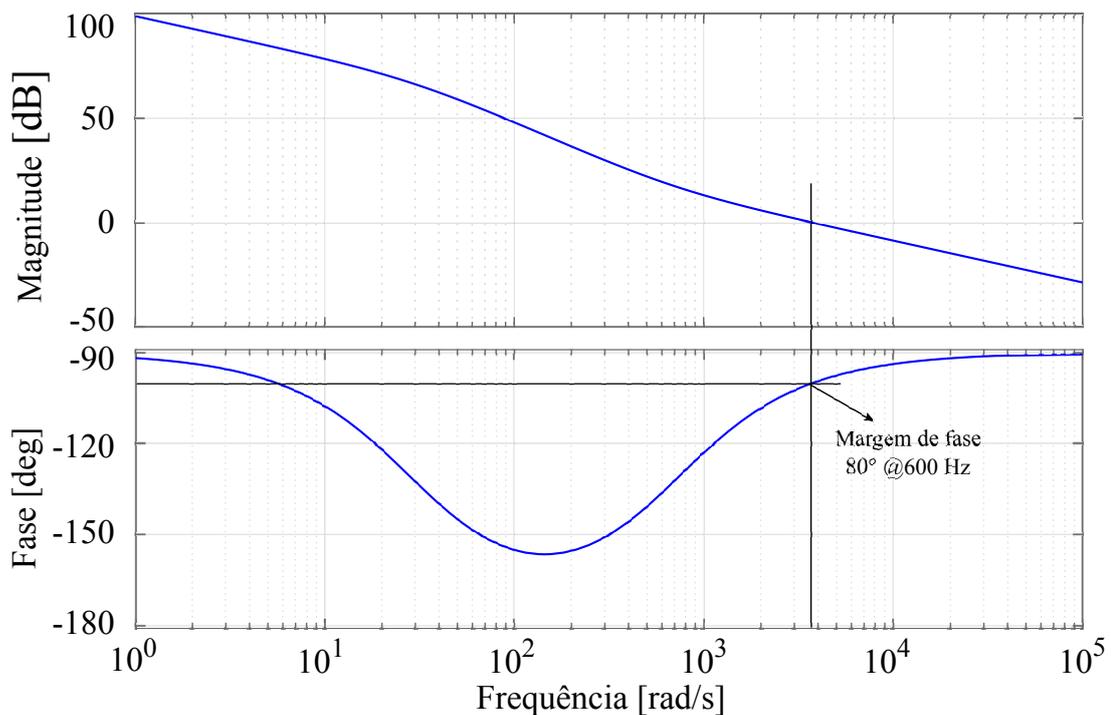
Tabela 12 – Parâmetros do controlador de entrada.

| Parâmetro | Valor |
|-------------------------|---------|
| Frequência de comutação | 2000 Hz |
| Frequência de corte | 600 Hz |
| Margem de fase | 80° |

Fonte: Autoria própria.

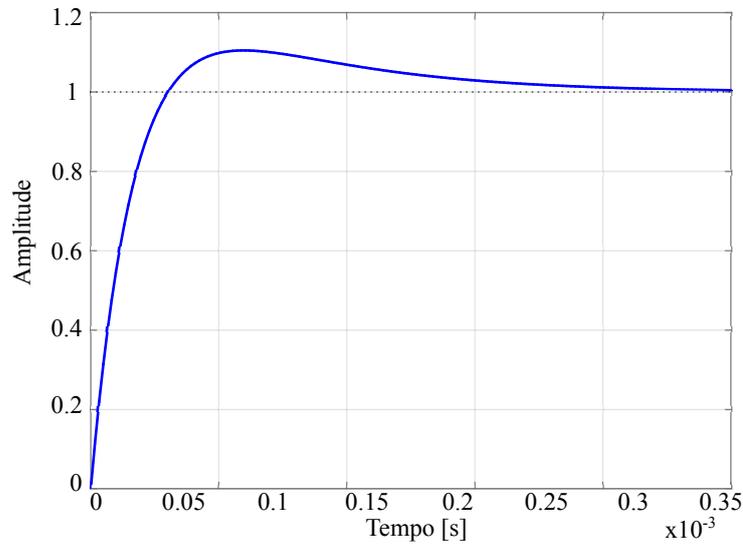
A Figura 55 exibe o diagrama de Bode da função de transferência da malha aberta compensada. Por outro lado, a Figura 56 demonstra a resposta ao degrau do sistema com o controle projetado.

Figura 55 – Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto compensada da corrente de entrada.



Fonte: Autoria própria.

Figura 56 – Resposta ao degrau da malha fechada.



Fonte: Autoria própria.

5.6.2 Projeto do controle da média dos capacitores do M3C

O circuito que simboliza a média da tensão nos capacitores configura-se como um circuito RC, onde a capacitância equivale ao arranjo em série/paralelo dos capacitores dos módulos, e a resistência é caracterizada pela carga conectada ao conversor. A formulação da malha desse circuito conduz à equação (166).

$$i_o(t) = C_o \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} + \frac{v_o(t)}{R_o} \quad (166)$$

Ao isolar as componentes de pequenos sinais e ao aplicar a transformada de Laplace, obtém-se a expressão:

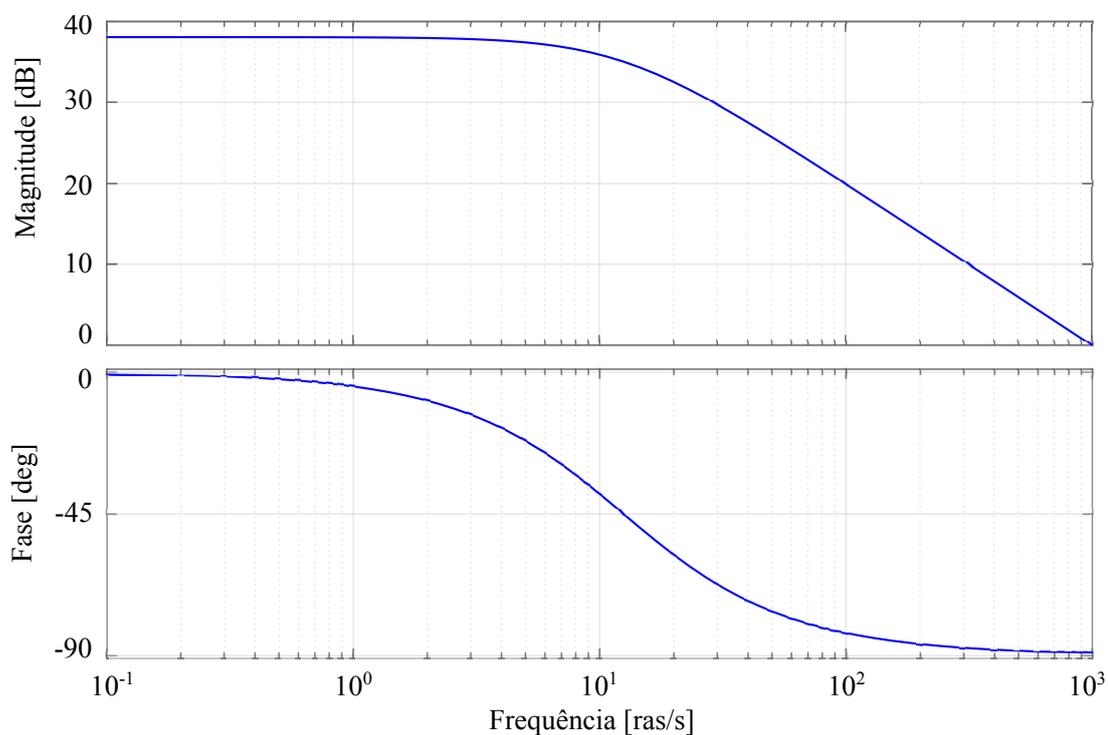
$$\hat{i}_o(t) = C_o \cdot \hat{v}_o(s) \cdot s + \frac{\hat{v}_o(t)}{R_o} \quad (167)$$

Desenvolvendo a equação (167), obtém-se a função de transferência em (168).

$$\frac{\hat{v}_o(t)}{\hat{i}_o(t)} = \frac{R_o}{1 + C_o \cdot R_o \cdot s} \quad (168)$$

A capacitância pode ser determinada pela média das ligações em um intervalo temporal específico, considerando múltiplos ciclos das frequências de entrada e saída. Com base nesse procedimento, determinou-se a capacitância equivalente como 1 mF. Substituindo esses parâmetros, o diagrama de Bode para a planta da tensão média nos capacitores é exibido na Figura 57.

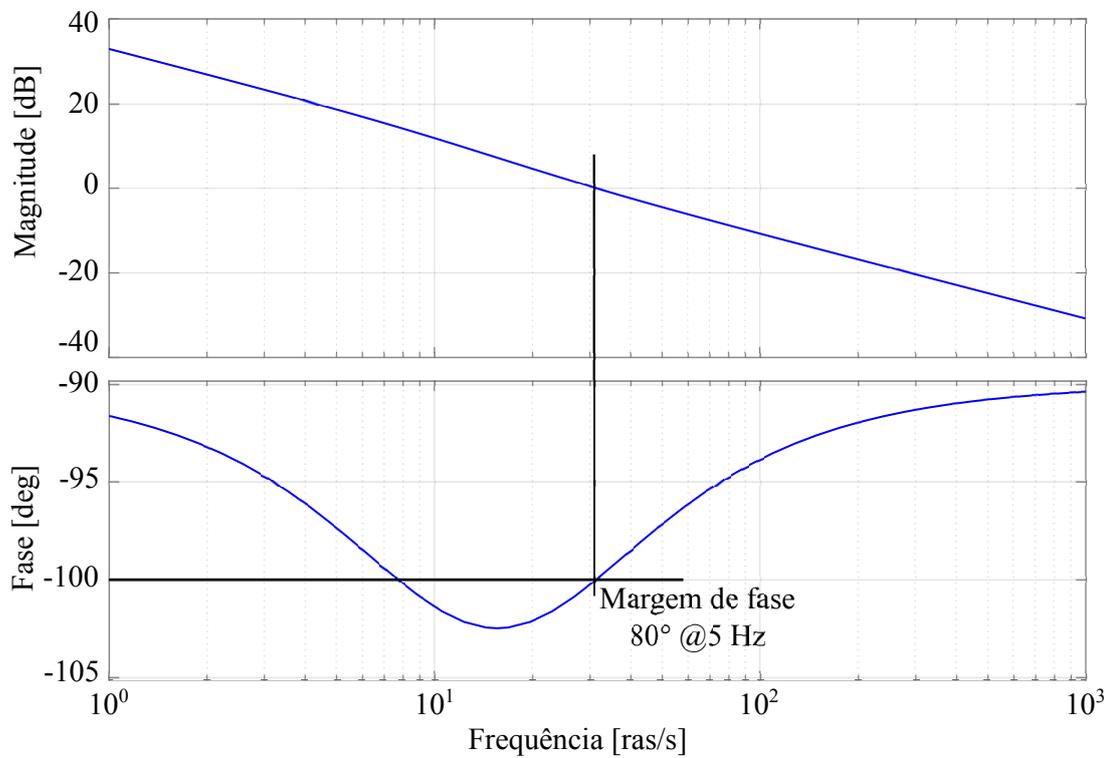
Figura 57 – Diagrama de Bode da média dos capacitores.



Fonte: Autoria própria.

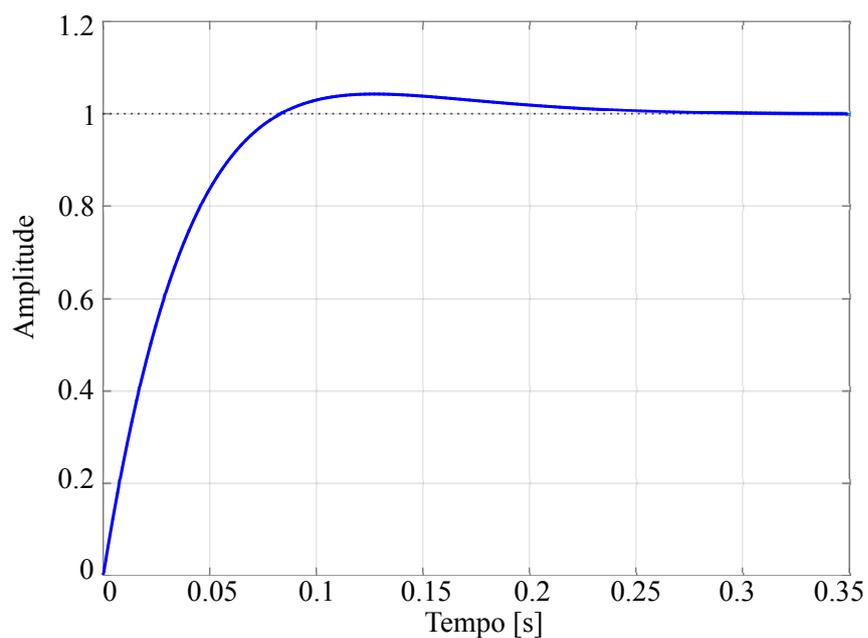
Selecionou-se um controlador Proporcional-Integral (PI) para a compensação da tensão nos capacitores, com uma margem de fase de 80° e uma frequência de corte de 5 Hz. O diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta compensada é ilustrado na Figura 58, e a resposta ao degrau é evidenciada na Figura 59.

Figura 58 – Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto compensada dos capacitores.



Fonte: Autoria própria.

Figura 59 – Resposta ao degrau da malha fechada.



Fonte: Autoria própria.

5.6.3 Projeto do controle da saída do M3C

A mesma metodologia aplica-se ao projeto dos controladores de corrente de saída. Substituindo os valores da Tabela 13 na planta de saída, obtém-se a equação expressa em (169). O diagrama de Bode correspondente é apresentado na Figura 60.

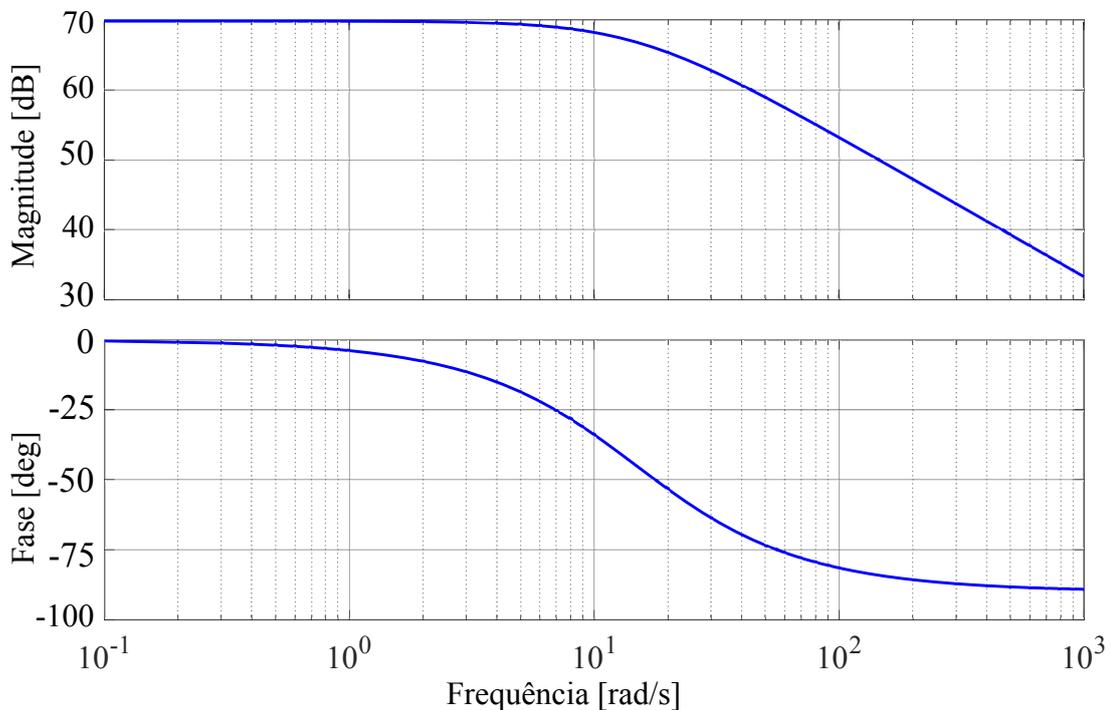
Tabela 13 – Parâmetros da planta de saída.

| Parâmetro | Valor |
|---------------------|---------|
| Tensão no capacitor | 4000 V |
| Indutância | 25 mH |
| Resistência | 0.750 W |

Fonte: Autoria própria.

$$\frac{\hat{i}_{do}(s)}{\hat{d}_{qo}(s)} = \frac{6928}{0.15s + 2.235} \quad (169)$$

Figura 60 – Diagrama de Bode da planta de saída do conversor.



Fonte: Autoria própria.

Os parâmetros de projeto do controlador PI estão detalhados na Tabela 14. Para os compensadores de corrente, os valores calculados foram $K_p = 0.4013$ e $\omega_{zi} = 279.2$ rad/s. Adicionalmente, considerou-se um ganho de 0.1 para os sensores de corrente.

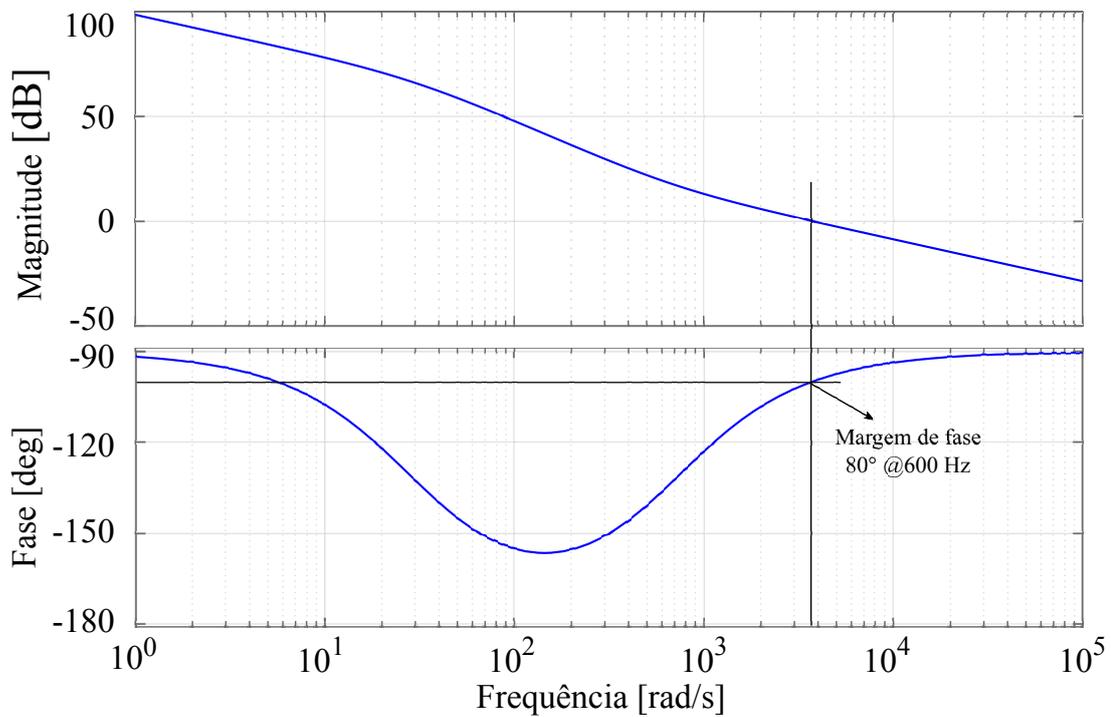
Tabela 14 – Parâmetros do controlador de saída.

| Parâmetro | Valor |
|-------------------------|---------|
| Frequência de comutação | 2000 Hz |
| Frequência de corte | 600 Hz |
| Margem de fase | 80° |

Fonte: Autoria própria.

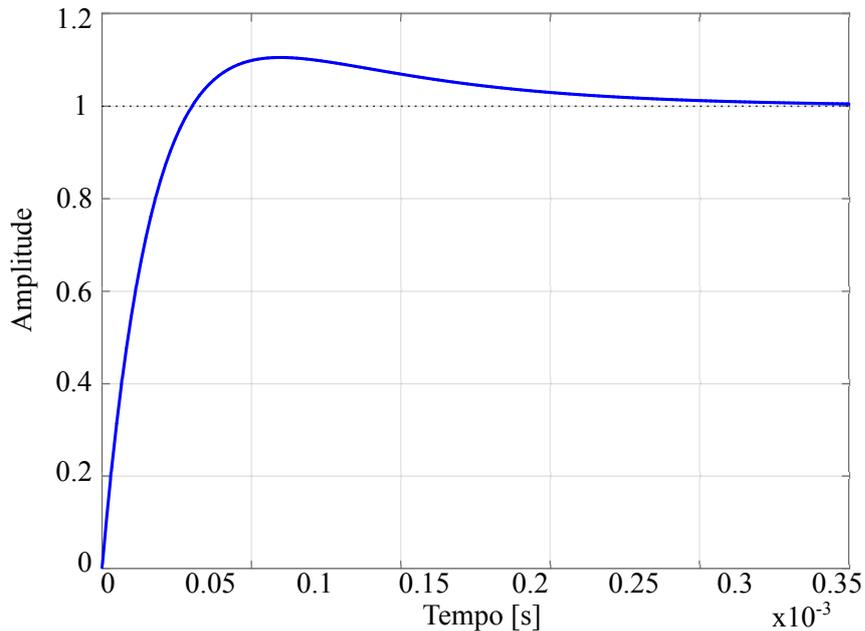
A Figura 61 mostra o diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta compensada, e a Figura 62 ilustra a resposta ao degrau do controle implementado. Nota-se que, diferentemente da malha de corrente de entrada, nesta malha a realimentação é positiva.

Figura 61 – Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto compensada da corrente de saída.



Fonte: Autoria própria.

Figura 62 – Resposta ao degrau da malha fechada.



Fonte: Autoria própria.

5.6.4 Discretização dos controladores

Para implementar o controlador proporcional-integral (PI) em sistemas digitais, é necessário converter a forma contínua do controlador para uma forma discreta. A equação contínua do controlador PI é geralmente expressa como:

$$C_{in}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (170)$$

onde K_p é o ganho proporcional e K_i é o ganho integral, com $K_i = K_p \omega_{zi}$.

5.6.4.1 Método de Tustin

O método de Tustin é utilizado para discretizar controladores devido à sua eficácia em preservar a resposta em frequência e a estabilidade do sistema. Este método aplica a transformação bilinear, que substitui a variável contínua s pela variável discreta z através da aproximação trapezoidal:

$$s = \frac{2}{T} \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right) \quad (171)$$

onde T é o período de amostragem do sistema digital.

5.6.4.2 Aplicação da Transformação de Tustin

Aplicando a transformação de Tustin na equação do controlador PI e simplificando, obtém-se a forma discreta do controlador:

$$C_{in}(z) = K_p + \frac{K_i T}{2} \left(\frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} \right) \quad (172)$$

Esta expressão pode ser reorganizada para a forma de equação de diferenças utilizada para implementação em sistemas de controle digital:

$$u[k] = u[k-1] + \left(K_p + \frac{K_i T}{2} \right) (e[k] + e[k-1]) \quad (173)$$

onde $u[k]$ é o sinal de controle no instante k , e $e[k]$ é o erro de rastreamento medido no mesmo instante.

A Equação (174) representa o controlador PI de entrada e saída discretizado. O mesmo procedimento pode ser realizado para os demais controladores utilizados.

$$C(z) = \frac{0.4293z - 0.3733}{z - 1} \quad (174)$$

Esta metodologia assegura que o controlador PI possa ser efetivamente implementado em um ambiente digital, mantendo a dinâmica desejada do sistema de controle e garantindo a estabilidade e precisão.

5.7 CONSIDERAÇÕES SOBRE A MODELAGEM E CONTROLE

Este capítulo dedicou-se ao desenvolvimento dos modelos do conversor M3C. Foram derivadas as equações diferenciais do conversor, dividindo-se em duas partes: a operação em regime e as pequenas variações. O modelo de pequenos sinais surgiu da linearização dessas equações, focando nas variáveis relevantes ao controle.

As funções de transferência para a entrada e saída do conversor foram extraídas deste modelo. Para os capacitores, adotou-se uma abordagem que divide o controle em três partes distintas. Por fim, procedeu-se ao dimensionamento dos compensadores para as correntes de entrada e saída, bem como para a média das tensões nos capacitores. Detalhes complementares sobre a modelagem do conversor podem ser encontrados no Apêndice A e no repositório do GitHub.

No Capítulo 6, dedicado às simulações, o modelo simplificado e a estratégia de controle proposta serão validados. Será demonstrado a capacidade do conversor de operar sob ampla variação dos parâmetros de entrada, mantendo desempenho apropriado. Um desafio significativo nesta topologia é garantir a carga adequada dos capacitores. A metodologia proposta foca em manter o equilíbrio, especialmente no que se refere à tensão dos capacitores, durante o processo de controle. Conforme elucidado, a potência ativa em uma extremidade do conversor

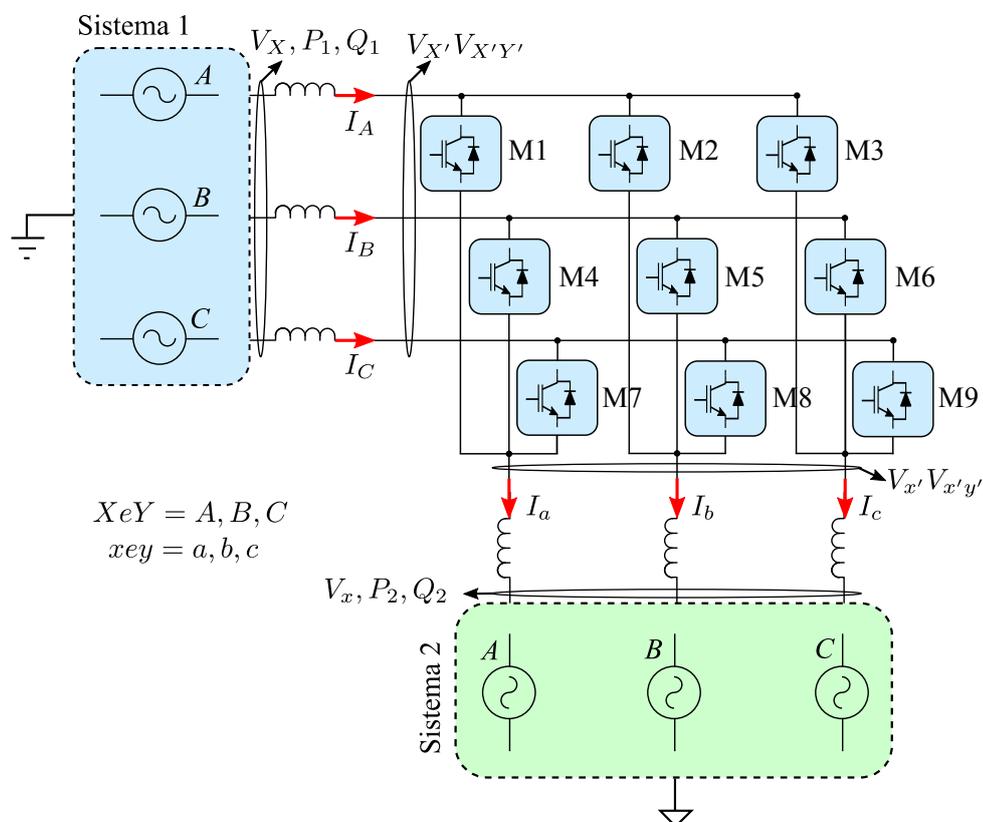
é vital para esse equilíbrio, resultando em apenas um lado do conversor com liberdade para controle independente.

6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A simulação do comportamento de sistemas constitui uma ferramenta indispensável no processo de desenvolvimento e implementação de projetos. Neste estudo, recorreu-se ao uso do Simulink[®] da MathWorks[®] como o software de simulação para a construção e validação dos algoritmos empregados na modulação. Esta abordagem permitiu uma análise detalhada e rigorosa das dinâmicas do sistema, facilitando a aferição dos métodos de controle propostos.

Utilizando o Simulink[®], foi possível realizar uma validação detalhada de cada segmento da modulação de forma isolada, o que permitiu antecipar o comportamento do sistema antes mesmo da implementação dos sinais de comando gerados pela modulação nos interruptores de potência. Considerando a complexidade inerente a essa aplicação e o extenso conjunto de variáveis, optou-se por concentrar a apresentação e análise nas variáveis de maior relevância. Apesar dessa seleção, as variáveis escolhidas fornecem uma representação visual fiel e detalhada do funcionamento adequado do conversor. A Figura 63 mostra o conversor objeto de estudo neste capítulo.

Figura 63 – Conversor utilizado para simulação, utilizando duas fontes trifásicas em cada lado do conversor, com sinalização das variáveis observadas neste capítulo.



Fonte: Autoria própria.

Neste capítulo, serão detalhadas as simulações realizadas no conversor, configurado de modo que ambos os lados sejam alimentados por redes elétricas distintas. Durante os testes,

a amplitude e a frequência do sistema 1 serão mantidas constantes, enquanto a frequência do sistema 2 será variada. O objetivo é explorar a faixa operacional no qual o conversor demonstra eficiência e estabilidade. Por meio da análise das respostas do conversor às alterações de frequência no sistema 2, pretende-se adquirir uma compreensão mais detalhada sobre seu comportamento em variadas condições operacionais. Tal estudo tem como meta não apenas aprofundar o entendimento do funcionamento do conversor, mas também destacar possíveis restrições ou oportunidades para melhorias.

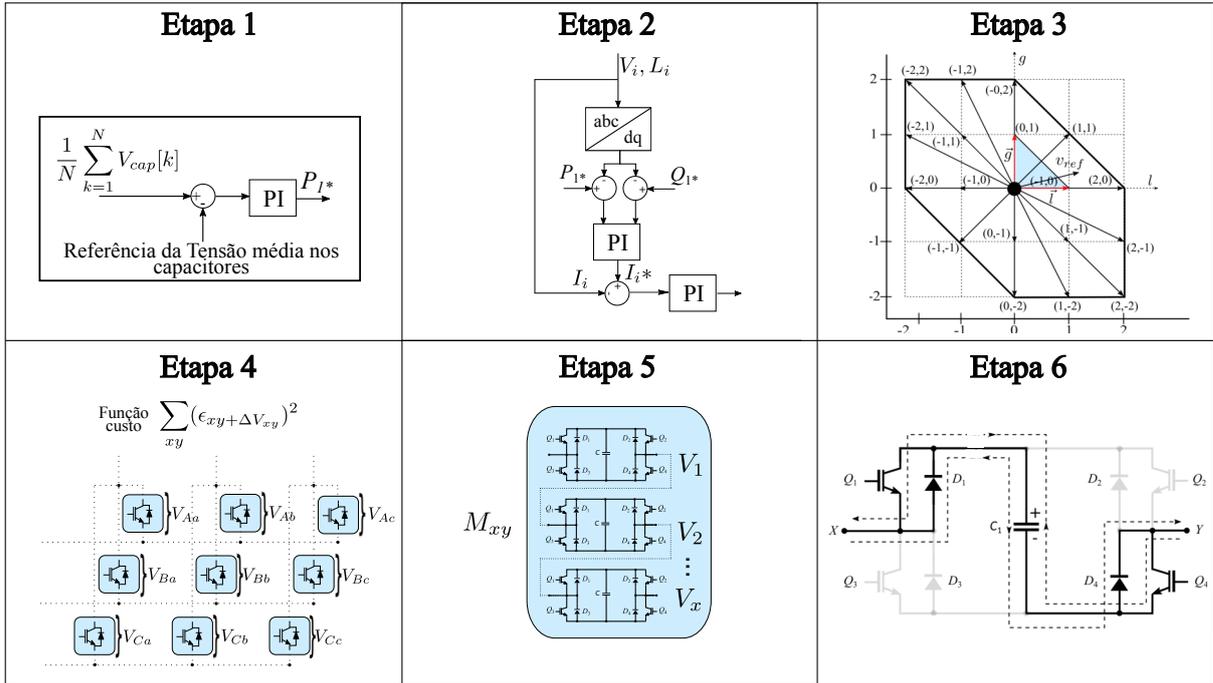
6.1 CONTROLE APLICADO AO M3C

No Capítulo 5, desenvolveu-se o modelo matemático que descreve o Conversor Modular Matricial Multinível (M3C). A partir desse modelo, analisou-se o comportamento dinâmico do conversor, como ilustrado na Figura 52. A análise revela que, mantendo-se o fluxo de potência de entrada equivalente ao de saída, as tensões nos capacitores permanecem estáveis nos níveis atuais. Esta observação fundamenta a estratégia de controle proposta nesta tese, que visa desacoplar as dinâmicas de entrada, saída e das tensões nos capacitores. Para tal, adotou-se uma metodologia inspirada no controle preditivo, caracterizada pelo uso de uma equação que modela o comportamento do sistema e outra que minimiza o erro, buscando a combinação ótima de vetores para alcançar a referência desejada. Assim, enquanto técnicas de controle tradicionais são aplicadas às variáveis de entrada e saída, uma abordagem distinta é utilizada para o gerenciamento das tensões nos capacitores.

Ao assegurar um equilíbrio entre o fluxo de potência de entrada e de saída, observa-se uma tendência ao equilíbrio energético nos capacitores. Isso possibilita a implementação de um controle independente para cada componente do conversor: entrada, saída e capacitores, alinhando-se à dinâmica natural do sistema. As Figuras 48 e 53 no Capítulo 5 detalham a implementação deste desacoplamento. Na abordagem de controle convencional, as malhas de corrente ativa estão interconectadas, de modo que a potência definida pela referência na saída é equilibrada pela potência absorvida da rede na entrada. No entanto, é importante notar que a referência de corrente de entrada é estabelecida a partir da média das tensões nos capacitores, promovendo um ajuste contínuo que visa a equalização das potências de entrada e saída com base na tensão média dos capacitores.

O controle da tensão nos capacitores é executado em diversas etapas do processo de modulação e é continuamente ajustado pelo sistema de controle. A Figura 64 fornece uma representação visual dessas fases, detalhando o fluxo de controle e os mecanismos de ajuste implementados.

Figura 64 – Seis etapas que realizam o controle do M3C.



Fonte: Autoria própria.

Etapa 1 - Nesta etapa do processo, o foco está no controle da tensão média dos capacitores, configurado como a malha mais externa do sistema de controle implementado. Este controle regula a tensão média dos capacitores, assegurando que permaneça dentro dos parâmetros desejados para a operação do conversor. Como resultado direto da atuação dessa malha de controle, é gerada a referência necessária para a malha de corrente de entrada.

Etapa 2 - Com a referência estabelecida para a malha de controle da corrente de entrada, o controlador ajusta dinamicamente a corrente de entrada para manter a tensão média dos capacitores dentro da faixa de operação desejada, buscando equilibrar a potência de entrada com a potência de saída.

Etapa 3 - Nesta etapa, a modulação define os níveis de tensão a serem implementados na entrada e saída do conversor e aguarda a definição, pelo controle, dos cinco módulos que serão utilizados. Quando o controle da Etapa 4 especifica esses módulos, a modulação calcula a tensão de cada um para implementação.

Etapa 4 - Nesta fase do processo de controle, emprega-se uma técnica análoga ao controle preditivo. Este método recorre a um modelo matemático do sistema para prever seu estado futuro com base em ações de controle específicas propostas. A metodologia inclui a elaboração de uma equação que captura o comportamento dinâmico do sistema e uma equação de custo que mede a divergência entre o estado projetado e a referência alvo. O objetivo do controlador é ajustar as variáveis de controle de maneira contínua para minimizar essa discrepância, resultando em uma sequência otimizada de ações de controle ao longo do

tempo. Para o conversor em questão, a seleção dos vetores que compõem as tensões definidas na terceira etapa é um passo crucial. Para cada vetor identificado, estima-se a corrente esperada em cada módulo do conversor. A partir da corrente estimada, é possível determinar o custo associado a cada alternativa de vetor. Assim, seleciona-se a opção de controle mais adequada para o momento, levando em consideração a necessidade de carga ou descarga de um capacitor específico. O foco dessa etapa de controle é na equalização da tensão total em cada módulo, isto é, na soma das tensões internas de cada submódulo (SM), visando um equilíbrio no sistema.

Etapa 5 - Neste estágio do processo de controle, a prioridade é alcançar o equilíbrio energético entre todos os SMs dentro de cada módulo, com o objetivo de assegurar uma distribuição uniforme da energia armazenada entre eles. Caso as etapas anteriores de controle, incluindo o controle da média das tensões nos capacitores e as ações determinadas pelo algoritmo da Etapa 4, não estejam funcionando conforme esperado, pode ocorrer uma descarga nos capacitores dos SMs. Importante ressaltar, no entanto, que tal descarga se dará de forma balanceada, mantendo as tensões dos capacitores dentro dos SMs em níveis próximos uns dos outros.

Etapa 6 - Com as tensões de cada SM definidas na Etapa 5, os sinais PWM são gerados. Durante a transição entre as combinações atuais de interruptores para a próxima, uma tensão nula é imposta como intervalo de segurança (tempo morto) do sistema, assegurando a integridade operacional do conversor.

A sinergia entre as etapas descritas confere ao sistema de controle uma robustez, permitindo uma adaptação dinâmica a uma ampla gama de condições operacionais e assegurando que as tensões nos capacitores se mantenham dentro dos limites estabelecidos. Divergindo da abordagem tradicional, que tende a adotar um controle acoplado e de alta complexidade para configurar os parâmetros dos controladores PI, a estratégia adotada neste trabalho prefere a subdivisão do problema em módulos gerenciáveis. Cada fase do processo é desenhada com um mecanismo de controle específico, adequado às demandas particulares daquela etapa, reduzindo a complexidade global do sistema. Essa metodologia modular e adaptativa não só simplifica o entendimento e a implementação do controle como também realça o desempenho e a capacidade de resposta do conversor M3C diante dos variados desafios operacionais.

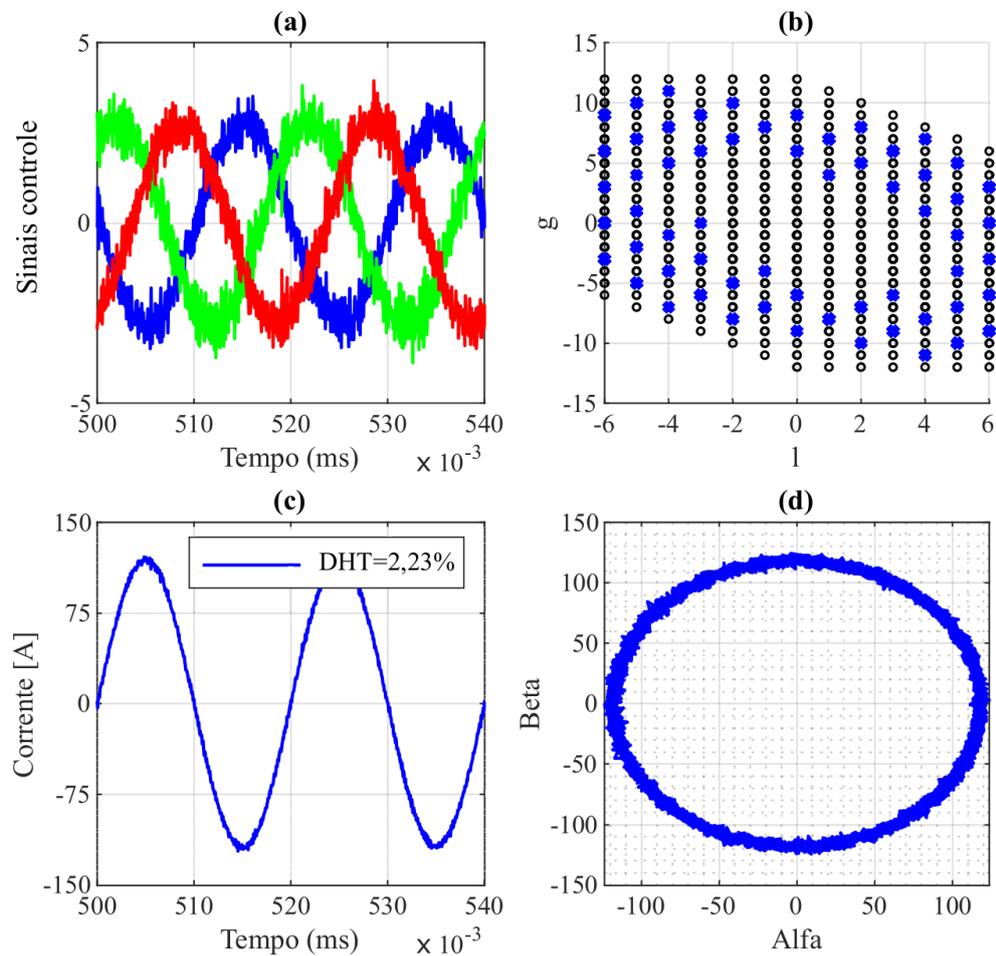
6.2 MODULAÇÃO APLICADA AO M3C

O principal objetivo desta estrutura de controle é produzir correntes senoidais tanto na entrada quanto na saída do M3C, o que requer a definição de uma referência para cada uma dessas variáveis. É igualmente fundamental garantir que as correntes sejam sincronizadas com as tensões, seja estando em fase ou apresentando um fator de deslocamento que esteja em conformidade com os limites aceitáveis. Esses limites são geralmente estipulados por normas técnicas aplicáveis a equipamentos e pelos códigos de procedimentos de rede.

Para atender a esses requisitos, o controle das correntes de entrada e saída foram

implementados em coordenadas dq , permitindo a regulação da componente reativa desejada pelo sistema. O processo de controle das correntes é fundamental para a geração dos sinais de referência que, por sua vez, são utilizados pela modulação para produzir os sinais de comando destinados aos interruptores. A Figura 65 ilustra um exemplo dessa dinâmica para um dos lados do conversor. Na seção (a), são apresentados os sinais provenientes do controle e utilizados pela modulação; a seção (b) exibe o mapa vetorial contendo os vetores selecionados para a síntese da corrente almejada; na seção (c), observa-se a corrente gerada resultante; e, finalmente, a seção (d) mostra essa corrente representada no plano Alfa-Beta.

Figura 65 – Formas de onda do sistema 1: (a) Sinais de referência; (b) Caminho dos vetores no plano lg ; (c) Correntes geradas; (d) Plano Alfa-Beta da corrente.



Fonte: Autoria própria.

6.3 CONEXÃO GENÉRICA DO M3C

Para ilustrar a operacionalidade do conversor M3C de maneira abrangente, realizou-se uma simulação do conversor, configurando-o para estar conectado em ambos os lados por fontes de tensão. A Tabela 15 detalha os parâmetros adotados na simulação. O processo de cálculo das capacitâncias foi embasado nas orientações fornecidas pelo artigo [92], que

considera a potência do conversor, a frequência de comutação e a amplitude de variação de tensão desejada. Para esta simulação, a variação de tensão foi estipulada em 10%.

Tabela 15 – Parâmetros utilizados em simulação.

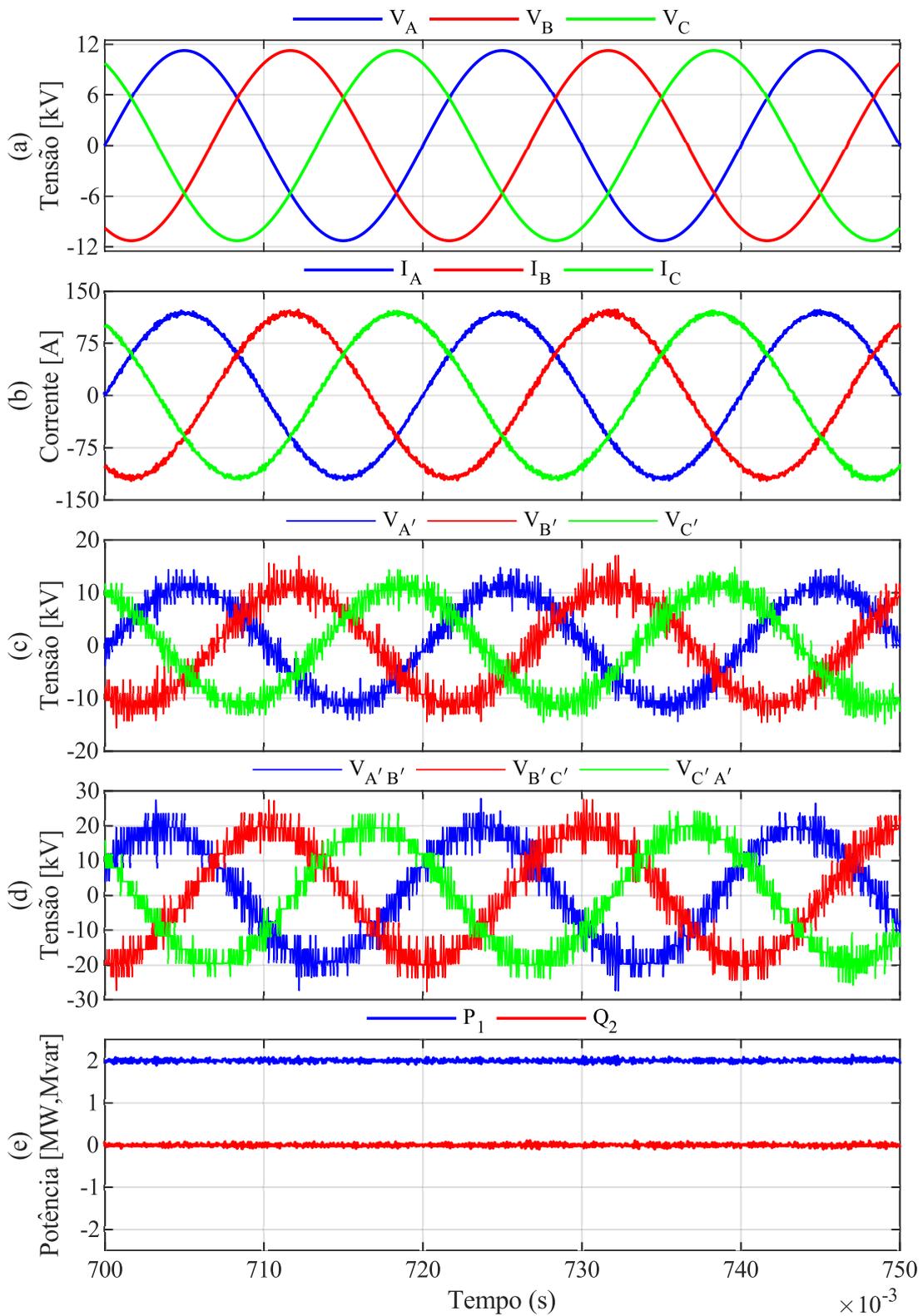
| Parâmetro | Valor |
|---------------------------|---------------|
| Passo da simulação | 1 μ s |
| Potência do conversor | 2 MVA |
| Frequência de comutação | 2 kHz |
| Tensão do capacitor | 4 kV |
| Capacitância do capacitor | 680 μ H |
| Número de submódulos | 6 |
| Sistema 1 | |
| Tensão de linha | 13.8 kV |
| Frequência | 50 Hz |
| Indutância do filtro | 25 mH |
| Sistema 2 | |
| Tensão de linha | 11 kV |
| Frequência | 5-30-45-55 Hz |
| Indutância do filtro | 25 mH |

Fonte: Autoria própria.

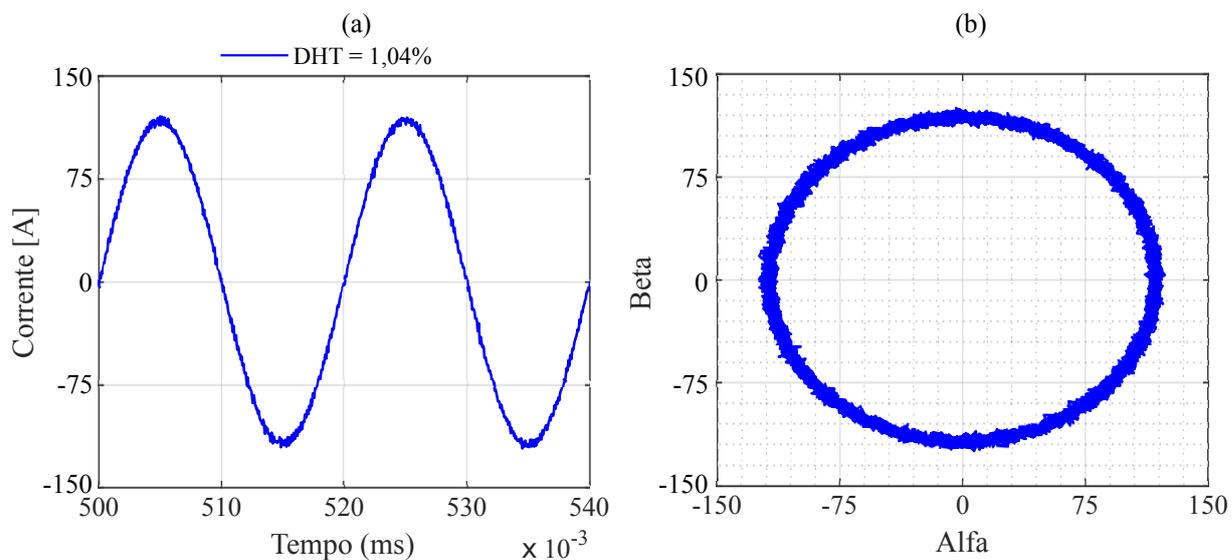
As formas de onda geradas na simulação do conversor são categorizadas de acordo com sua origem, seja na entrada ou na saída do conversor, aqui referenciadas como sistema 1 e sistema 2, respectivamente. O sistema 1 é identificado como a rede fornecedora de energia, operando com uma frequência fixa de 50 Hz. A Figura 66 ilustra as tensões, correntes e a potência associadas ao sistema 1, fornecendo uma visão detalhada do seu comportamento durante a operação do conversor.

A qualidade das formas de onda foi avaliada através de simulações numéricas realizadas no software MATLAB[®], com o cálculo das Distorções Harmônicas Totais (DHT) correspondentes. A Figura 67 apresenta os resultados para o sistema 1, destacando-se um desempenho satisfatório com uma DHT de 1,04%. Adicionalmente, a análise das componentes Alfa e Beta da corrente revela a formação de um círculo perfeito, evidenciando a alta qualidade da forma de onda gerada.

Figura 66 – Formas de onda do sistema 1: (a) Tensões de fase; (b) Correntes; (c) Tensões de fase nos terminais do conversor; (d) Tensões de linha nos terminais do conversor; (e) Potência ativa e reativa.



Fonte: Autoria própria.

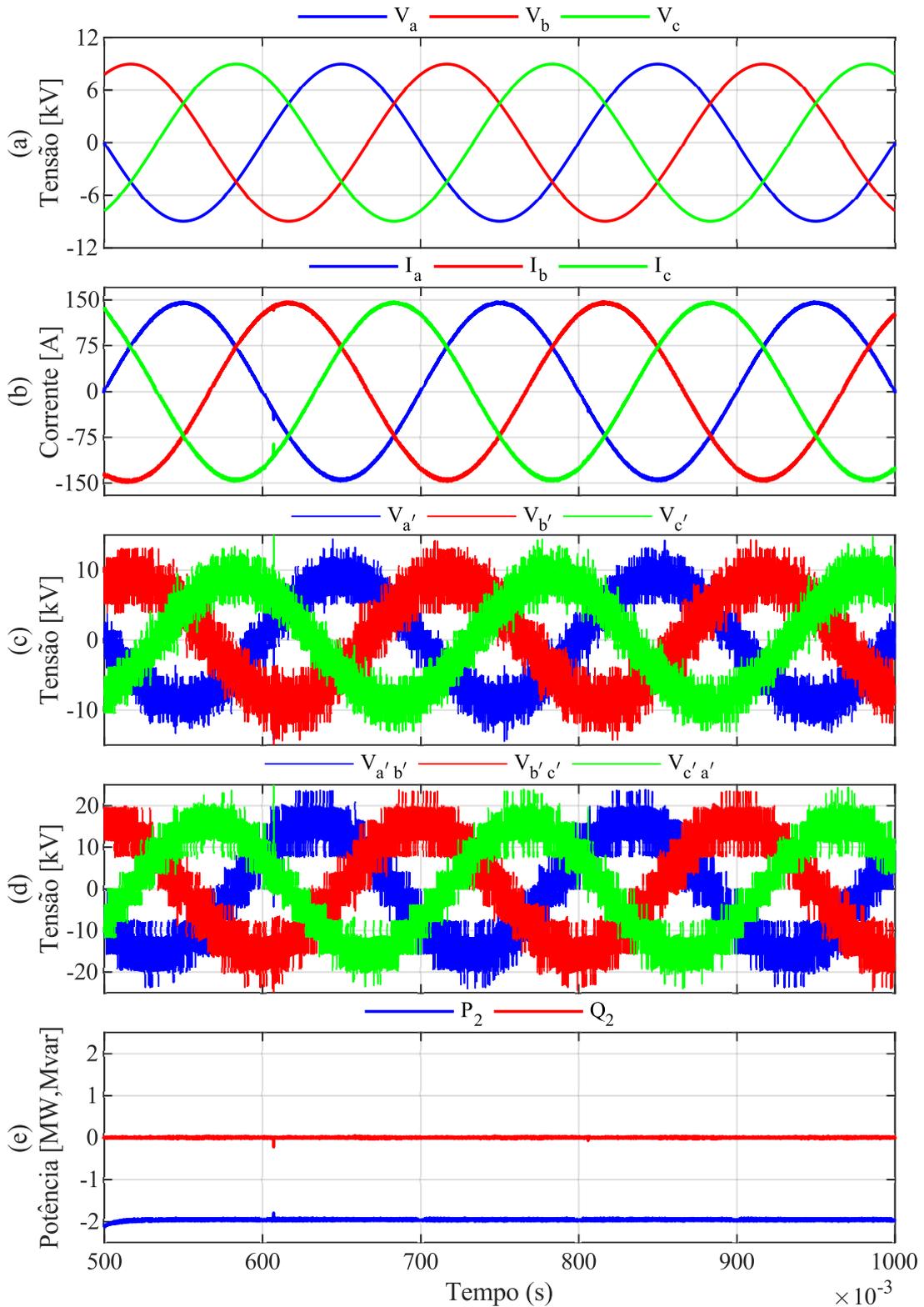
Figura 67 – Formas de onda do sistema 1: (a) Corrente I_a ; (b) Corrente I_a no plano Alfa-Beta.

Fonte: Autoria própria.

Na sequência de simulações realizadas, o sistema 1 opera com uma frequência constante, e por isso, a análise de suas formas de onda será concentrada apenas no primeiro cenário testado, conforme ilustrado na Figura 66. Por outro lado, para o sistema 2, serão exploradas variações na frequência de saída em quatro simulações distintas, nas quais as frequências testadas são 5 Hz, 30 Hz, 45 Hz e 55 Hz. As Figuras 68, 69, 70 e 71 apresentam as formas de onda correspondentes a essas frequências. A escolha dessas frequências específicas visa demonstrar a capacidade do conversor de operar eficientemente tanto em faixas de baixa frequência quanto em valores próximos à frequência de entrada.

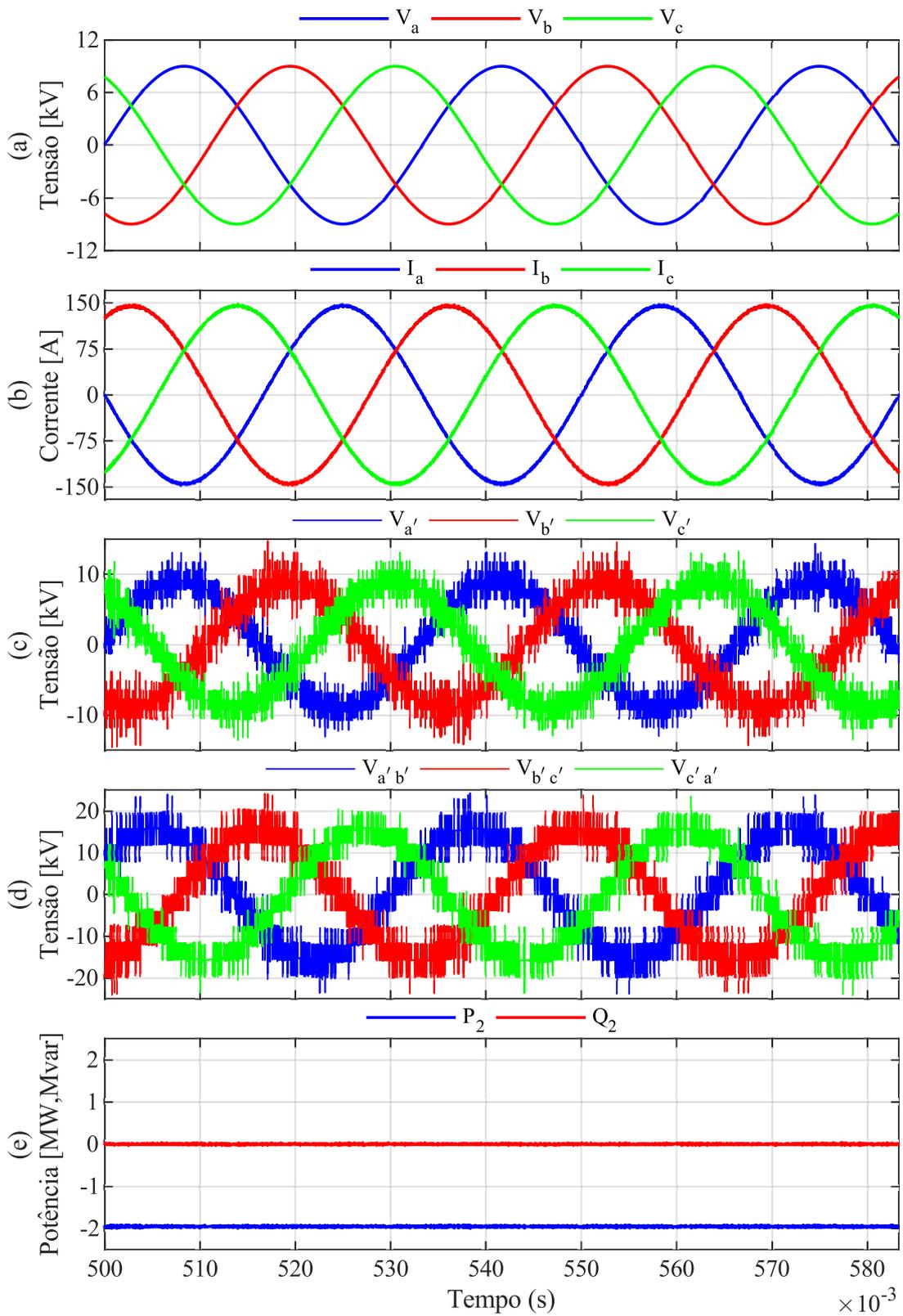
Cada uma das figuras citadas é composta por cinco partes: (a) exibe as tensões de fase nos terminais do sistema analisado; (b) ilustra as correntes geradas; (c) mostra as tensões de fase nos terminais do conversor, entre o filtro indutivo (L) e o próprio conversor; (d) apresenta as tensões de linha também nos terminais do conversor; e (e) detalha as potências ativas e reativas observadas.

Figura 68 – Formas de onda do sistema 2 com 5 Hz: (a) Tensões de fase; (b) Correntes; (c) Tensões de fase nos terminais do conversor; (d) Tensões de linha nos terminais do conversor; (e) Potência ativa e reativa.



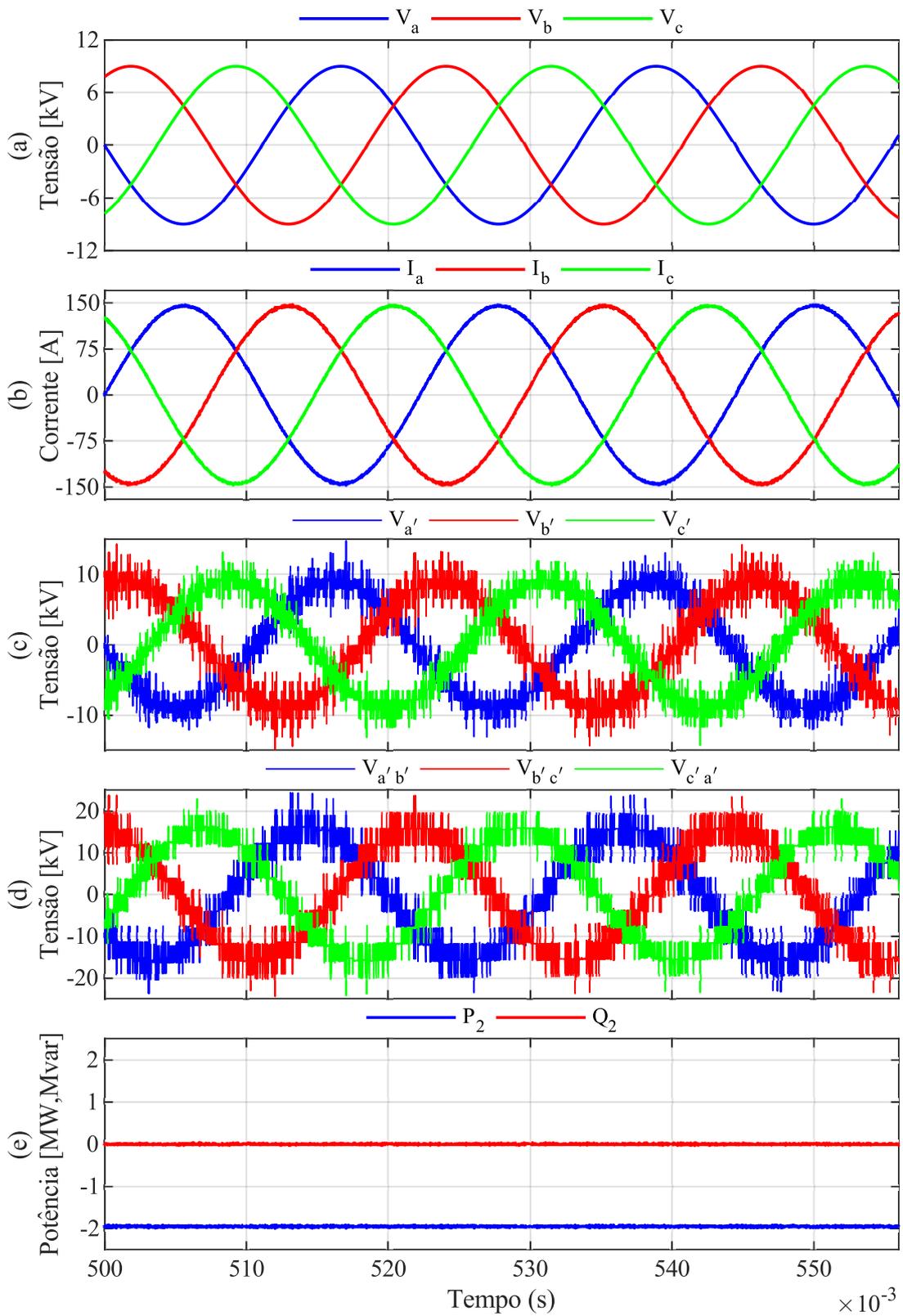
Fonte: Autoria própria.

Figura 69 – Formas de onda do sistema 2 com 30 Hz: (a) Tensões de fase; (b) Correntes; (c) Tensões de fase nos terminais do conversor; (d) Tensões de linha nos terminais do conversor; (e) Potência ativa e reativa.



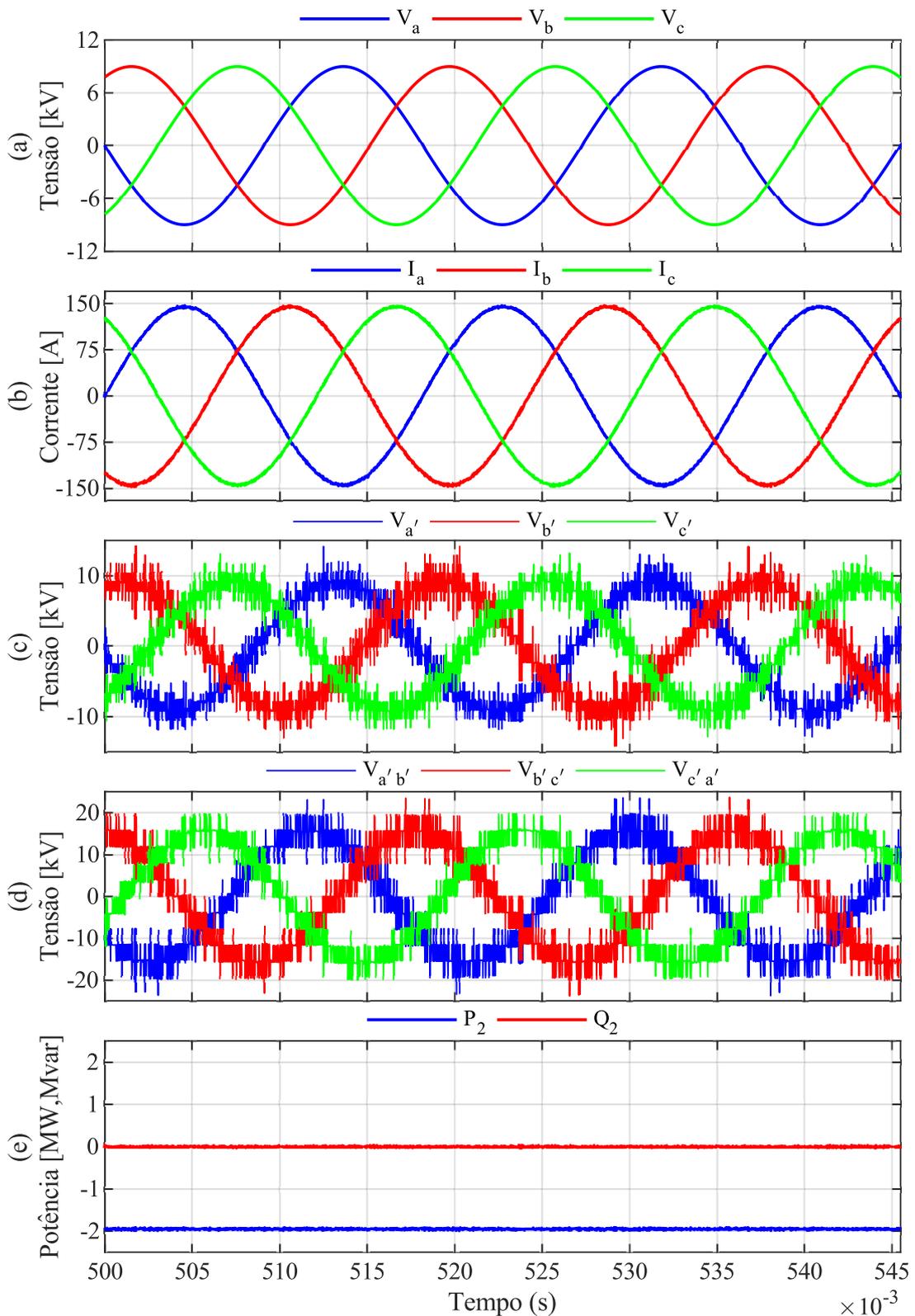
Fonte: Autoria própria.

Figura 70 – Formas de onda do sistema 2 com 45 Hz: (a) Tensões de fase; (b) Correntes; (c) Tensões de fase nos terminais do conversor; (d) Tensões de linha nos terminais do conversor; (e) Potência ativa e reativa.



Fonte: Autoria própria.

Figura 71 – Formas de onda do sistema 2 com 55 Hz: (a) Tensões de fase; (b) Correntes; (c) Tensões de fase nos terminais do conversor; (d) Tensões de linha nos terminais do conversor; (e) Potência ativa e reativa.



Fonte: Autoria própria.

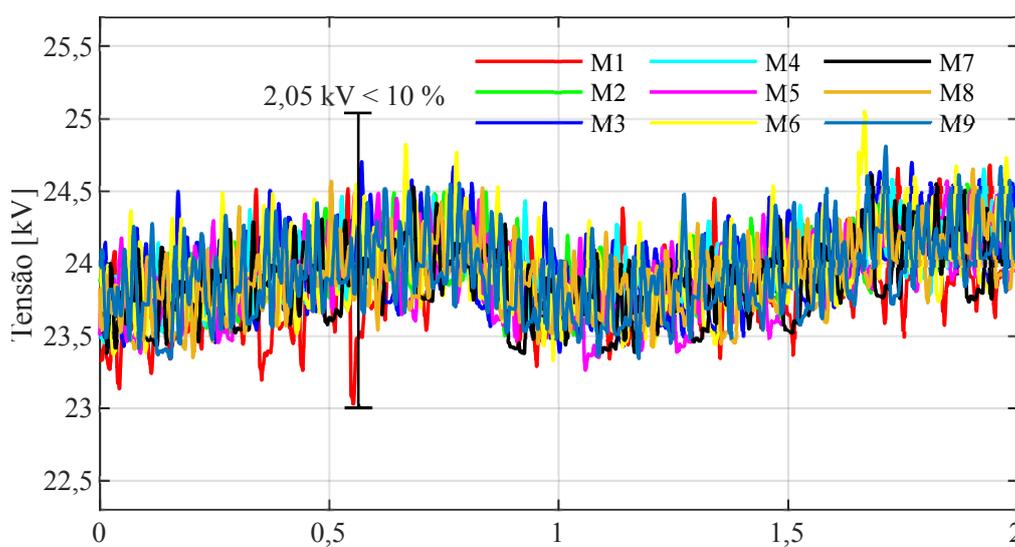
As correntes de saída, referidas neste contexto como sistema 2, apresentaram uma

DHT notavelmente baixa, aproximando-se de 1% para todas as quatro simulações realizadas. A potência operacional foi estabelecida em 2 MVA, com a potência reativa ajustada para zero a fim de possibilitar a operação em 2 MW, demonstrando assim a eficácia do controle tanto de potência ativa quanto reativa. Além disso, as tensões nos terminais do conversor exibiram resultados satisfatórios, caracterizados por tensões de linha com 13 níveis, cada um medindo 4 kV.

É importante notar que as formas de onda observadas não correspondem às de um conversor multinível convencional, devido ao padrão de comutações único imposto pela conversão direta CA-CA e às variações nas tensões dos capacitores. Conseqüentemente, a estabilidade das tensões nos capacitores influencia a qualidade das formas de onda geradas. Contudo, a obtenção de formas de onda perfeitas não é um requisito crítico, visto que o foco do controle está na regulação das correntes de entrada e saída, e não diretamente nas tensões. Nesse quesito, o sistema de controle demonstrou atuar de maneira eficaz, mantendo o desempenho esperado mesmo com variações na frequência de saída. Para essas simulações, as perdas não foram consideradas, adotando-se componentes ideais.

Uma das metas fundamentais do sistema de controle do conversor M3C consiste em assegurar o equilíbrio das tensões nos capacitores. Ao definir a capacitância, considerou-se uma variação permitida de 10%. As Figuras 72, 73, 74 e 75 demonstram que essa margem de variação foi efetivamente mantida para todas as frequências de saída testadas nas simulações. A tensão representada nestas figuras corresponde à tensão acumulada dos módulos, isto é, a soma das tensões de seis submódulos em série, cada um contribuindo com 4 kV.

Figura 72 – Tensões nos capacitores. Sistema 1 com 50 Hz e sistema 2 com 5 Hz.



Fonte: Autoria própria.

Figura 73 – Tensões nos capacitores. Sistema 1 com 50 Hz e sistema 2 com 30 Hz.

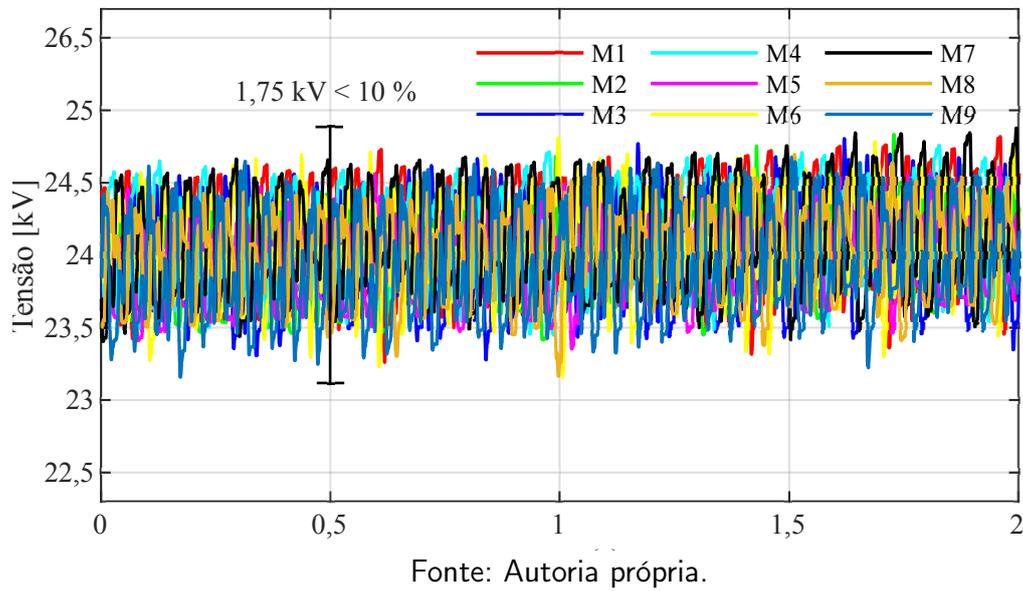


Figura 74 – Tensões nos capacitores. Sistema 1 com 50 Hz e sistema 2 com 45 Hz.

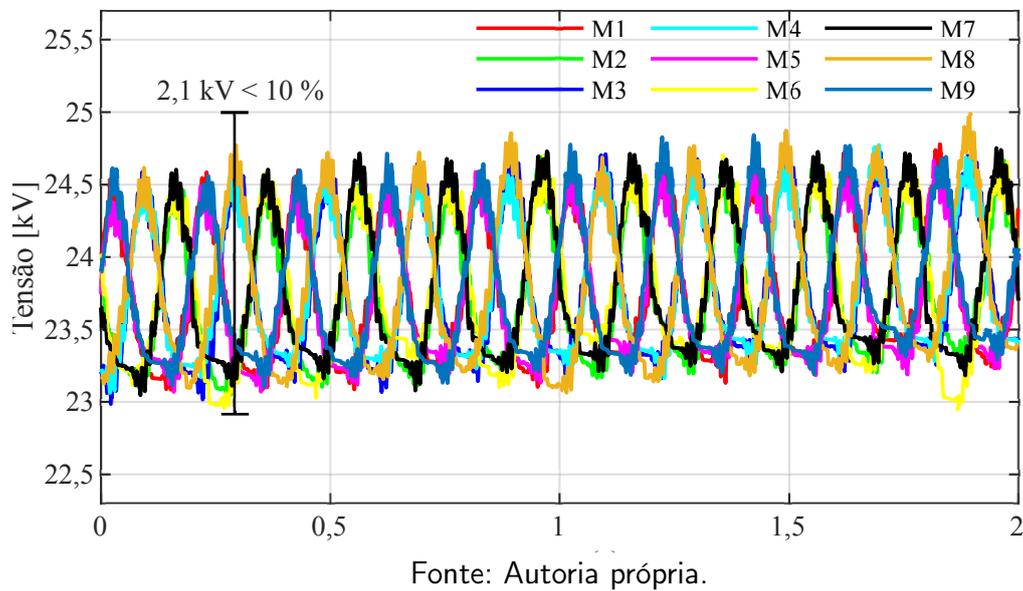
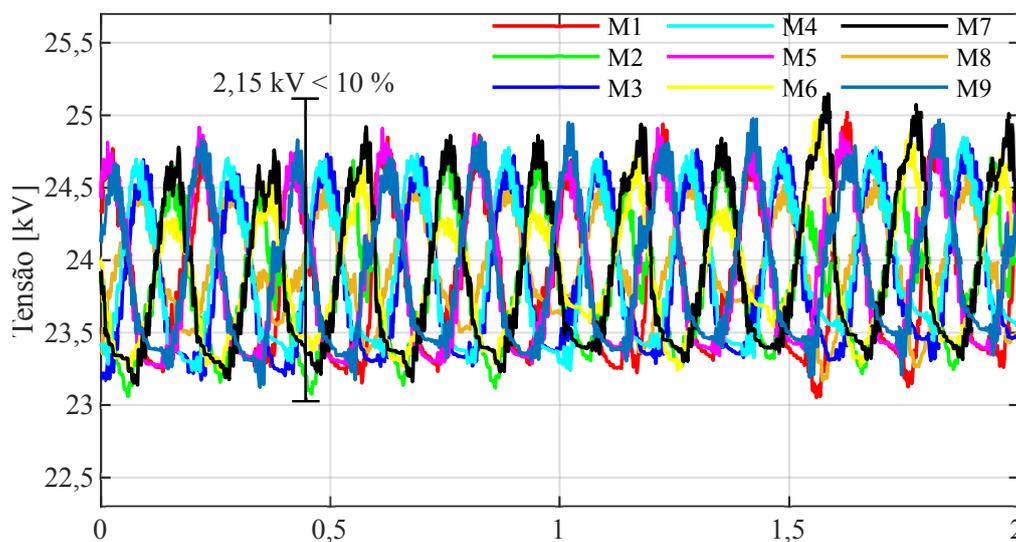


Figura 75 – Tensões nos capacitores. Sistema 1 com 50 Hz e sistema 2 com 55 Hz.



Fonte: Autoria própria.

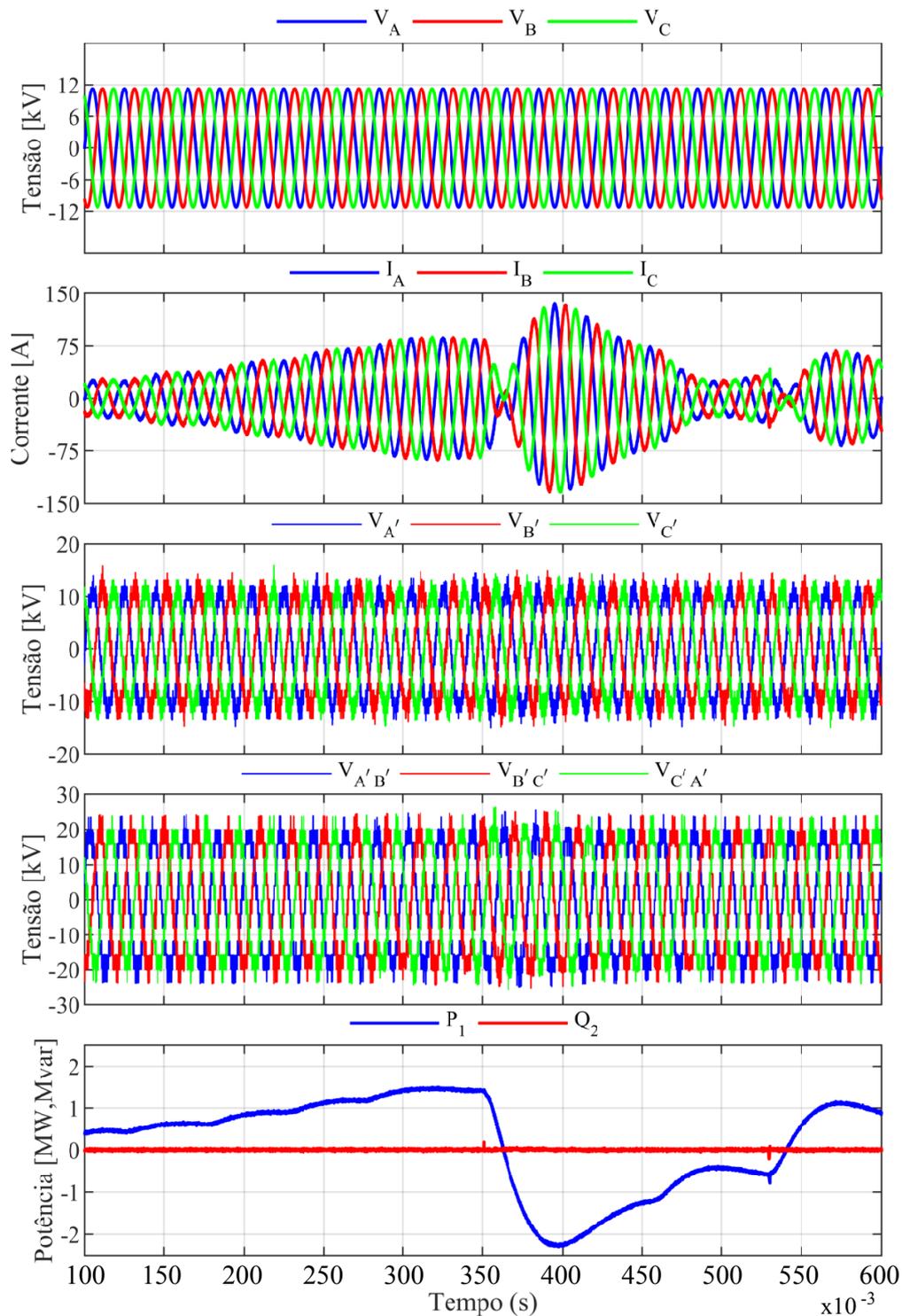
Os cenários mais desafiadores para o funcionamento do M3C ocorrem sob duas condições específicas: primeiramente, quando a frequência em um dos lados aproxima-se de zero; e, secundariamente, quando há uma proximidade entre as frequências de entrada e saída. Essas situações apresentam dificuldades particulares para o controle em manter as tensões nos capacitores equilibradas. Como evidenciado nas Figuras 74 e 75, esses são os pontos de operação nos quais a tensão nos capacitores mais desvia do valor de referência. Por contraste, a configuração operacional distante dessas condições extremas demonstrou os melhores resultados em termos de estabilidade da tensão dos capacitores, como ilustrado na Figura 73.

A efetividade do sistema de controle é avaliada mediante a alteração da referência de potência na saída, conforme demonstrado na Figura 77. Observa-se que, apesar da inversão completa da potência total, de 100% para -100%, o conversor mantém a capacidade de regular as correntes e as tensões nos capacitores. No entanto, durante esta inversão instantânea, a variação das tensões nos capacitores supera o limite inicialmente projetado. Tal fenômeno decorre do caráter extremo do teste aplicado ao conversor; em aplicações práticas, essa inversão total da potência normalmente ocorreria ao longo de alguns segundos, não de maneira instantânea como na simulação apresentada.

O teste foi projetado para simular uma variação de carga, conforme ilustrado na Figura 77, desafiando o sistema de controle do sistema 1 (mostrado na Figura 76) a fornecer a corrente necessária para manter o equilíbrio das tensões nos capacitores (Figura 78). A potência ativa no sistema 2 foi incrementada em degraus até os 350 ms, seguido por uma inversão e redução em degraus até os 530 ms, momento em que a referência de potência é novamente invertida. Considerando que os filtros foram dimensionados para a potência nominal, observou-se que, em potências inferiores, a DHT da corrente aumenta devido à menor corrente fluindo através

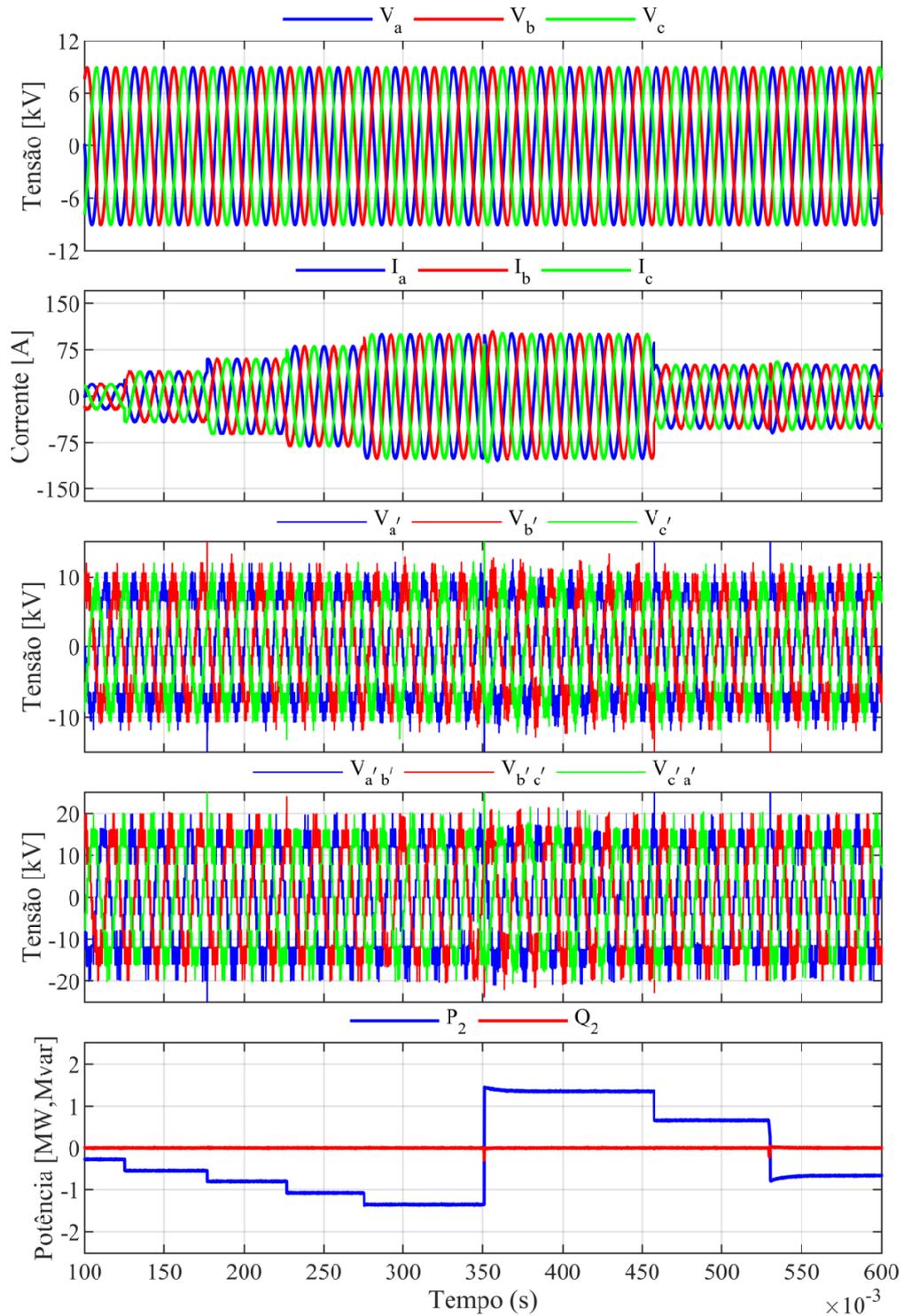
dos indutores. Importante ressaltar que as tensões nos terminais do conversor mantiveram-se estáveis, indicando um controle eficaz das tensões nos capacitores.

Figura 76 – Formas de onda do sistema 1: (a) Tensões de fase; (b) Correntes; (c) Tensões de fase nos terminais do conversor; (d) Tensões de linha nos terminais do conversor; (e) Potência ativa e reativa.



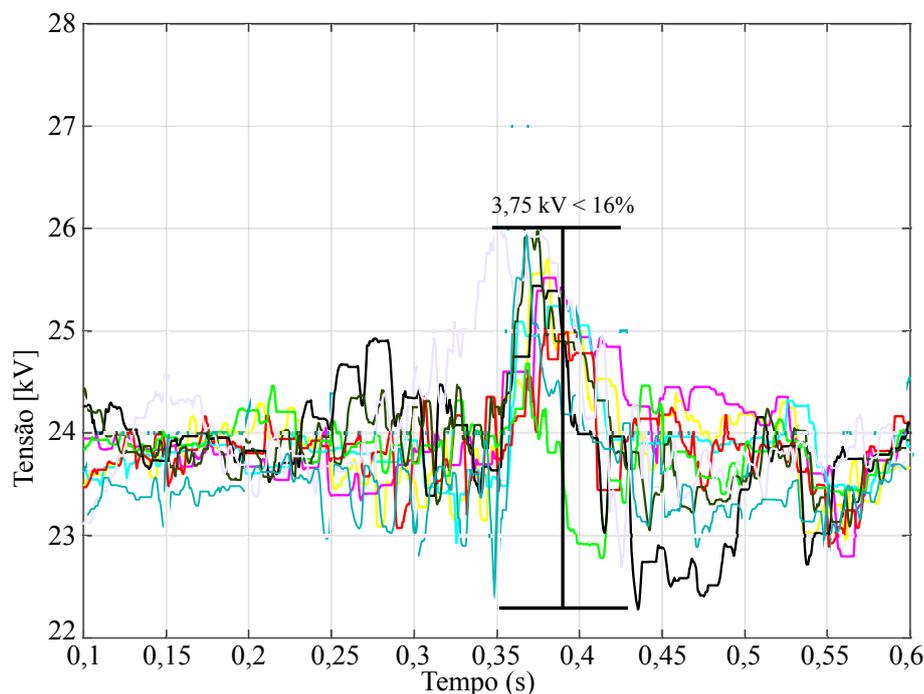
Fonte: Autoria própria.

Figura 77 – Formas de onda do sistema 2: (a) Tensões de fase; (b) Correntes; (c) Tensões de fase nos terminais do conversor; (d) Tensões de linha nos terminais do conversor; (e) Potência ativa e reativa.



Fonte: Autoria própria.

Figura 78 – Tensões nos capacitores. Sistema 1 com 50 Hz e sistema 2 com 30 Hz.



Fonte: Autoria própria.

6.4 CONSIDERAÇÕES SOBRE OS RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A capacidade de simular o comportamento de um sistema desempenha um papel importante no desenvolvimento de projetos de dispositivos ou aplicações. Neste estudo, tal abordagem é empregada especificamente para validar o funcionamento do conversor sob uma ampla gama de condições operacionais.

A simulação da modulação e dos algoritmos a ela associados foi realizada com a intenção de que esses elementos possam ser diretamente aproveitados em uma implementação prática subsequente.

Para o desenvolvimento e a validação dos algoritmos utilizados na modulação SVM rápida, empregou-se o programa de simulação Simulink[®] da MathWorks[®]. Esta ferramenta possibilitou a validação detalhada de cada etapa operacional do conversor, permitindo uma análise aprofundada do comportamento do sistema como um todo.

A performance satisfatória do conversor M3C nas simulações, caracterizada pelo equilíbrio efetivo das tensões nos capacitores e pelo controle adequado das correntes de entrada e saída em diversas condições de frequência e carga, estabeleceu uma base sólida para avançar da teoria à prática. Esta base robusta, confirmada através do comportamento esperado do conversor em um ambiente de simulação controlado, justifica a progressão para a fase de validação experimental. O próximo passo envolve a condução de testes práticos que irão avaliar a eficácia dos métodos de controle e de modulação desenvolvidos. A metodologia e os resultados destes testes serão abordados no próximo capítulo.

7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este capítulo desempenha um papel fundamental na presente pesquisa, indicando a transição para a etapa de experimentação prática. Os experimentos serão realizados com a plataforma OPAL-RT 5700, adotando a estratégia de *Hardware-in-the-Loop* (HIL). Esta abordagem proporciona uma oportunidade distinta para validar experimentalmente os algoritmos e conceitos elaborados, permitindo sua análise em tempo real. Utilizar essa técnica possibilita uma compreensão detalhada e prática do comportamento do sistema sob várias condições operacionais, evidenciando a viabilidade e a confiabilidade do sistema proposto.

O OPAL-RT 5700, ilustrado na Figura 79, se destaca como uma ferramenta robusta e flexível, projetada especialmente para aplicações desafiadoras em eletrônica de potência e controle de sistemas dinâmicos. Sua capacidade de processamento em tempo real, combinada com a precisão das simulações, facilita a implementação e o teste prático de algoritmos de controle, além de permitir a exploração do desempenho de conversores em variadas condições operacionais. A plataforma tem a capacidade de simular cenários de operação potencialmente destrutivos, que seriam inviáveis ou perigosos para serem testados com *hardware* real.

Figura 79 – OPAL OP5700.



Fonte: Autoria própria.

A técnica de *Hardware-in-the-Loop* (HIL) revela-se extremamente vantajosa para testes com conversores de alta potência. A combinação de controladores externos, como FPGAs, com a simulação de componentes e conversores no MATLAB, proporciona uma sinergia entre a fidelidade do hardware real e a flexibilidade da simulação. Nos sistemas de alta potência, que operam em condições complexas, a inclusão de hardware real no processo de controle assegura uma validação mais abrangente e fiel.

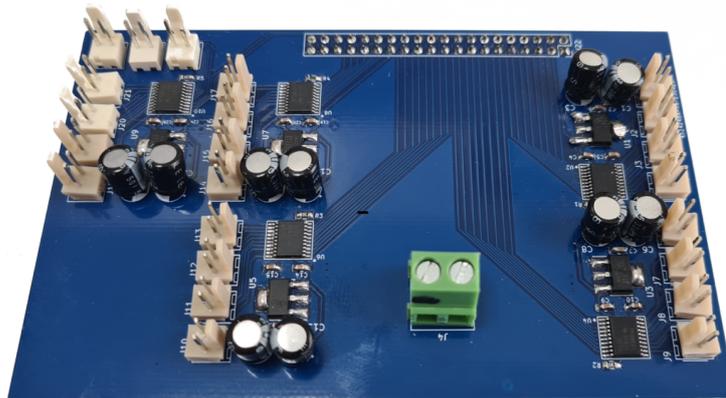
O controlador externo desempenha um papel importante, implementando algoritmos de controle e possibilitando a interação em tempo real com os elementos simulados, como

módulos de potência e sensores. Esta abordagem não apenas replica as condições operacionais de maneira realista, expondo os desafios específicos dos conversores de alta potência, mas também permite modificações em tempo real em resposta a mudanças no sistema.

Assim, a utilização de HIL neste contexto não apenas aumenta a confiança nos resultados obtidos, mas também estabelece uma plataforma de desenvolvimento dinâmica que promove a evolução contínua do conversor, enfrentando de forma eficaz condições realistas e desafiadoras.

Para a implementação da técnica de *Hardware-in-the-Loop* (HIL), foram desenvolvidas duas placas customizadas, projetadas especificamente para a integração com o FPGA. A primeira placa desempenha um papel crucial ao facilitar o intercâmbio de dados digitais entre o FPGA e a plataforma OPAL, ilustrado na Figura 80. Esta placa é projetada para tanto receber quanto enviar sinais digitais, estabelecendo assim comunicação entre o sistema de controle no FPGA e o ambiente de simulação em tempo real do OPAL.

Figura 80 – Placa com buffer para comunicação digital com o OPAL.



Fonte: Autoria própria.

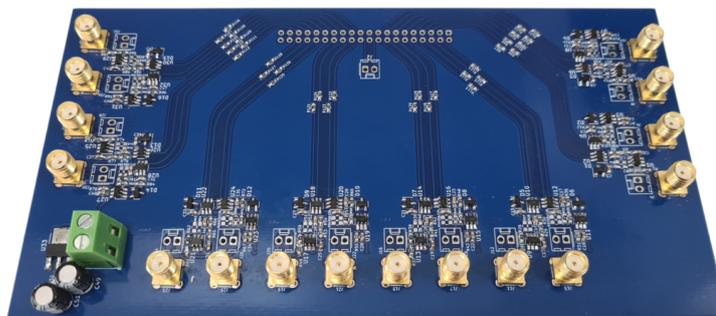
Durante o desenvolvimento das placas para integração com o OPAL-RT 5700, identificou-se uma deficiência na documentação fornecida pelo OPAL-RT, marcada pela falta de detalhes específicos. Reconhecendo que as dificuldades para elaborar uma documentação abrangente pode ser desafiadora devido às complexidades do sistema, a escassez de informações detalhadas afetou diretamente a escolha inicial do componente de buffer. Inicialmente, optou-se pelo buffer *TXS0108EQPWRQ1*, com base nas especificações então acessíveis. No entanto, na prática, surgiram dificuldades relacionadas à corrente e ao casamento de impedâncias, o que ressaltou a necessidade de um componente mais adequado às exigências do sistema. Após uma análise minuciosa e os ajustes necessários, optou-se pela substituição pelo buffer *CD4010CN*, que se mostrou uma escolha eficaz, resolvendo os problemas identificados e assegurando a solidez na implementação prática do sistema.

A segunda placa foi concebida com o propósito específico de realizar a aquisição de sinais analógicos provenientes do OPAL, conforme ilustrado na Figura 81. Incorporando um

conversor analógico-digital (ADC), esta placa tem a responsabilidade de captar os sinais analógicos gerados no ambiente de simulação em tempo real e transmiti-los ao FPGA para o processamento e controle subsequentes. Essa capacidade é fundamental para garantir uma representação autêntica do comportamento analógico do sistema em análise, desempenhando um papel vital na obtenção de uma validação confiável e exata.

Para atender a esses requisitos, selecionou-se o circuito integrado *AD7276*, que oferece uma resolução de 12 bits para a conversão de sinais analógicos em digitais. Quanto à taxa de amostragem, o *AD7276* alcança até 3 MSPS (Milhões de Amostras por Segundo), sobretudo quando operado com a interface SPI (*Serial Peripheral Interface*) para a leitura de dados. Nos testes práticos, o desempenho do *AD7276* confirmou sua adequação, proporcionando resultados consistentes e uma captação acurada dos sinais analógicos emitidos pelo OPAL.

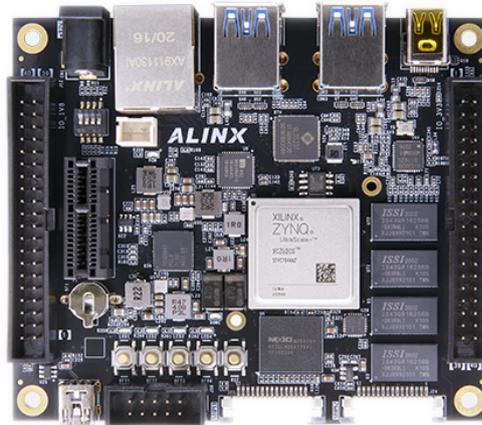
Figura 81 – Placa de condicionamento analógico utilizando o *AD7276*.



Fonte: Autoria própria.

O FPGA utilizado neste estudo é o *Xilinx Zynq UltraScale+ MPSoC*, conforme ilustrado na Figura 82, uma plataforma *System-on-Chip* (SoC). Equipado com núcleos de processamento *ARM Cortex-A53* e *Cortex-R5*, o *Zynq UltraScale+ MPSoC* destaca-se pelo seu desempenho computacional consistente e sua alta versatilidade. Esta arquitetura avançada é particularmente adequada para aplicações que exigem processamento em alta velocidade, tais como na geração de sinais de *clock* para ADCs, leitura de sinais via SPI, e na implementação de algoritmos de modulação e controle pertinentes. Além disso, tarefas de controle que operam em frequências mais baixas e/ou que requerem cálculos em ponto flutuante podem ser executados nos núcleos ARM, o que contribui para a simplificação do desenvolvimento dos algoritmos de controle. A integração e a comunicação efetiva entre o FPGA e os núcleos ARM são asseguradas por um barramento de alta frequência, otimizando a troca de dados e a interação entre as diferentes partes do sistema.

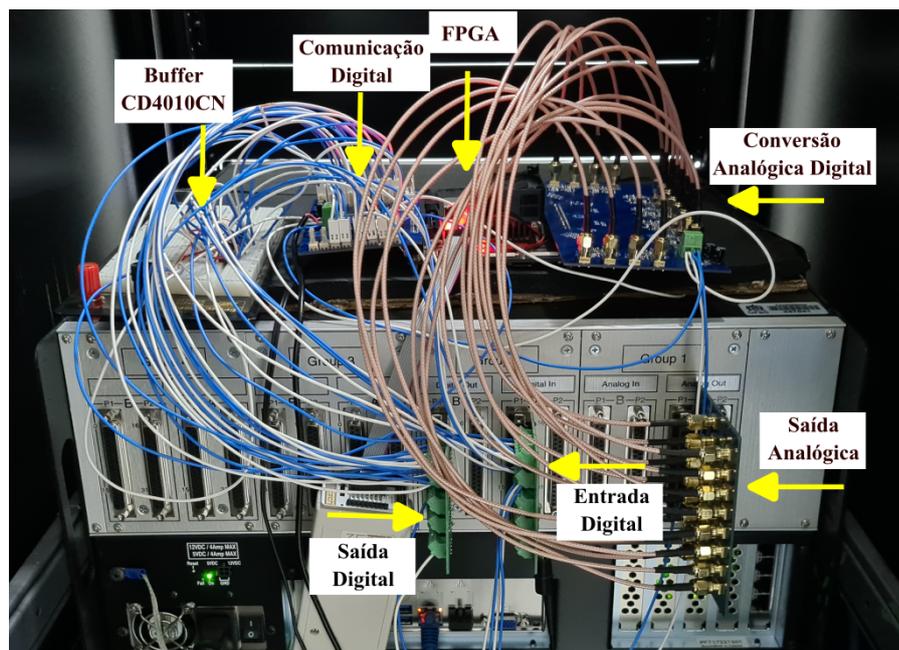
Figura 82 – FPGA Xilinx Zynq UltraScale+ MPSoC.



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 83, apresenta-se a bancada experimental projetada especificamente para os testes, integrando as placas desenvolvidas para comunicação digital e leitura analógica ao FPGA. Esta configuração completa é incorporada ao sistema OPAL RT 5700, criando um ambiente abrangente e robusto para a execução dos experimentos em tempo real. A configuração unificada destaca a colaboração sinérgica entre os controles digitais e o hardware simulado, elemento chave para a implementação bem-sucedida dos experimentos de *Hardware-in-the-Loop*.

Figura 83 – Bancada experimental de testes.



Fonte: Autoria própria.

7.1 CONFIGURAÇÃO BÁSICA E UTILIZAÇÃO DO OPAL RT LAB

Uma visão geral do processo de geração dos arquivos e fluxo de trabalho utilizando o RT-LAB pode ser delineada percorrendo a ordem apresentada a seguir:

1. Desenvolvimento do Modelo Simulink:
 - a) Modele o sistema ou controle desejado utilizando blocos do Simulink.
 - b) Considere a possibilidade de usar blocos específicos fornecidos pela RT-LAB *Toolbox* para garantir a compatibilidade com o ambiente de tempo real.
2. Configuração para RT-LAB:
 - a) Na página principal do Simulink, deixe somente os blocos SM (*Master*), SS (*Slave*) e SC (*Scope*) como indicado na documentação do RT-LAB.
 - b) Adicione os blocos de entrada e saída desejados, como por exemplo *DigitalIn* ou *AnalogicOut*.
3. Importação para o RT-LAB:
 - a) No ambiente RT-LAB, crie um projeto e importe o modelo do Simulink.
 - b) Configure todos os parâmetros de configuração, como amostragem e opções de hardware.
4. Compilação e Carregamento:
 - a) Compile o código no RT-LAB.
 - b) Carregue o modelo compilado no sistema (RT-LAB *target*).
5. Execução em Tempo Real:
 - a) Inicie a execução em tempo real no RT-LAB.
 - b) Verifique a comunicação entre o modelo Simulink e o *hardware*.
6. Monitoramento e Ajustes:
 - a) Utilize as ferramentas de monitoramento do RT-LAB para analisar em tempo real o desempenho do sistema.
 - b) Faça ajustes no modelo conforme necessário, recompile e recarregue o modelo para iterar e otimizar o design.

Seguindo estas etapas, é possível estabelecer uma configuração padrão para a implementação de experimentos no RT-LAB, gerando os arquivos essenciais para a aplicação da técnica de *Hardware-in-the-Loop* (HIL).

7.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para validar a modulação e o controle projetados para o conversor M3C, implementou-se a técnica de *Hardware-in-the-Loop* (HIL). Este método proporciona uma avaliação prática

e precisa, complementando os resultados teóricos obtidos nas simulações do Capítulo 6 e incorporando as nuances dos ambientes operacionais reais. No FPGA, as configurações foram meticulosamente ajustadas para simular a interação com um conversor real, abrangendo a aquisição de correntes e tensões através de conversores analógico-digital (ADC) e a comunicação com os módulos do conversor via interface serial.

O RT-Lab oferece um conjunto diversificado de modelos e técnicas projetados para simplificar a simulação e emulação de sistemas complexos. Quando se requer um intervalo de cálculo menor que $25\mu S$, a simulação dentro do FPGA dedicado do OPAL é a opção recomendada, pois fornece uma precisão elevada no modelo. No entanto, essa metodologia tem uma limitação no número de chaves que podem ser simuladas, limitando-se a um máximo de 144 no modelo OP5700. Essa restrição tornou inviável a utilização dessa ferramenta para o conversor M3C estudado, que possui 216 chaves.

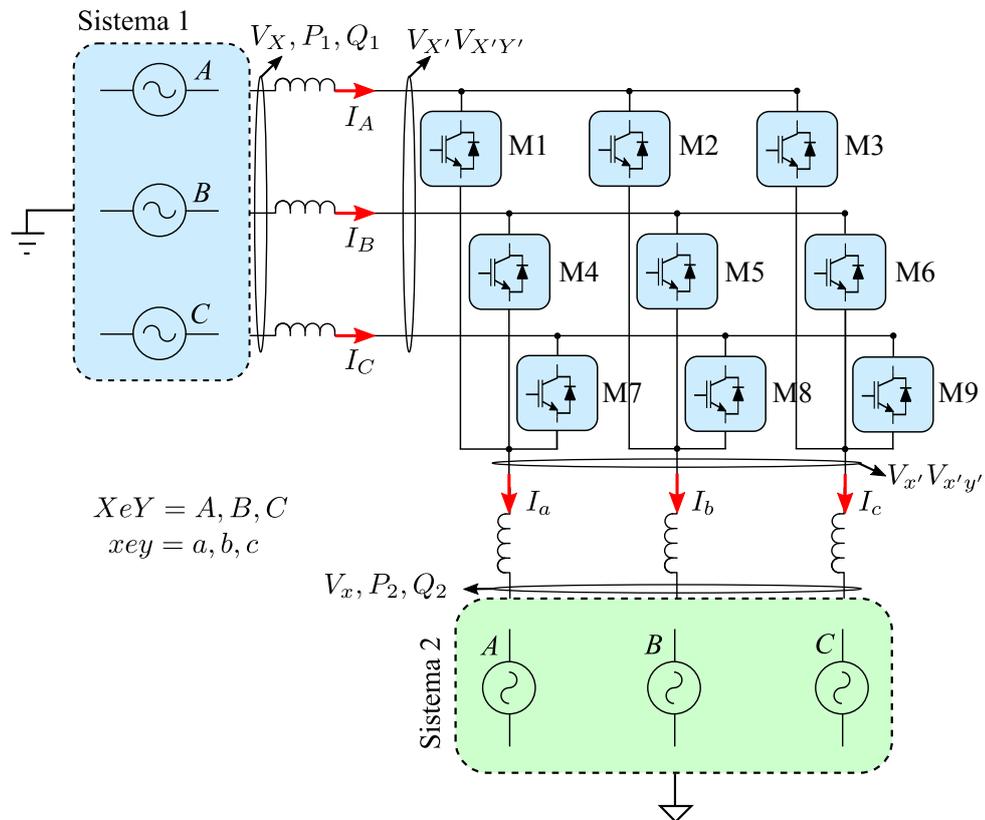
Adicionalmente, o RT Lab oferece outras ferramentas de apoio, como o *ARTEMiS*, uma *Toolbox* que contém *solvers* destinados a acelerar e otimizar simulações para execução em tempo real. No entanto, devido à impossibilidade de dividir o modelo do M3C em segmentos menores, uma limitação imposta pela sua dinâmica de conversão direta de energia, essa ferramenta também se mostrou inaplicável para o caso em questão. Diante desses desafios, foi necessário aumentar o passo de cálculo do modelo e adotar a técnica de escalonamento temporal. Assim, cada segmento de 100 segundos nas formas de onda corresponde a 1 segundo real. Essa modificação resultou em uma redução na qualidade das formas de onda de corrente em comparação às simulações, aspecto que será detalhado posteriormente. A Tabela 16 lista os parâmetros empregados no HIL, enquanto a Figura 85 ilustra a estrutura utilizada no experimento.

Tabela 16 – Parâmetros utilizados.

| Parâmetro | Valor |
|---------------------------|---------------|
| Passo de calculo | 10 μs |
| Escalonamento de tempo | 1/100 |
| Potência do conversor | 2 MVA |
| Frequência de comutação | 2 kHz |
| Tensão do capacitor | 4 kV |
| Capacitância do capacitor | 680 μH |
| Número de submódulos | 6 |
| Sistema 1 | |
| Tensão de linha | 13.8 kV |
| Frequência | 50 Hz |
| Indutância do filtro | 25 mH |
| Sistema 2 | |
| Tensão de linha | 11 kV |
| Frequência | 5-30-45-55 Hz |
| Indutância do filtro | 25 mH |

Fonte: Autoria própria.

Figura 84 – Estrutura do conversor utilizado no experimento.



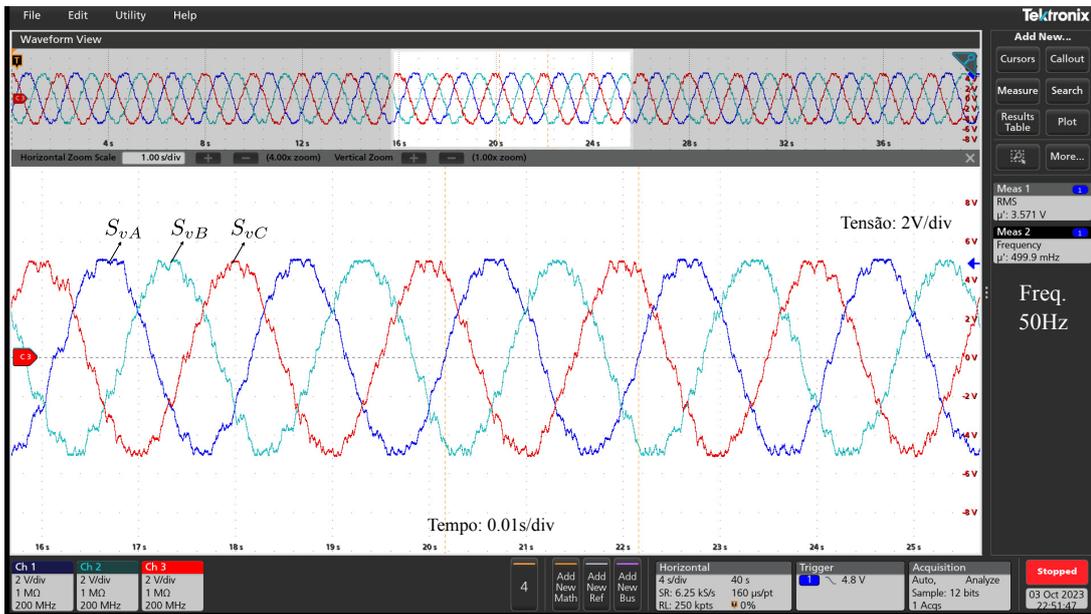
Fonte: Autoria própria.

7.2.1 Sinais de modulação

A modulação SVM rápida, examinada no Capítulo 3, revelou-se extremamente eficiente. Uma de suas principais características é a minimização do consumo de recursos computacionais, uma vantagem que se mantém constante independentemente da quantidade de níveis desejada na modulação. Considerando que o M3C utiliza duas modulações, uma para cada lado do conversor (entrada e saída), a adoção desta técnica de modulação revelou-se de suma importância. Ela contribuiu significativamente para a simplificação do processo de modulação do conversor, otimizando a gestão dos recursos computacionais e facilitando a implementação geral do sistema.

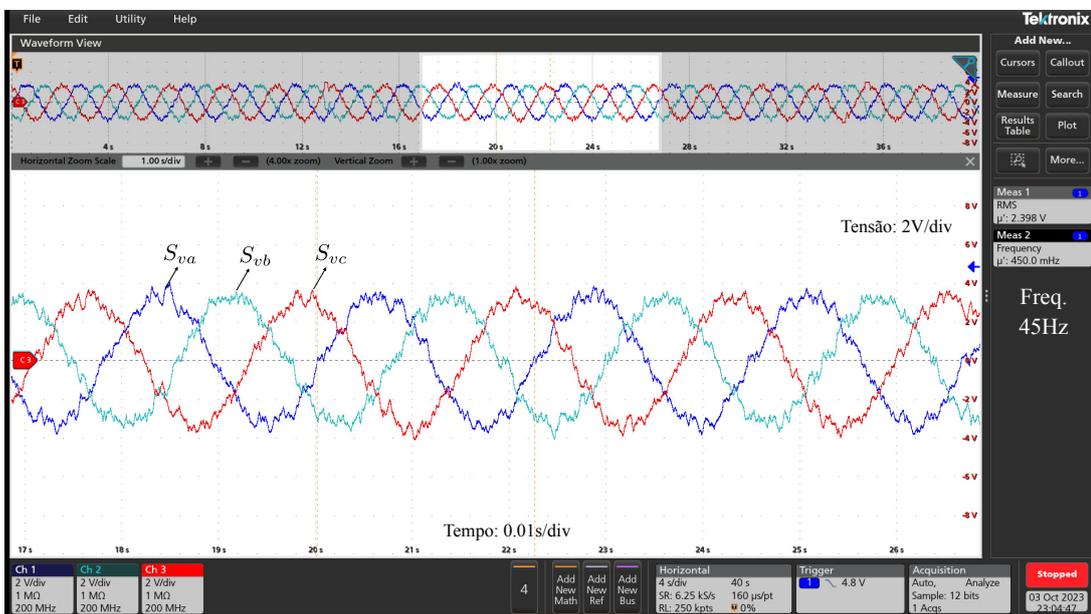
As Figuras 85 e 86 ilustram os sinais provenientes dos controles de entrada e saída, respectivamente. Esses sinais são fundamentais para a modulação, pois a partir deles são gerados os comandos destinados a cada submódulo do conversor. O passo de cálculo adotado no modelo foi de $10\mu S$. Conforme discutido previamente, um intervalo menor seria ideal; contudo, sua implementação não se mostrou viável. Esta limitação resultou em uma qualidade reduzida de certas formas de onda, afetando principalmente os sinais de controle e, conseqüentemente, impactando as tensões e correntes geradas.

Figura 85 – Sinal utilizado pela modulação de entrada - 50 Hz.



Fonte: Autoria própria.

Figura 86 – Sinal utilizado pela modulação de saída - 45 Hz.



Fonte: Autoria própria.

Os sinais apresentados nas Figuras 85 e 86 evidenciam o funcionamento eficaz das malhas de controle de corrente de entrada e saída do conversor. Devido ao sistema operar em malha fechada, quaisquer imperfeições ou problemas no processo de controle seriam prontamente evidenciados nos sinais de controle. No cenário descrito, o conversor opera com

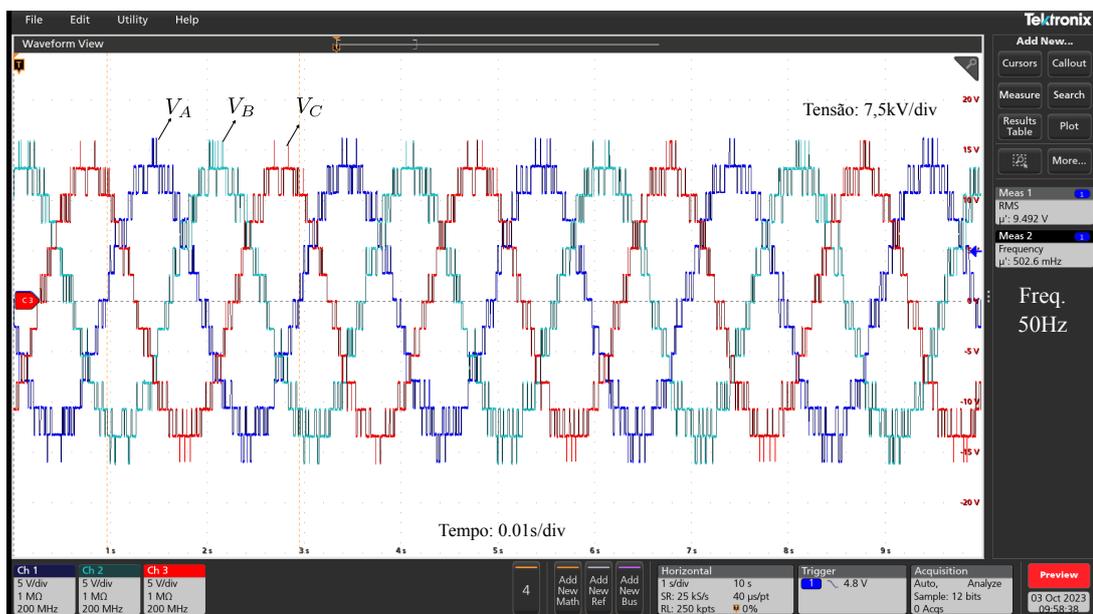
uma referência de corrente fixa, estabelecida em 50 Hz para a frequência de entrada e em 45 Hz para a frequência de saída.

7.2.2 Tensões e correntes em ponto fixo de operação

Nesta seção, são apresentadas as formas de onda referentes à operação estática do conversor. Inicialmente, exploram-se as formas de onda relacionadas à entrada do conversor, operando a uma frequência de 50 Hz. Posteriormente, são examinadas as formas de onda da saída em diversas frequências: 5 Hz, 30 Hz, 45 Hz, 50 Hz e 55 Hz. A Figura 87 exibe a tensão de entrada, vinculada a um sistema de 13,8 kV. Observa-se um número reduzido de níveis de comutação em comparação aos resultados de simulação. A modulação em baixa frequência, de 2 kHz, juntamente com o aumento do passo de cálculo, contribui significativamente para essa discrepância, afetando diretamente o desempenho do algoritmo de modulação e, sobretudo, o controle. Este aumento no passo de cálculo pode resultar em um efeito de filtragem em algumas variáveis, reduzindo a densidade de pontos que, em simulações anteriores, seriam mais numerosos.

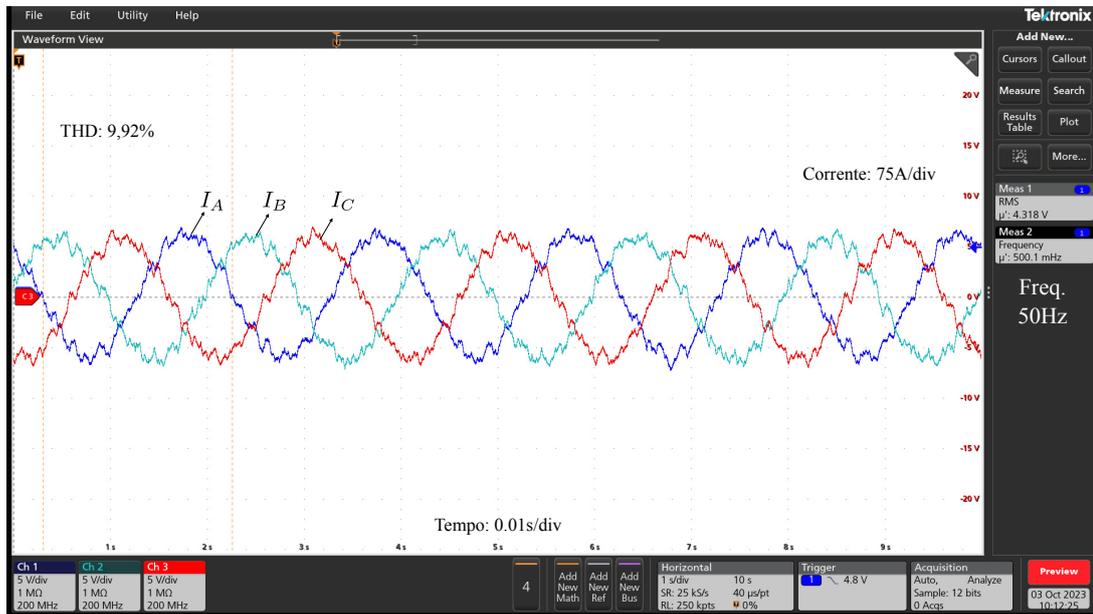
No entanto, é importante ressaltar que o conversor opera com controle baseado em corrente tanto na entrada quanto na saída. Portanto, o objetivo principal do sistema de controle é assegurar que as formas de onda de corrente mantenham baixa distorção harmônica, e não necessariamente a tensão. A Figura 88 ilustra a corrente de entrada.

Figura 87 – Tensão de entrada em 50 Hz.



Fonte: Autoria própria.

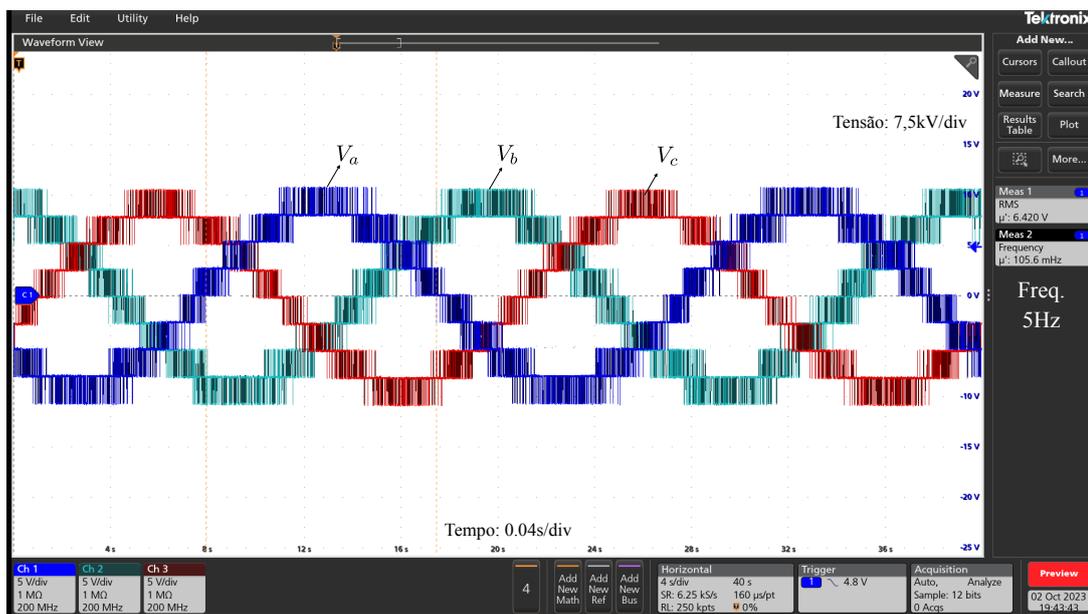
Figura 88 – Corrente de entrada em 50 Hz.



Fonte: Autoria própria.

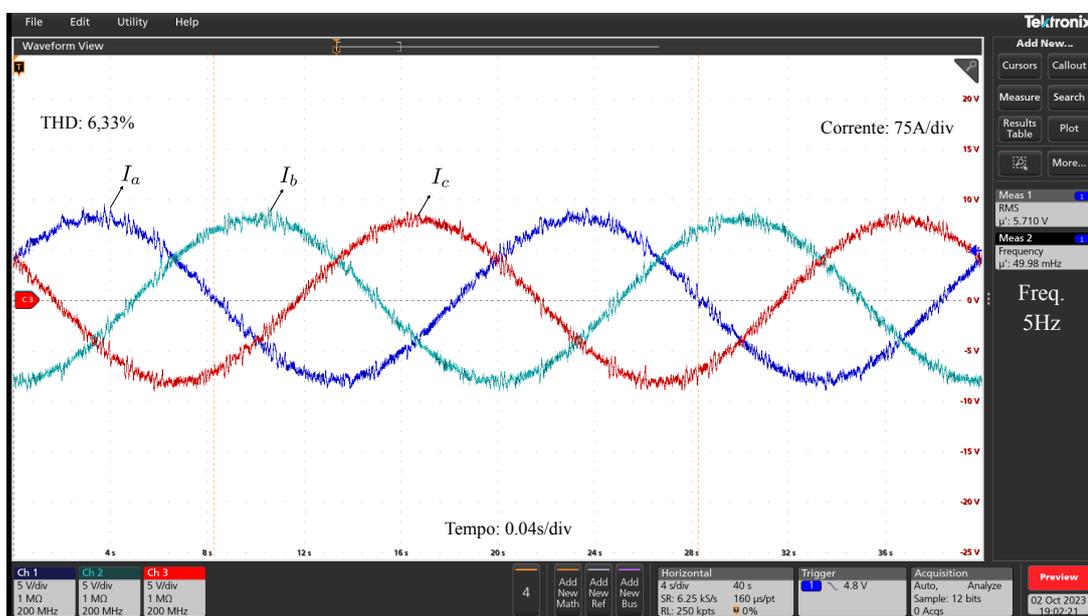
Para demonstrar a capacidade do conversor de operar em várias frequências, as Figuras 89 a 96 exibem as formas de onda para as frequências de 5 Hz, 30 Hz, 45 Hz, 50 Hz e 55 Hz, conforme explorado no capítulo dedicado à simulação. É notável que, independentemente da frequência, mesmo aquelas próximas a zero, ou em frequências próximas ou idênticas à de entrada, a operacionalidade padrão do conversor permanece inalterada. Essas figuras ilustram o funcionamento básico do conversor em um estado estático, isto é, sem variações de parâmetros como frequência ou corrente de saída. Contudo, elas validam uma das principais contribuições deste trabalho: a habilidade do conversor de funcionar eficientemente sob uma ampla gama de frequências, inclusive em cenários desafiadores, mantendo o equilíbrio das tensões nos capacitores para assegurar a operação correta do conversor. Assim, tanto a técnica de modulação quanto os algoritmos auxiliares, incluindo o cálculo de correntes, a seleção de conexões e o cálculo da função de custo são validados.

Figura 89 – Tensão de saída com 5 Hz.



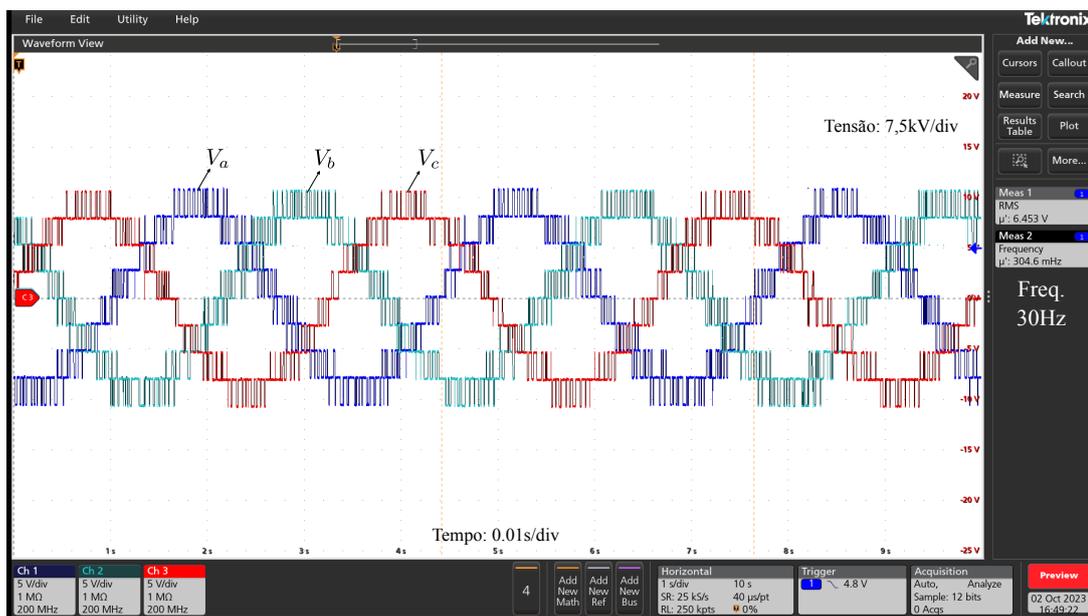
Fonte: Autoria própria.

Figura 90 – Corrente de saída com 5 Hz.



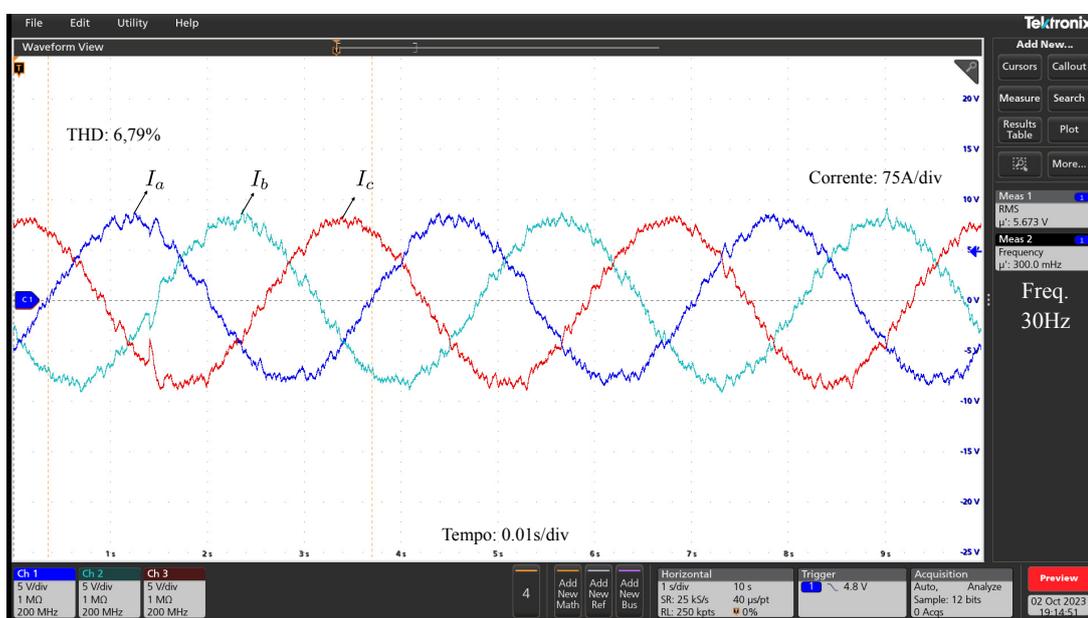
Fonte: Autoria própria.

Figura 91 – Tensão de saída com 30 Hz.



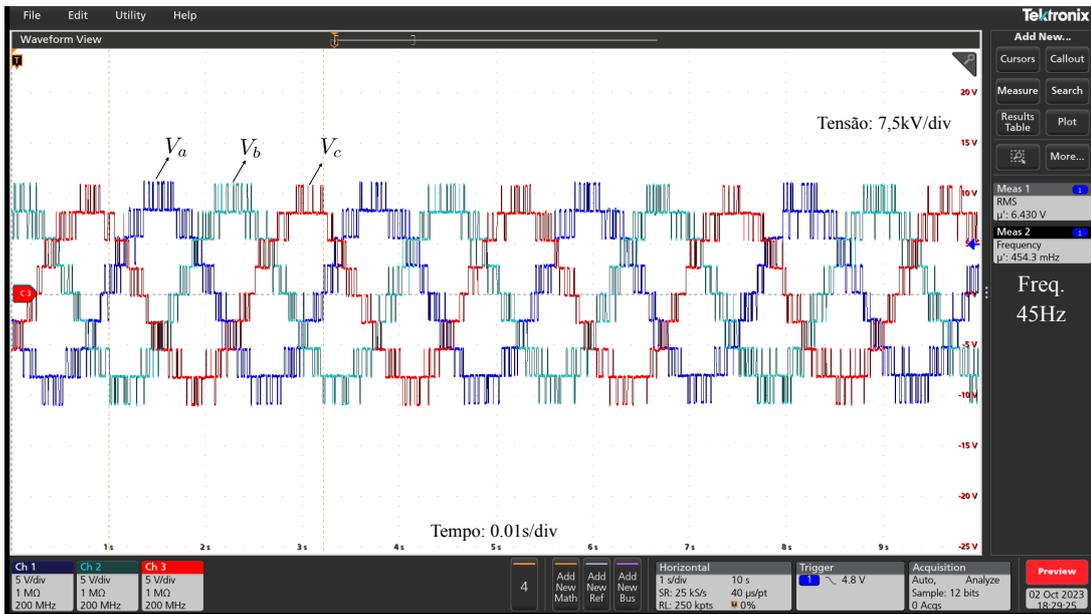
Fonte: Autoria própria.

Figura 92 – Corrente de saída com 30 Hz.



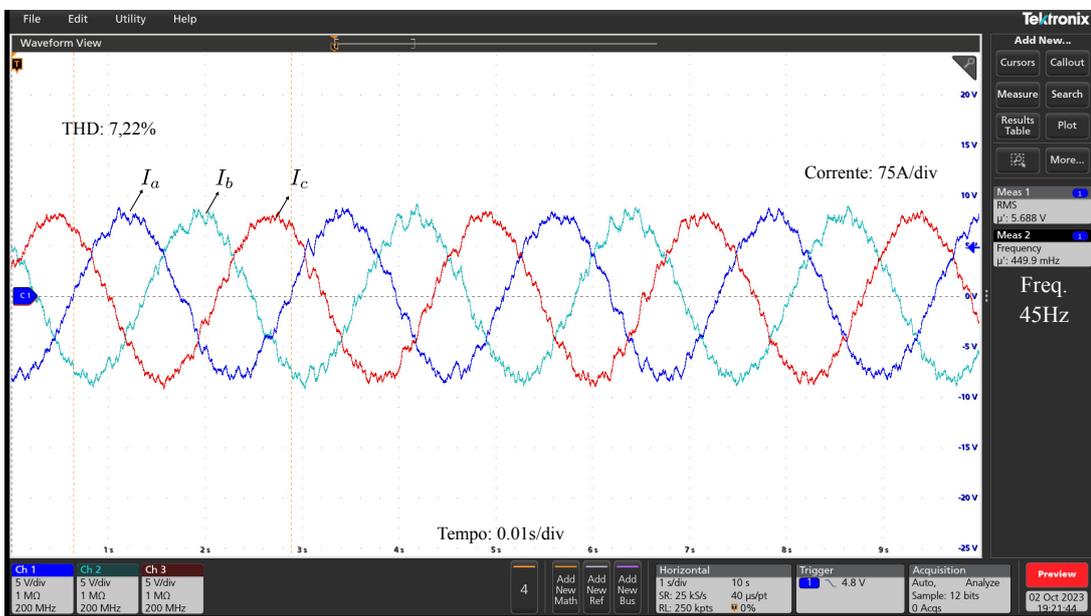
Fonte: Autoria própria.

Figura 93 – Tensão de saída com 45 Hz.



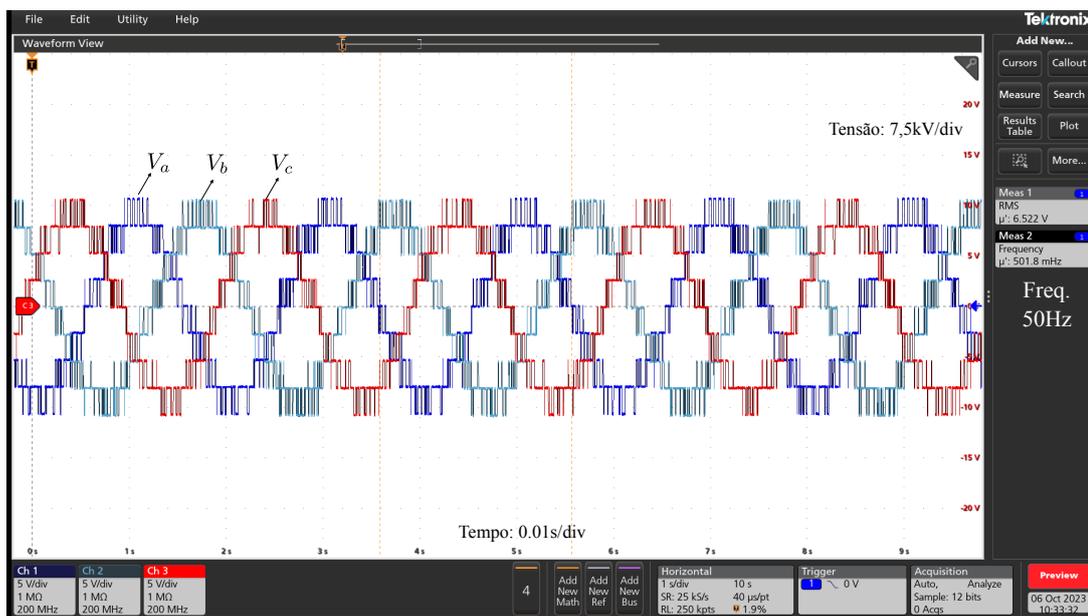
Fonte: Autoria própria.

Figura 94 – Corrente de saída com 45 Hz.



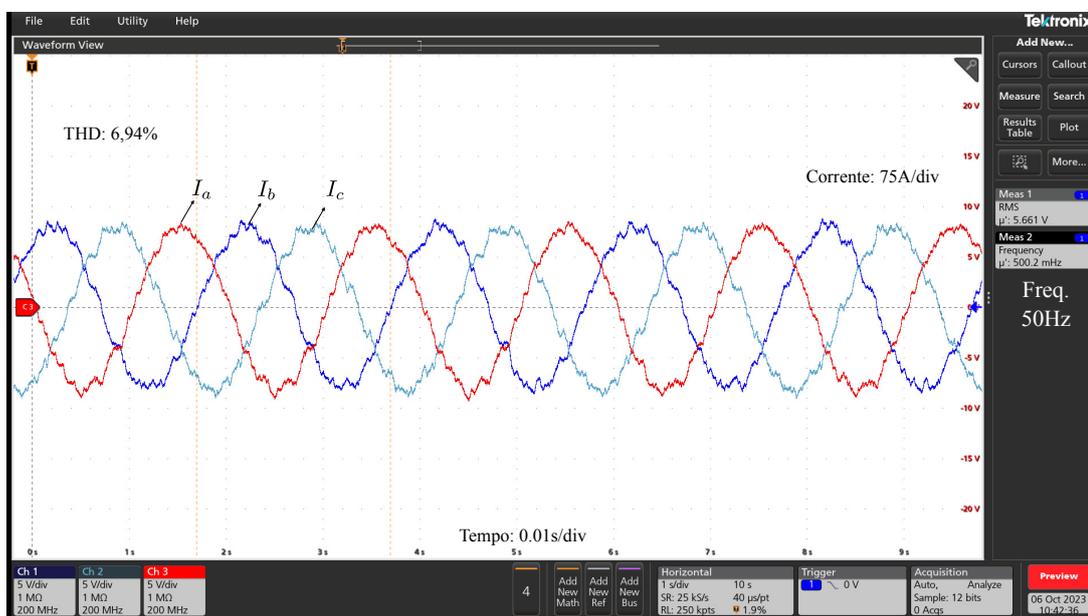
Fonte: Autoria própria.

Figura 95 – Tensão de saída com 50 Hz.



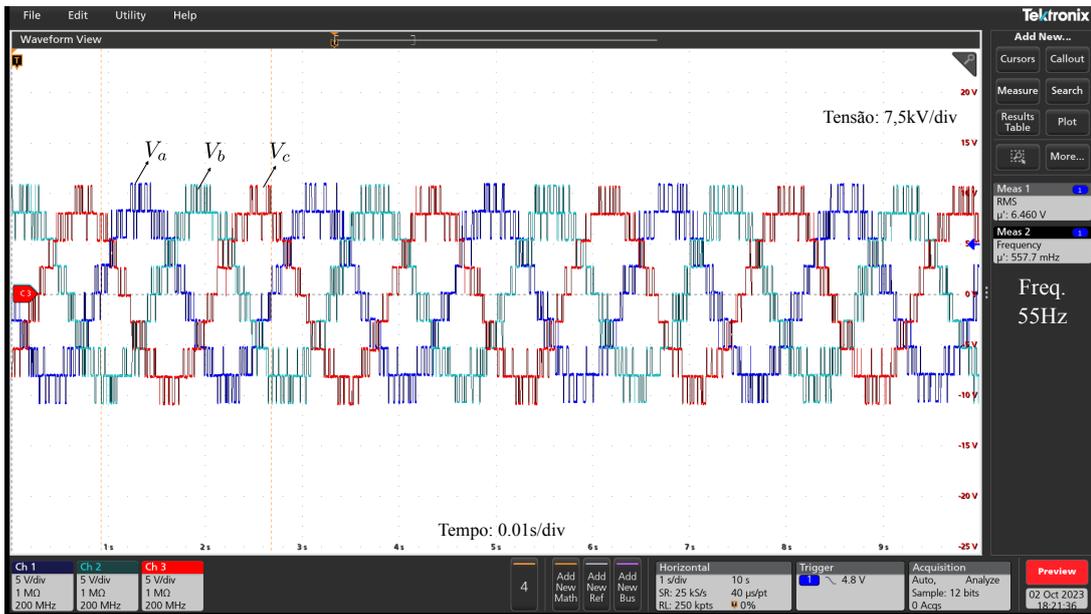
Fonte: Autoria própria.

Figura 96 – Corrente de saída com 50 Hz.



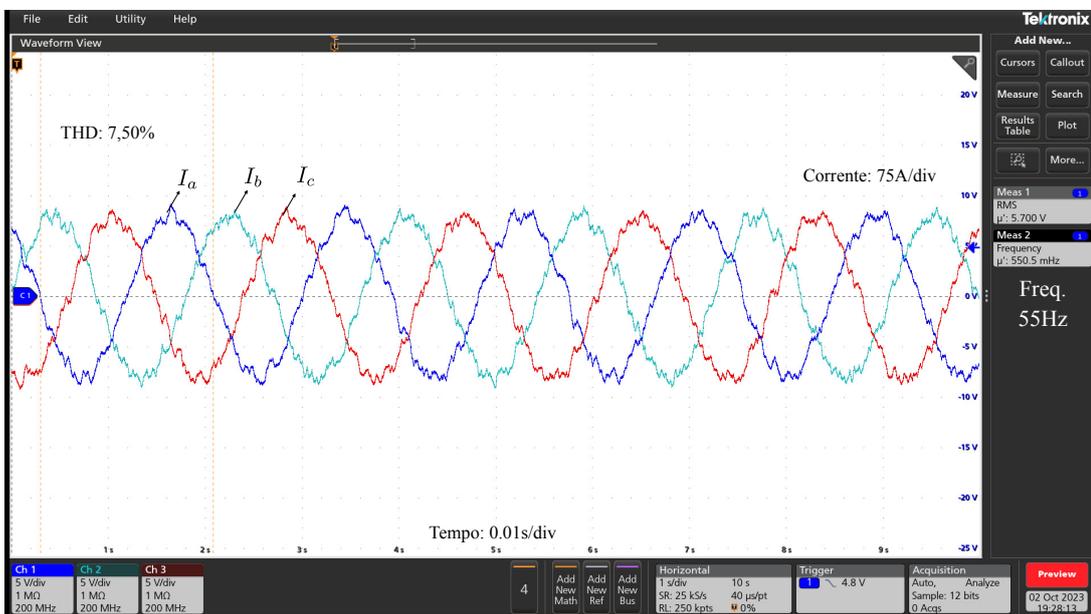
Fonte: Autoria própria.

Figura 97 – Tensão de saída de 55 Hz.



Fonte: Autoria própria.

Figura 98 – Corrente de saída de 55 Hz.



Fonte: Autoria própria.

Os resultados obtidos em regime permanente foram satisfatórios, confirmando o desempenho da operação estática do conversor e a validade de diversos algoritmos. A seguir, será conduzida uma análise focada na operação dinâmica do sistema. Este segmento da pesquisa permitirá uma avaliação detalhada do controle de tensão dos capacitores. Nas subseções sub-

sequentes, serão introduzidas variações nos parâmetros operacionais, permitindo examinar a resposta do conversor a tais mudanças. Este estudo detalhado visa explorar a robustez e a adaptabilidade do sistema diante de condições dinâmicas variáveis.

7.2.3 Degrau de potência ativa

Para ilustrar a habilidade do sistema em manter o controle das tensões dos capacitores diante de uma variação abrupta de carga, realizaram-se os seguintes procedimentos experimentais. Inicialmente, o conversor operava com uma corrente de 80 A RMS. Em seguida, aplicou-se um aumento de carga de 100%. Após a estabilização do sistema neste novo ponto de operação, procedeu-se com a reversão ao estado inicial. Essa metodologia foi aplicada para frequências de saída de 30 Hz, 45 Hz e 50 Hz.

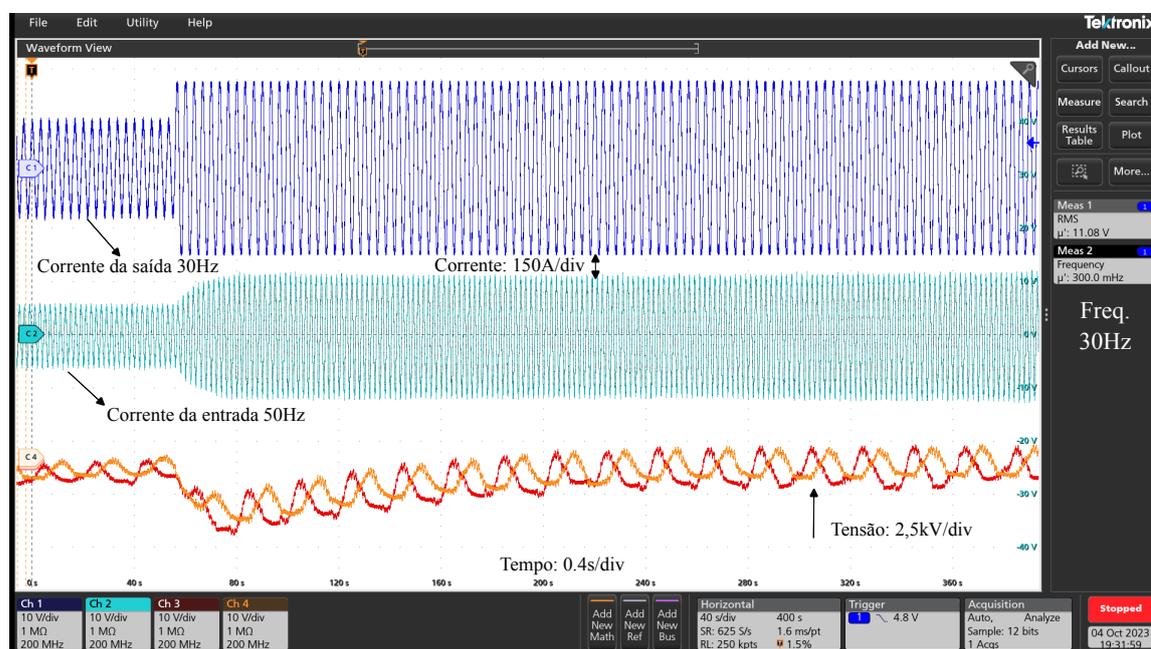
Há dois aspectos fundamentais a serem considerados nesses testes. Primeiramente, a aplicação de um degraude carga negativo constitui o cenário mais desafiador para o conversor, uma vez que os capacitores já estão carregados e a demanda por corrente diminui abruptamente. Esta condição gera um desafio momentâneo para o sistema em dissipar a corrente acumulada, requerendo do conversor a capacidade de gerir essa energia excedente por um período mais prolongado do que a transição de potência, resultando numa resposta de controle mais suave. Portanto, é importante que o controlador de tensão dos capacitores seja ajustado para operar com uma frequência de corte baixa, uma estratégia discutida no Capítulo 5.

Observou-se que, mesmo utilizando um controlador idêntico para todos os cenários avaliados, o retorno dos valores de referência para as tensões dos capacitores após um degraude carga negativo tende a ser levemente mais lento.

Na avaliação das formas de onda obtidas dos experimentos, focou-se em dois módulos escolhidos aleatoriamente, M1 e M3. Para melhorar a análise do sinal, subtraiu-se o valor de referência da forma de onda real. Dessa forma, na representação gráfica, o nível de 0 V indica a tensão de referência dos capacitores. É relevante mencionar que a tensão em cada módulo reflete a soma das tensões de todos os seus submódulos. Considerando que cada módulo contém 6 submódulos em série, com cada um tendo uma tensão de referência de 4 kV, a tensão total por módulo é de 24 kV.

A Figura 99 mostra a resposta do conversor a um degraude potência positivo a 30 Hz. Nesta situação, observa-se uma variação súbita na corrente de saída (canal 1). Em resposta, a corrente na entrada (canal 2) aumenta progressivamente para estabilizar as tensões dos capacitores (canais 3 e 4) no nível de referência desejado. A ondulação na tensão dos capacitores, de baixa frequência, resulta da interação entre as frequências de entrada e saída do conversor, limitando a disponibilidade de vetores de comutação. Embora a distinção nos sinais entre 30 Hz e 45 Hz não seja acentuada, ao analisar a saída a 50 Hz, percebe-se uma diminuição significativa dessa ondulação, ocorrendo pela igualdade entre as frequências de entrada e saída.

Figura 99 – Degrau positivo de potência. Saída com 30 Hz. Canal 1: Corrente de saída. Canal 2: Corrente de entrada. Canal 3: Tensão do M1 sem o nível CC. Canal 4: Tensão do SM 2 sem o nível CC.

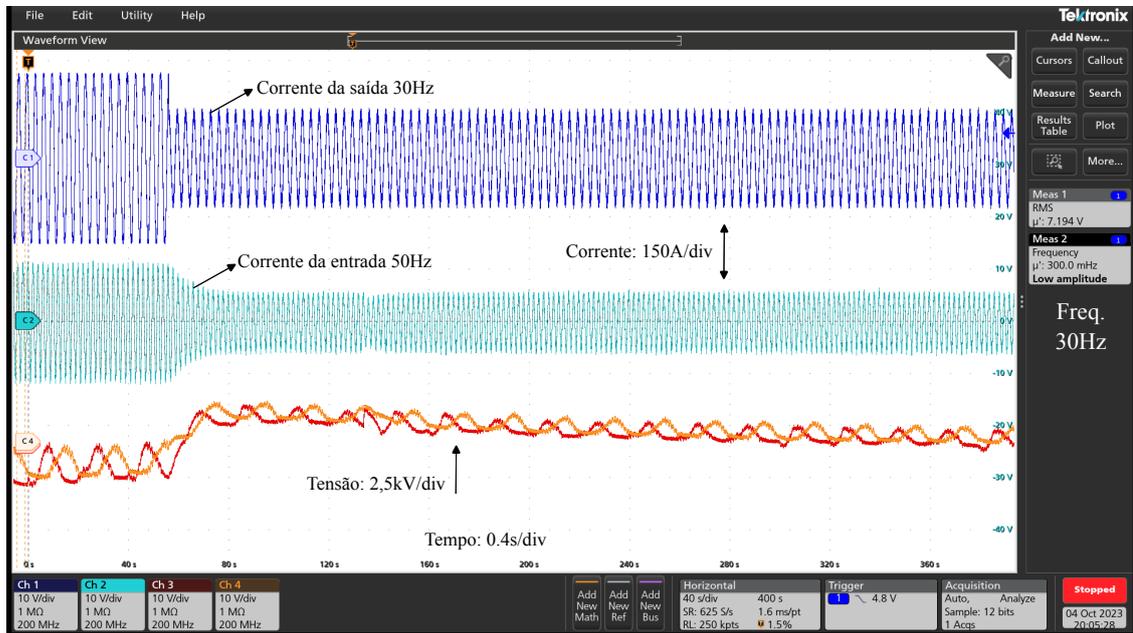


Fonte: Autoria própria.

Conforme já mencionado, a Figura 100 mostra que a estabilização das tensões dos capacitores até a tensão de referência demanda um período mais longo. Apesar disso, o conversor mantém sua funcionalidade normal sob estas condições. Este mesmo teste de degrau de carga também foi realizado para as frequências de 45 Hz (Figuras 101 e 102) e 50 Hz (Figuras 103 e 104). É importante notar que, na frequência de 50 Hz, onde as frequências de entrada e saída coincidem, o conversor opera em sua condição mais desafiadora. No entanto, em situações de degrau de carga positivo ou negativo, o sistema de controle prova ser capaz de estabilizar todas as tensões e correntes efetivamente.

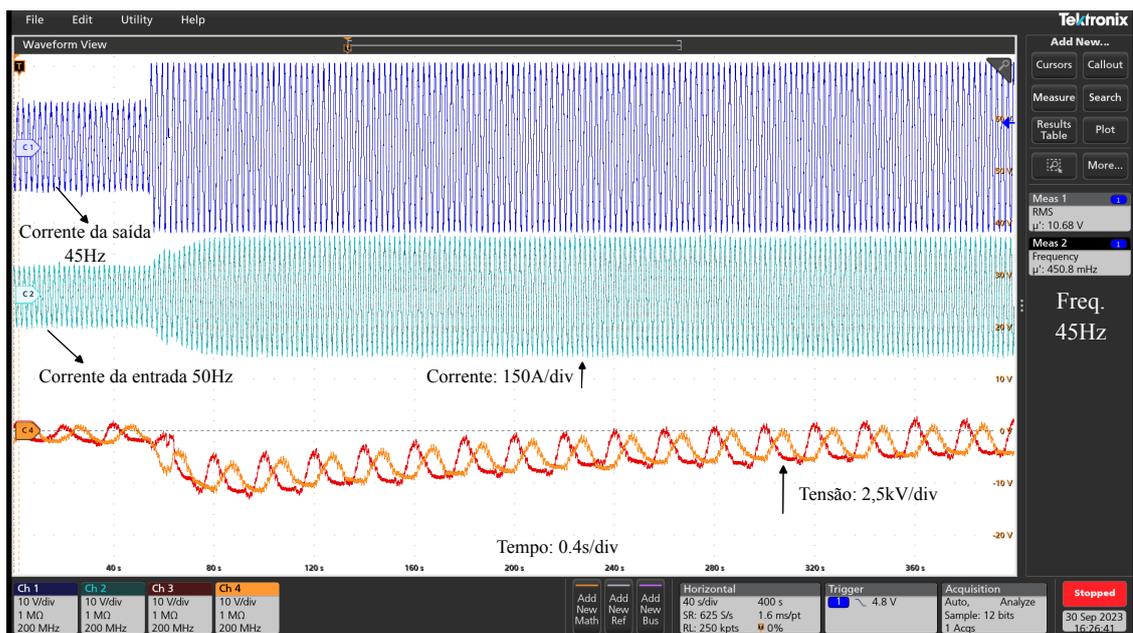
Com base nos resultados obtidos, a efetividade do sistema de controle proposto é parcialmente validada. Embora análises adicionais sejam exploradas nas próximas subseções, o teste mais crítico abordado envolveu a variação da potência ativa, como discutido nesta seção. A gestão da componente de potência ativa, vital para a carga dos capacitores conforme elucidado no Capítulo 5, impacta diretamente nas tensões dos capacitores. Os resultados demonstram que o sistema de controle foi capaz de equilibrar as tensões em todas as frequências de saída testadas, mantendo a estabilidade operacional do conversor.

Figura 100 – Degrau negativo de potência. Saída com 30 Hz. Canal 1: Corrente de saída. Canal 2: Corrente de entrada. Canal 3: Tensão do M1 sem o nível CC. Canal 4: Tensão do SM 2 sem o nível CC.



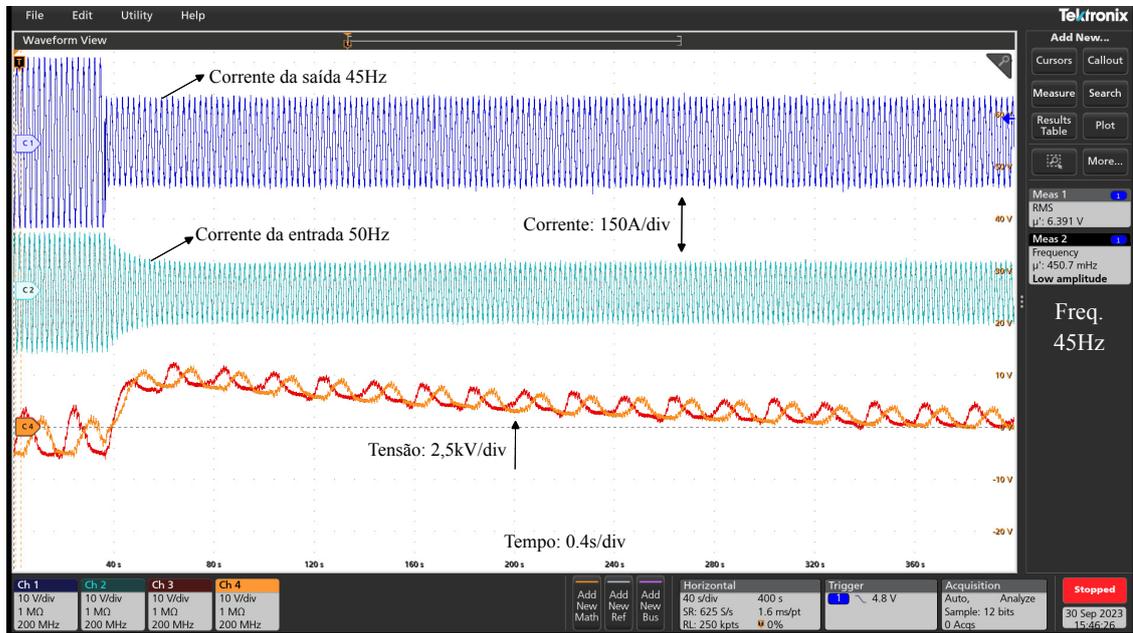
Fonte: Autoria própria.

Figura 101 – Degrau positivo de potência. Saída com 45 Hz. Canal 1: Corrente de saída. Canal 2: Corrente de entrada. Canal 3: Tensão do M1 sem o nível CC. Canal 4: Tensão do SM 2 sem o nível CC.



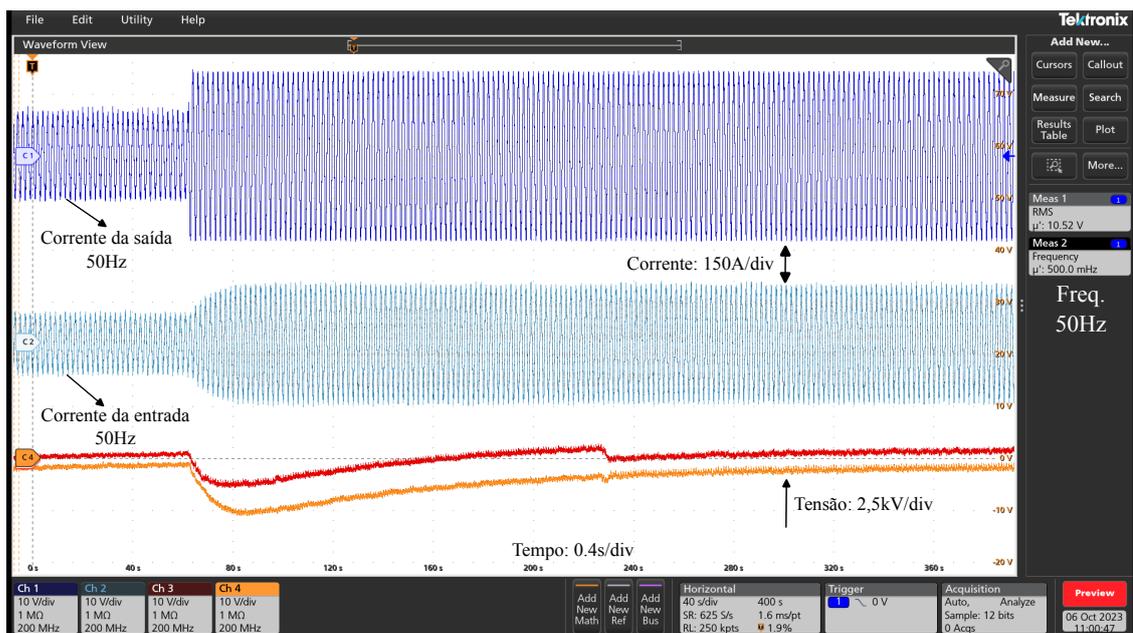
Fonte: Autoria própria.

Figura 102 – Degrau negativo de potência. Saída com 45 Hz. Canal 1: Corrente de saída. Canal 2: Corrente de entrada. Canal 3: Tensão do M1 sem o nível CC. Canal 4: Tensão do SM 2 sem o nível CC.



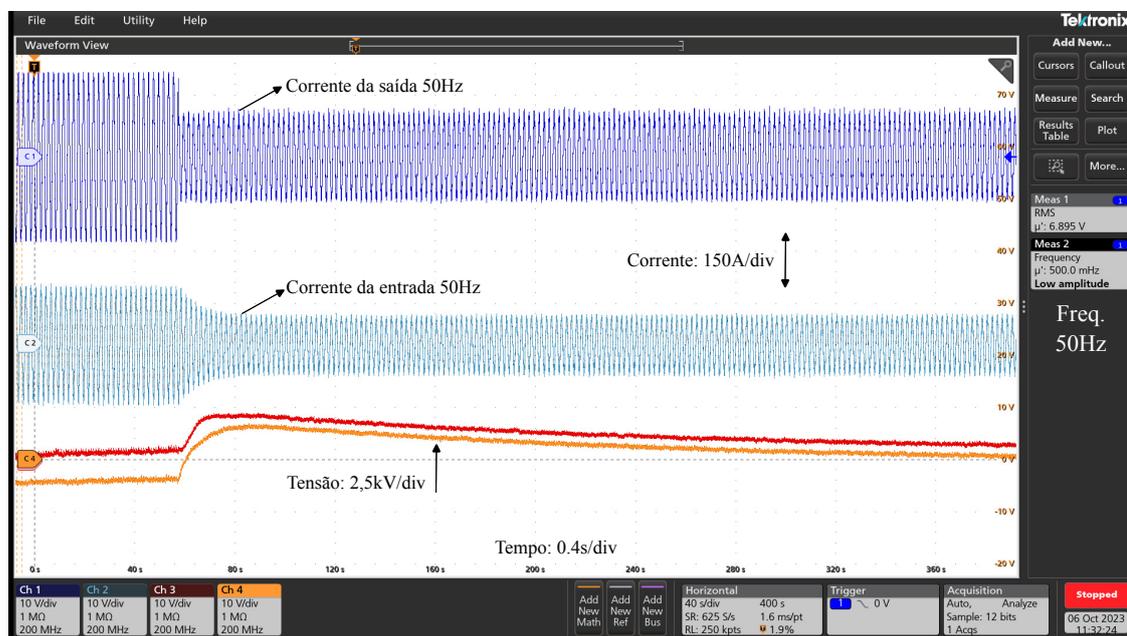
Fonte: Autoria própria.

Figura 103 – Degrau positivo de potência. Saída com 50 Hz. Canal 1: Corrente de saída. Canal 2: Corrente de entrada. Canal 3: Tensão do M1 sem o nível CC. Canal 4: Tensão do SM 2 sem o nível CC.



Fonte: Autoria própria.

Figura 104 – Degrau negativo de potência. Saída com 50 Hz. Canal 1: Corrente de saída. Canal 2: Corrente de entrada. Canal 3: Tensão do M1 sem o nível CC. Canal 4: Tensão do SM 2 sem o nível CC.



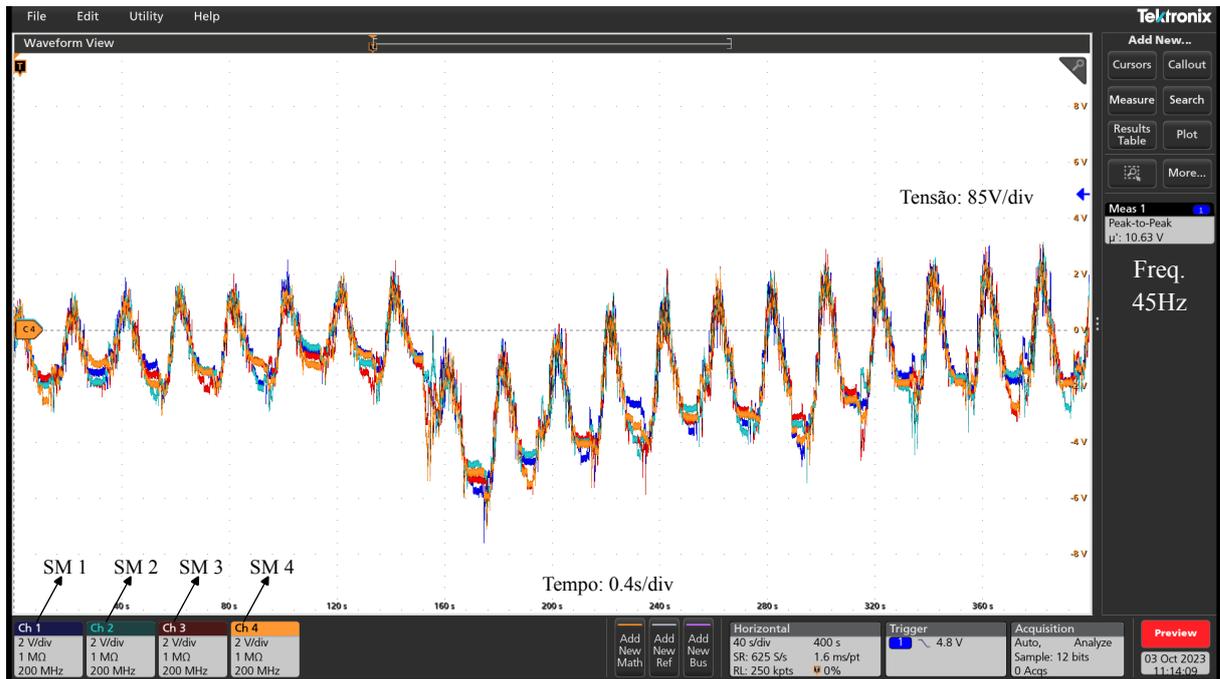
Fonte: Autoria própria.

7.2.4 Controle da tensão dos submódulos

Nesta seção, analisam-se as tensões presentes dentro de um único módulo, que contém 6 submódulos em série. Devido à estrutura do módulo, optou-se por dividir a visualização das tensões em duas partes distintas. A Figura 105 exibe as tensões dos submódulos 1, 2, 3 e 4, enquanto a Figura 106 apresenta as tensões dos submódulos 3, 4, 5 e 6. Através destas observações, valida-se o controle de balanceamento interno dos capacitores implementado.

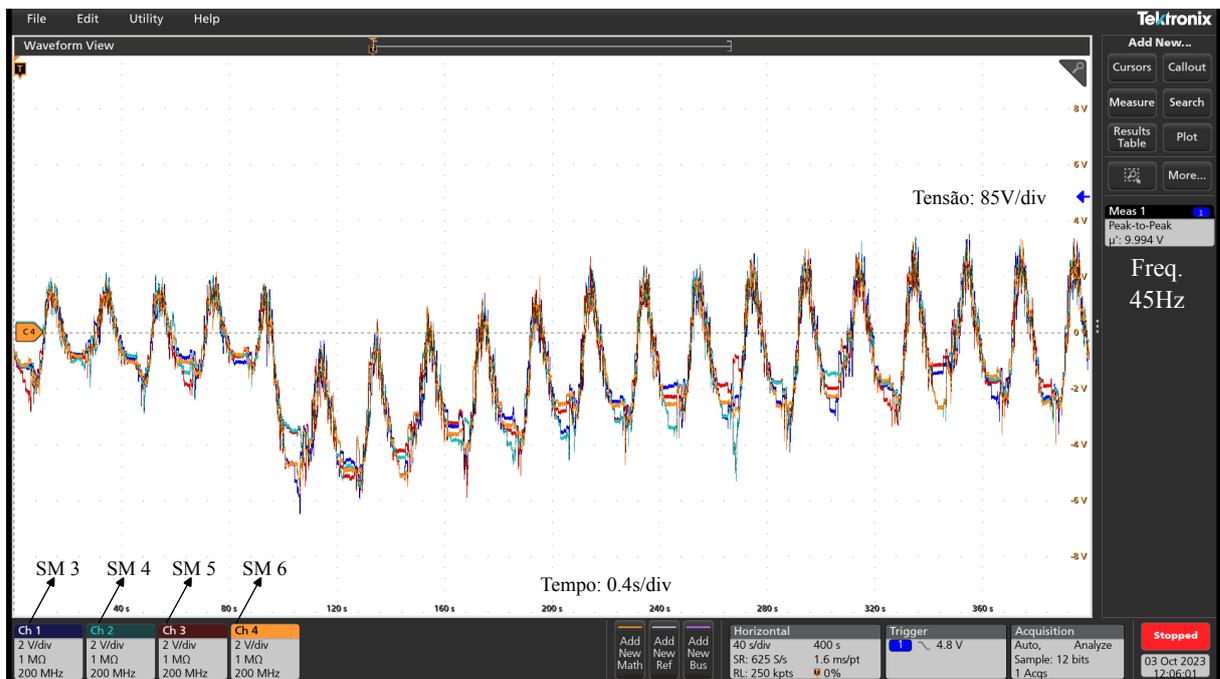
Ao aplicar um degrau de carga positivo, seguindo a metodologia descrita na seção anterior, observa-se que as tensões nos 6 submódulos mantêm-se equilibradas, demonstrando uma sobreposição nas formas de onda. Essa característica distingue-se da tensão total de cada módulo, a qual exibe um deslocamento decorrente das diferenças de fase entre as entradas e saídas do conversor. O principal intuito desse controle é assegurar a uniformidade entre as 6 tensões, promovendo a igualdade entre elas, independente de estarem equilibradas ou não. Essa uniformidade é claramente observável nas formas de onda apresentadas. O equilíbrio dessas tensões, para mantê-las em um patamar específico, é gerenciado pelo controle de tensão geral do conversor, o qual será detalhado na próxima seção.

Figura 105 – Tensão nos submódulos 1, 2, 3 e 4 do módulo 1. Saída em 45 Hz.



Fonte: Autoria própria.

Figura 106 – Tensão nos submódulos 3, 4, 5 e 6 do módulo 1. Saída em 45 Hz.



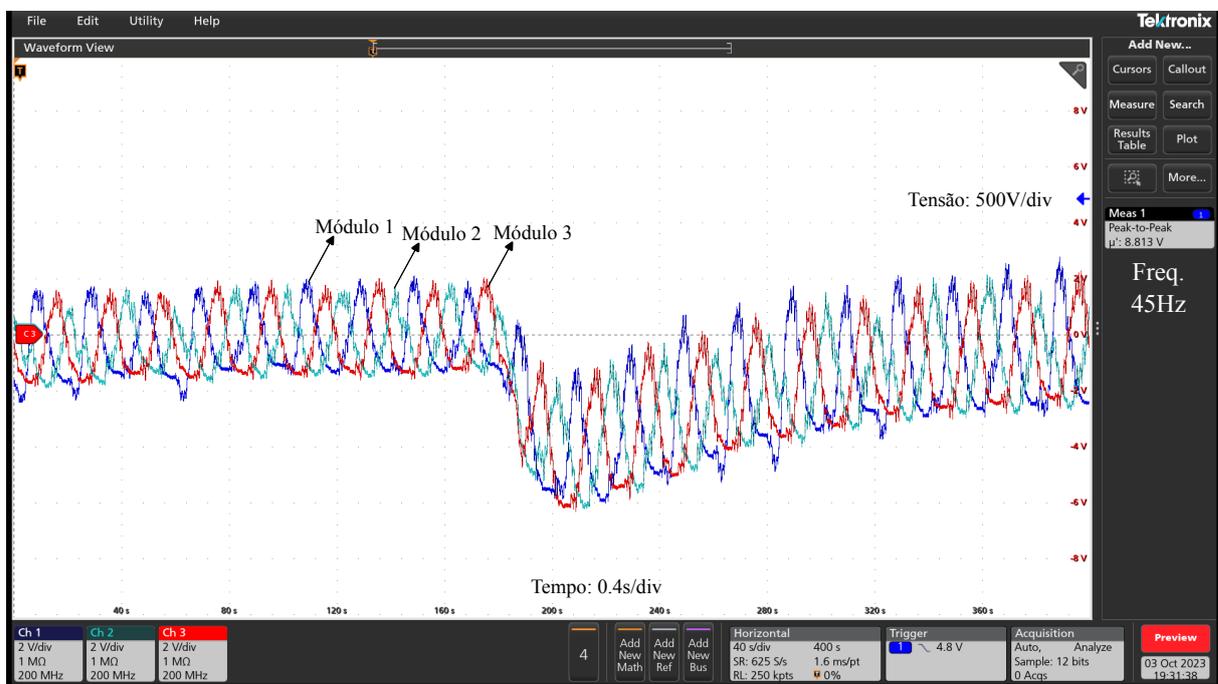
Fonte: Autoria própria.

7.2.5 Controle da tensão geral dos módulos

Para avaliar o controle da tensão geral em todos os módulos, recorre-se às Figuras 107, 108 e 109. Este controle engloba o cálculo da média das tensões em todos os módulos, ajustando-as a um valor de referência pré-estabelecido, conforme delineado no Capítulo 5. O objetivo é assegurar que as tensões permaneçam equilibradas em todo o sistema.

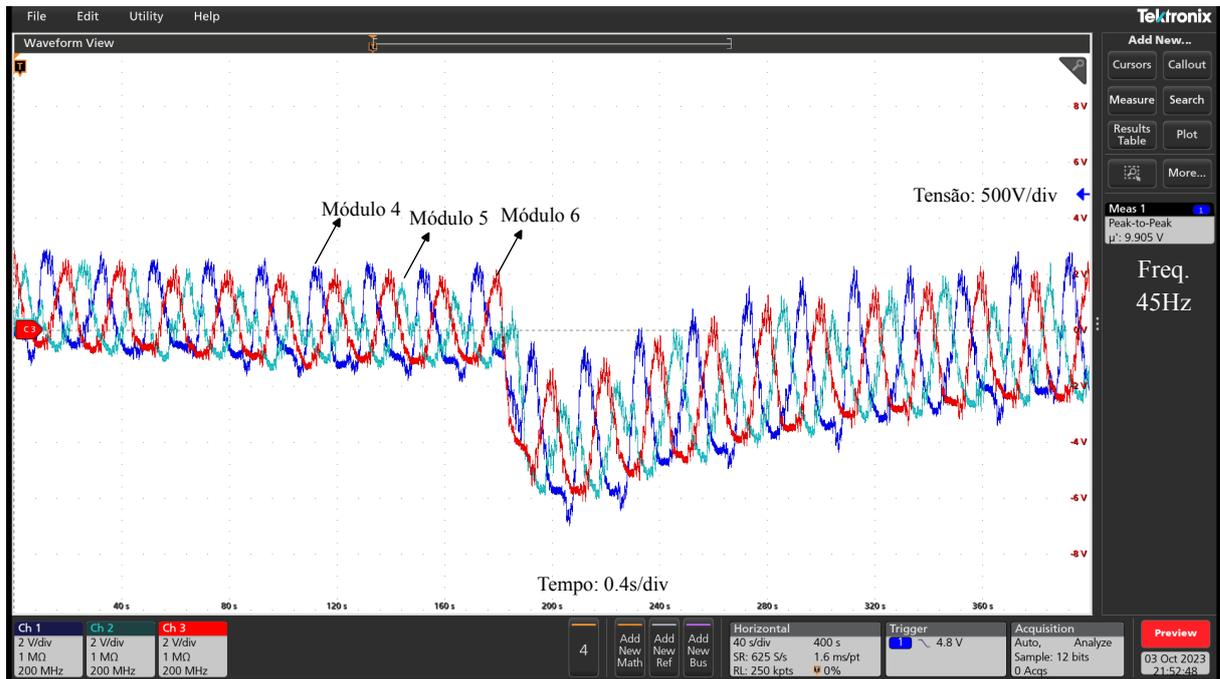
De maneira similar ao procedimento descrito na seção anterior, um degrau de potência positivo é introduzido. Como resultado, observa-se um desequilíbrio inicial nas tensões devido ao impacto do degrau de carga; no entanto, elas se realinham aos valores de referência após um período. Importante ressaltar, conforme já mencionado, a existência de um deslocamento entre as tensões, atribuída à diferença de fases entre as entradas e as saídas do conversor.

Figura 107 – Tensão total dos módulos 1, 2, 3. Saída em 45 Hz.



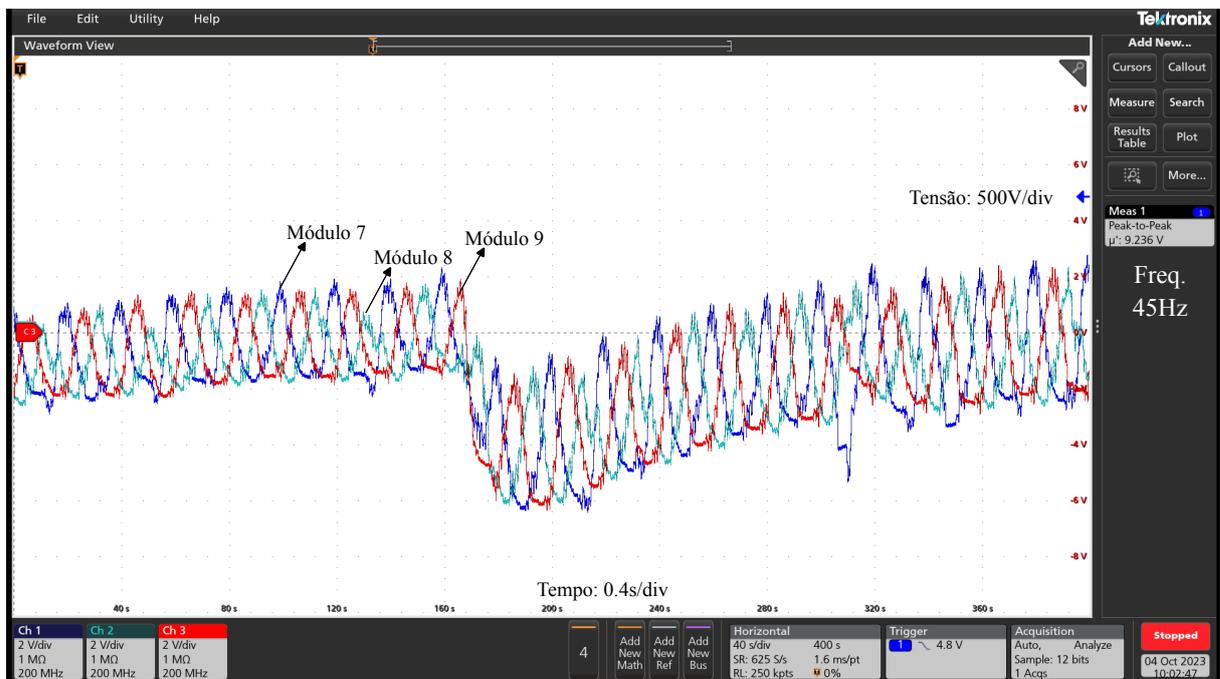
Fonte: Autoria própria.

Figura 108 – Tensão total dos módulos 4, 5, 6. Saída em 45 Hz.



Fonte: Autoria própria.

Figura 109 – Tensão total dos módulos 7, 8, 9. Saída em 45 Hz.



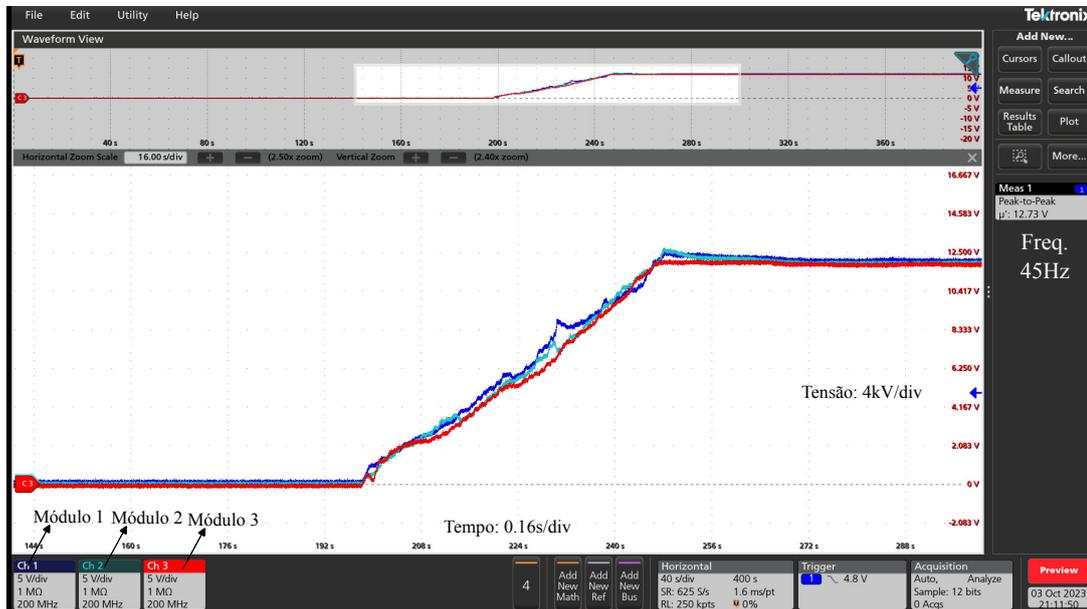
Fonte: Autoria própria.

7.2.6 Pré carga dos capacitores

Em conversores multiníveis que empregam módulos com capacitores, é comum a realização da pré-carga desses capacitores antes do início da operação do conversor. No contexto do M3C, a adoção de uma técnica de pré-carga é igualmente fundamental. Embora a elaboração de um algoritmo específico para pré-carga não constitua o foco principal desta tese, e considerando a existência de múltiplas metodologias na literatura, optou-se por utilizar o sistema de controle geral do conversor para essa finalidade. Esta escolha se distingue dos métodos convencionais de pré-carga, pois facilita a injeção de corrente na rede durante a carga dos capacitores, em vez de finalizar a carga antes do início da operação. Embora possa resultar em um tempo mais prolongado para atingir a carga nominal, esse método reafirma a eficiência e a solidez do controle de tensão dos capacitores.

Em cenários de teste controlado, como demonstrado na Figura 110, a rampa de carga dos capacitores exibiu uma resposta apropriada. No entanto, é aconselhável a implementação de um controle dedicado à pré-carga. Isso se justifica pela necessidade de ter os capacitores completamente carregados e com tensões estabilizadas, permitindo que o conversor inicie suas operações de forma segura.

Figura 110 – Rampa de pré-carga dos capacitores. Saída em 45 Hz.



Fonte: Autoria própria.

7.2.7 Variação de potência reativa

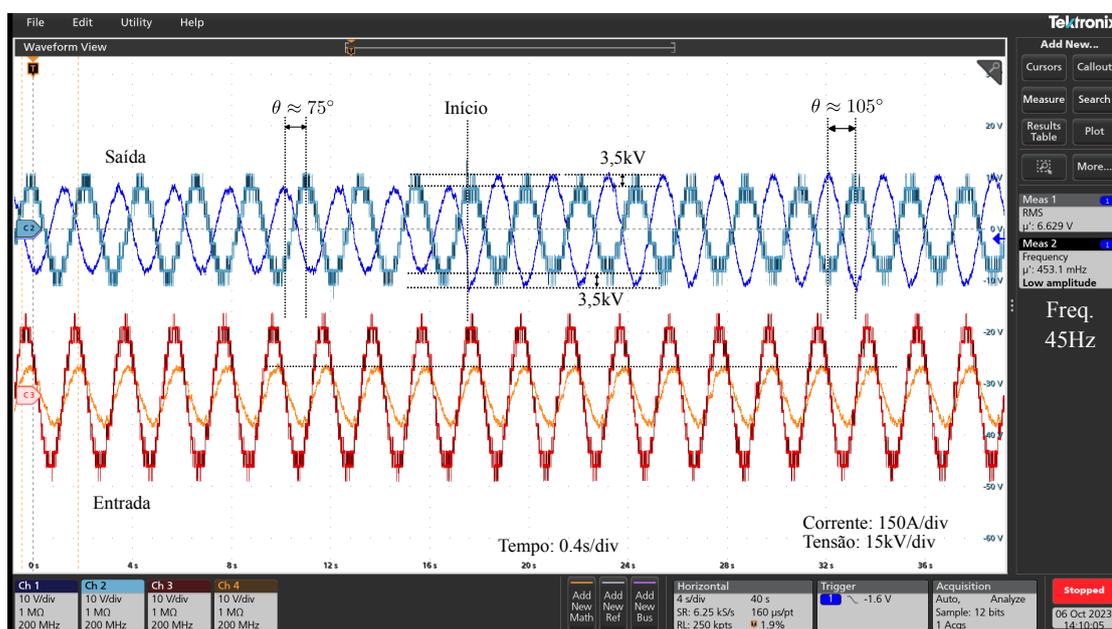
Nesta seção, explora-se a variação da potência reativa, com experimentações efetuadas para as frequências de saída de 45 Hz e 50 Hz. Esses testes revelam duas competências fundamentais do M3C. A primeira é a capacidade do conversor de administrar mudanças na

potência reativa, seja indutiva ou capacitiva, mostrando sua eficiência em tratar a potência reativa de maneira apropriada. O segundo aspecto importante é a habilidade do conversor em manter a corrente de entrada alinhada com a tensão de entrada, assegurando um fator de deslocamento constante, mesmo durante o processamento de potência reativa.

Para ilustrar o controle efetivo das tensões e o defasamento das correntes, os resultados de cada teste são apresentados em duas figuras distintas. Em todos os casos, a variação de potência reativa foi implementada correspondendo a aproximadamente 50% da potência ativa, tanto para os degraus negativos (capacitivos) quanto para os degraus positivos (indutivos).

A Figura 111 mostra os resultados do primeiro teste efetuado a 45 Hz, onde o ponto do degrau de potência reativa é assinalado como 'Início'. Após a execução do degrau, percebe-se uma mudança na amplitude e na fase do sinal. No entanto, os sinais relativos à entrada do conversor permanecem inalterados, demonstrando a competência da modulação em operar de forma independente as entradas e saídas, mantendo um deslocamento de corrente constante na entrada.

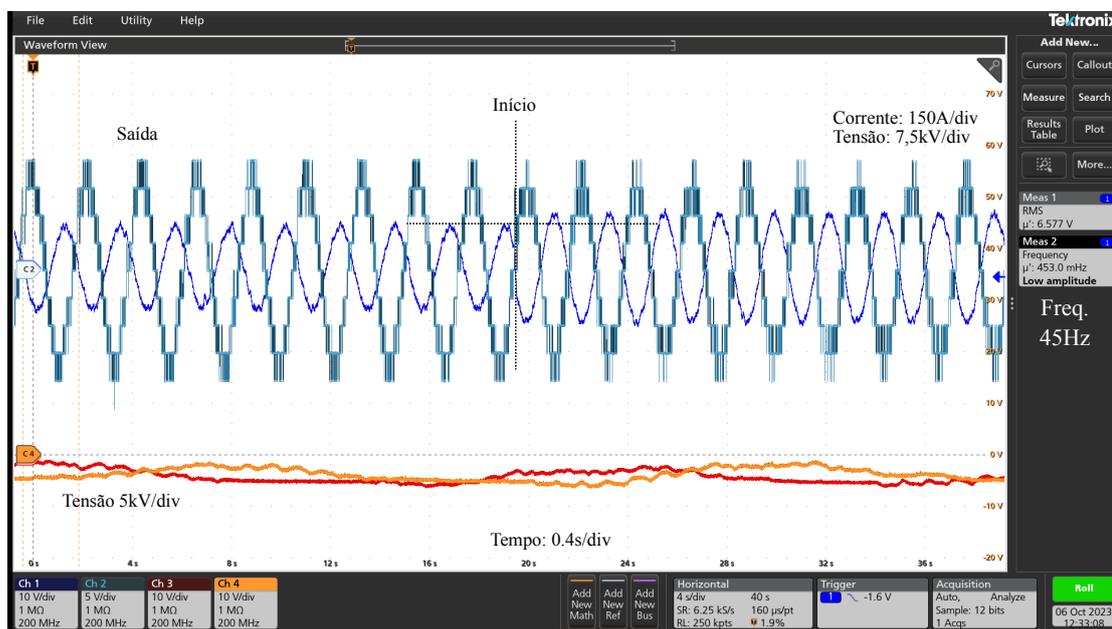
Figura 111 – Degrau positivo de potência reativa. Saída em 45 Hz. Canal 1: Corrente de saída. Canal 2: Tensão de saída. Canal 3: Tensão de entrada. Canal 4: Corrente de entrada.



Fonte: Autoria própria.

Por sua vez, a Figura 112 mostra os resultados do mesmo teste ilustrado na Figura 111, mas foca nas tensões dos módulos M1 e M3, ao invés de corrente e tensão de entrada. Esta visualização permite constatar que o conversor consegue manter as tensões dos módulos equilibradas mesmo após a variação de potência reativa.

Figura 112 – Degrau positivo de potência reativa. Saída em 45 Hz. Canal 1: Corrente de saída. Canal 2: Tensão de saída. Canal 3: Tensão módulo 1. Canal 4: Tensão módulo 3.



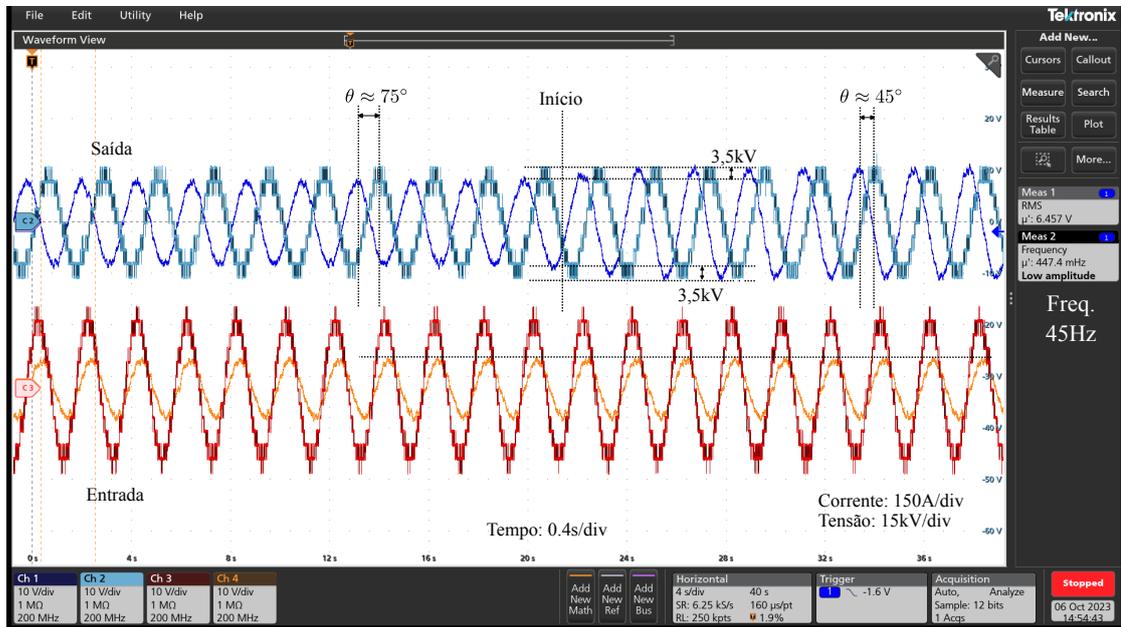
Fonte: Autoria própria.

Nas Figuras 113 e 114, são demonstrados os resultados dos degraus negativos de potência em 45 Hz. Esses resultados confirmam o comportamento observado nos testes anteriores, ressaltando a capacidade do conversor em lidar com variações de potência reativa, seja capacitiva ou indutiva. Essa capacidade é um indicativo da flexibilidade operacional do conversor diante de diferentes demandas de carga.

Procedimentos semelhantes foram aplicados também para a frequência de 50 Hz, buscando avaliar a resposta do conversor sob esta condição. As Figuras 115 e 116 ilustram os resultados para o degrau positivo de potência, enquanto as Figuras 117 e 118 exibem os efeitos do degrau negativo.

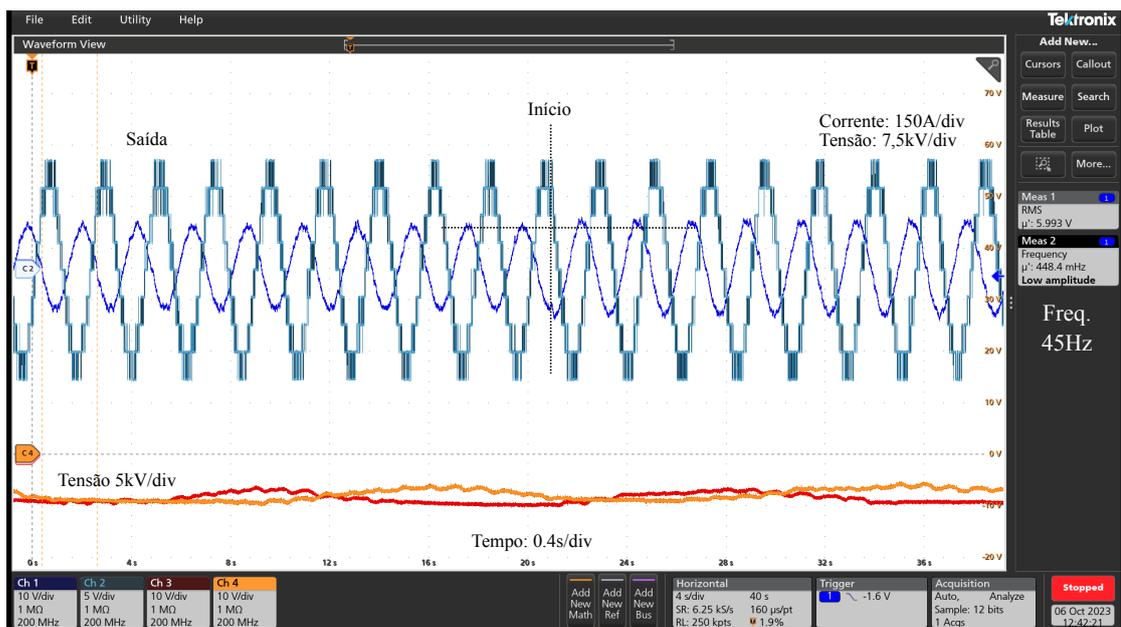
Os testes realizados a 50 Hz visam aprofundar a análise sobre a capacidade do conversor de manter a estabilidade e o controle adequado das tensões e correntes, independente da natureza da potência reativa aplicada e da frequência de operação.

Figura 113 – Degrau negativo de potência reativa. Saída em 45 Hz. Canal 1: Corrente de saída. Canal 2: Tensão de saída. Canal 3: Tensão de entrada. Canal 4: Corrente de entrada.



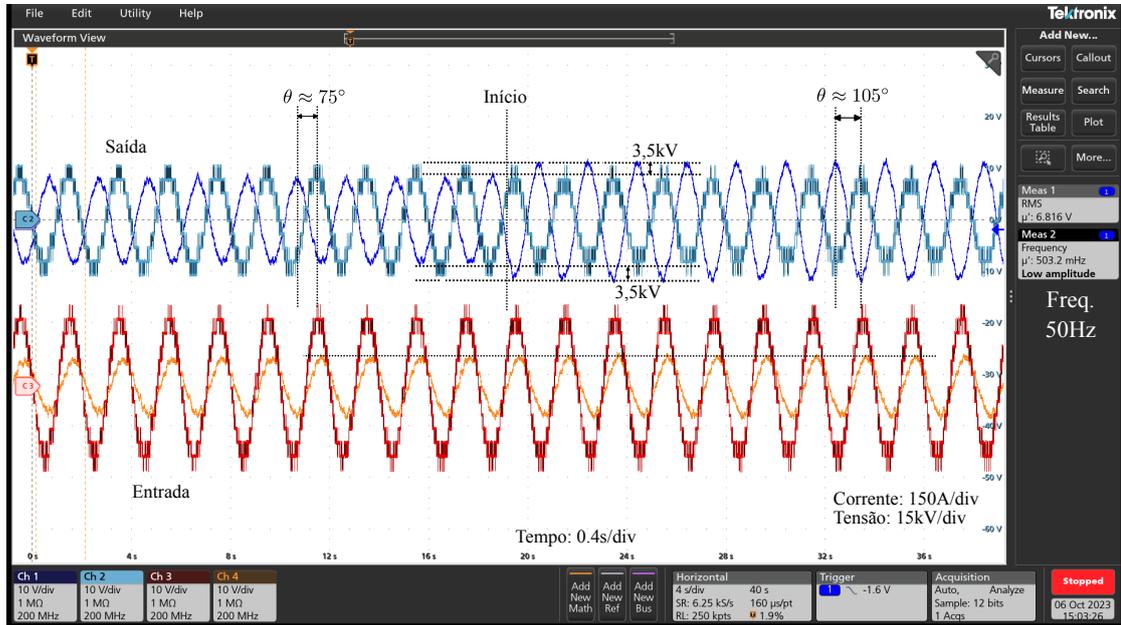
Fonte: Autoria própria.

Figura 114 – Degrau negativo de potência reativa. Saída em 45 Hz. Canal 1: Corrente de saída. Canal 2: Tensão de saída. Canal 3: Tensão módulo 1. Canal 4: Tensão módulo 3.



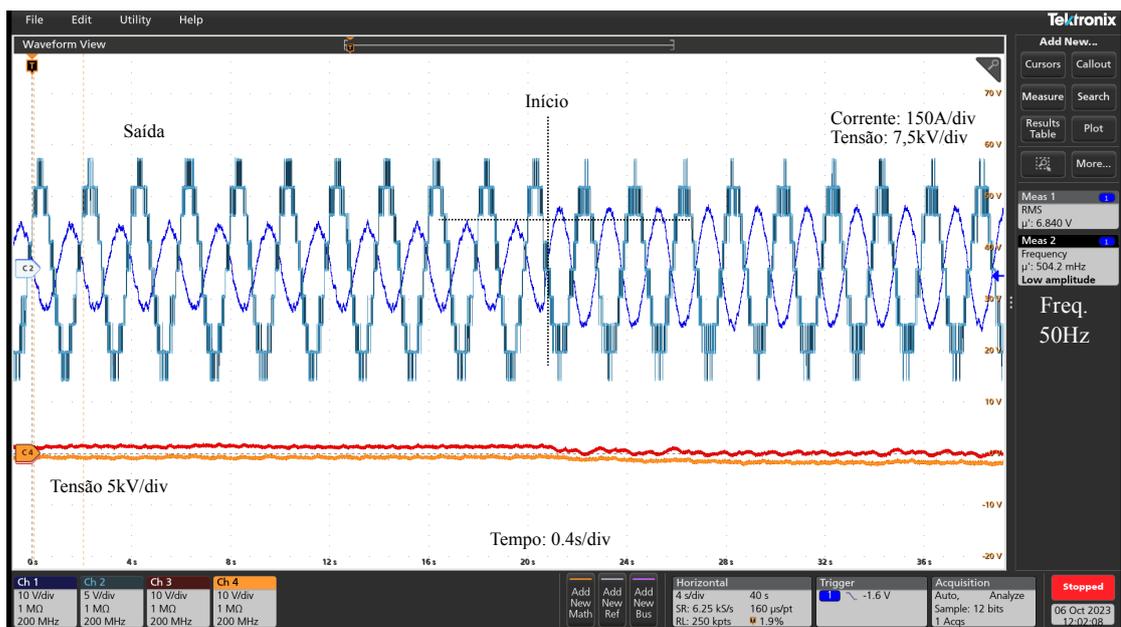
Fonte: Autoria própria.

Figura 115 – Degrau positivo de potência reativa. Saída em 50 Hz. Canal 1: Corrente de saída. Canal 2: Tensão de saída. Canal 3: Tensão de entrada. Canal 4: Corrente de entrada.



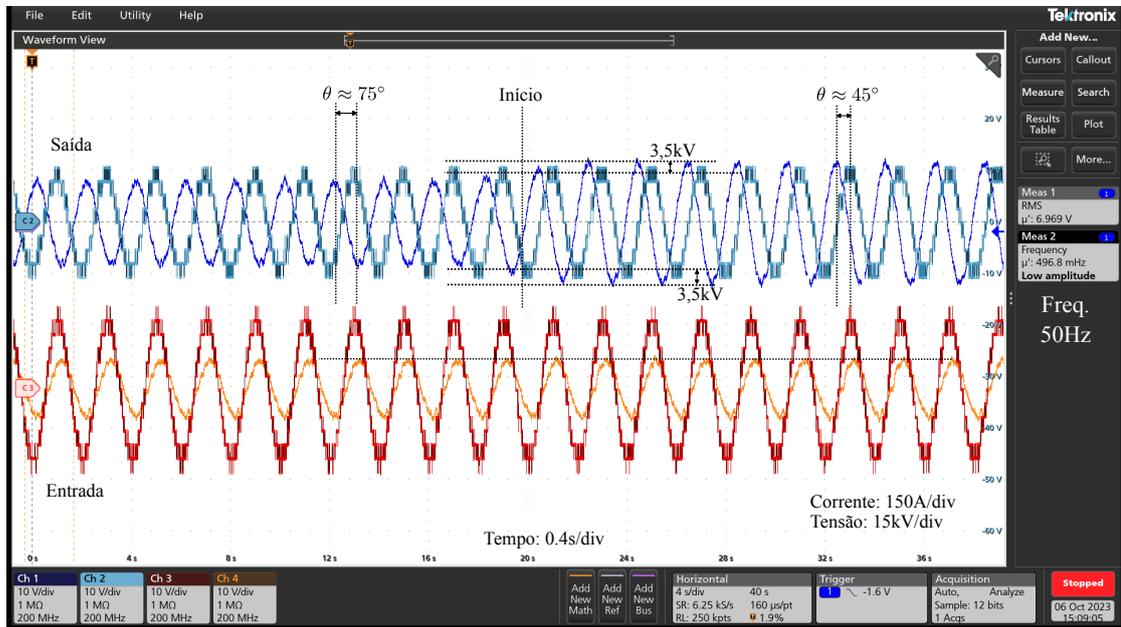
Fonte: Autoria própria.

Figura 116 – Degrau positivo de potência reativa. Saída em 50 Hz. Canal 1: Corrente de saída. Canal 2: Tensão de saída. Canal 3: Tensão módulo 1. Canal 4: Tensão módulo 3.



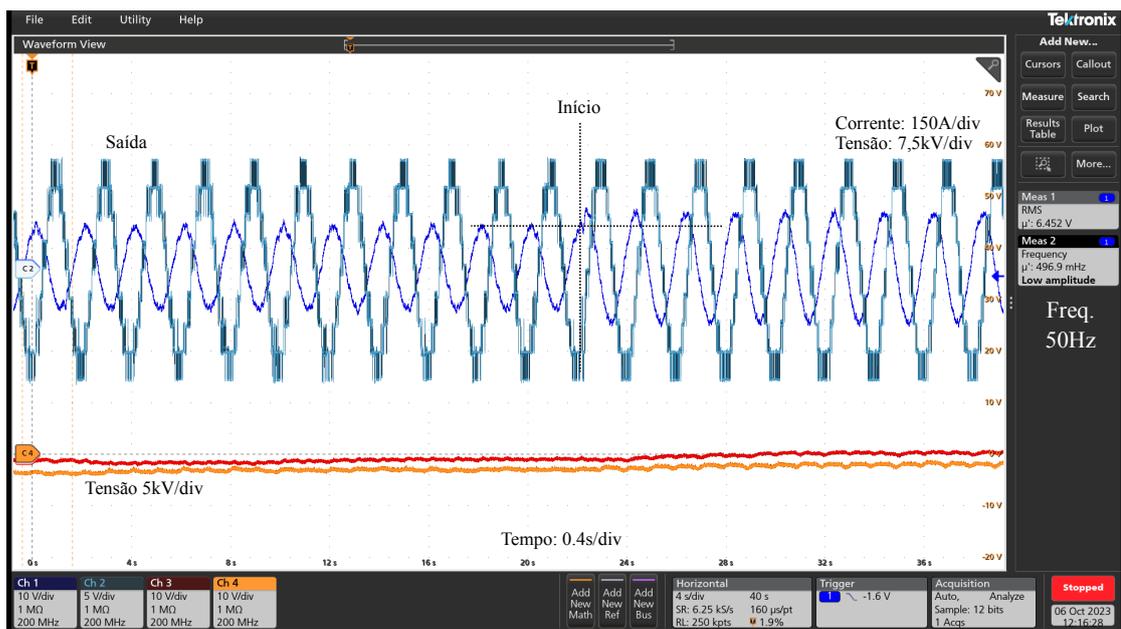
Fonte: Autoria própria.

Figura 117 – Degrau negativo de potência reativa. Saída em 50 Hz. Canal 1: Corrente de saída. Canal 2: Tensão de saída. Canal 3: Tensão de entrada. Canal 4: Corrente de entrada.



Fonte: Autoria própria.

Figura 118 – Degrau negativo de potência reativa. Saída em 50 Hz. Canal 1: Corrente de saída. Canal 2: Tensão de saída. Canal 3: Tensão módulo 1. Canal 4: Tensão módulo 3.



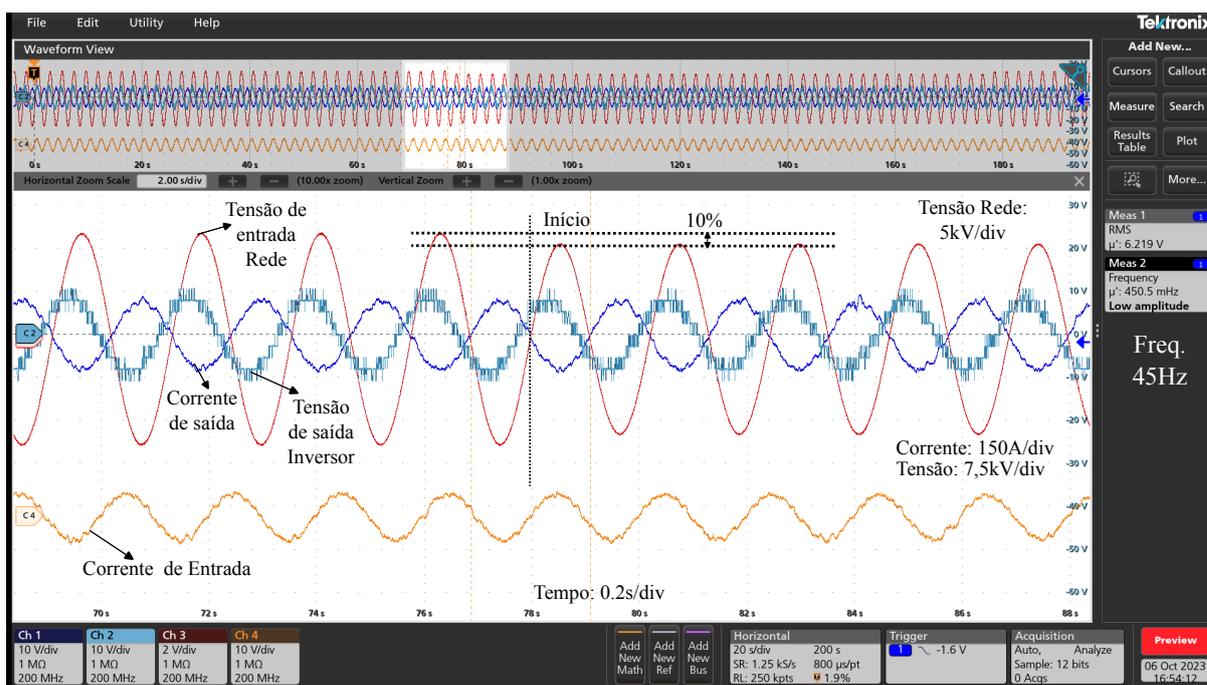
Fonte: Autoria própria.

7.2.8 Variação da tensão da rede

Variações na amplitude da tensão da rede de distribuição, dentro dos limites estabelecidos por normas regionais ou nacionais, representam uma condição operacional comum para conversores conectados à rede. Com o intuito de examinar o comportamento do conversor sob tais flutuações, foram conduzidos dois testes distintos nas frequências de 45 Hz e 50 Hz. No primeiro experimento, implementou-se um degrau de redução de 10% na tensão de saída da rede. Após um intervalo de alguns minutos, procedeu-se com o segundo teste, reestabelecendo a tensão da rede ao seu valor padrão nominal.

As Figuras 119 e 120 demonstram as mudanças na tensão da rede a 45 Hz. O conjunto superior de formas de onda, ao ser sobreposto à tensão de entrada da rede, destaca claramente o instante de aplicação do degrau. Observa-se que essa alteração não impactou negativamente as formas de onda de saída do conversor.

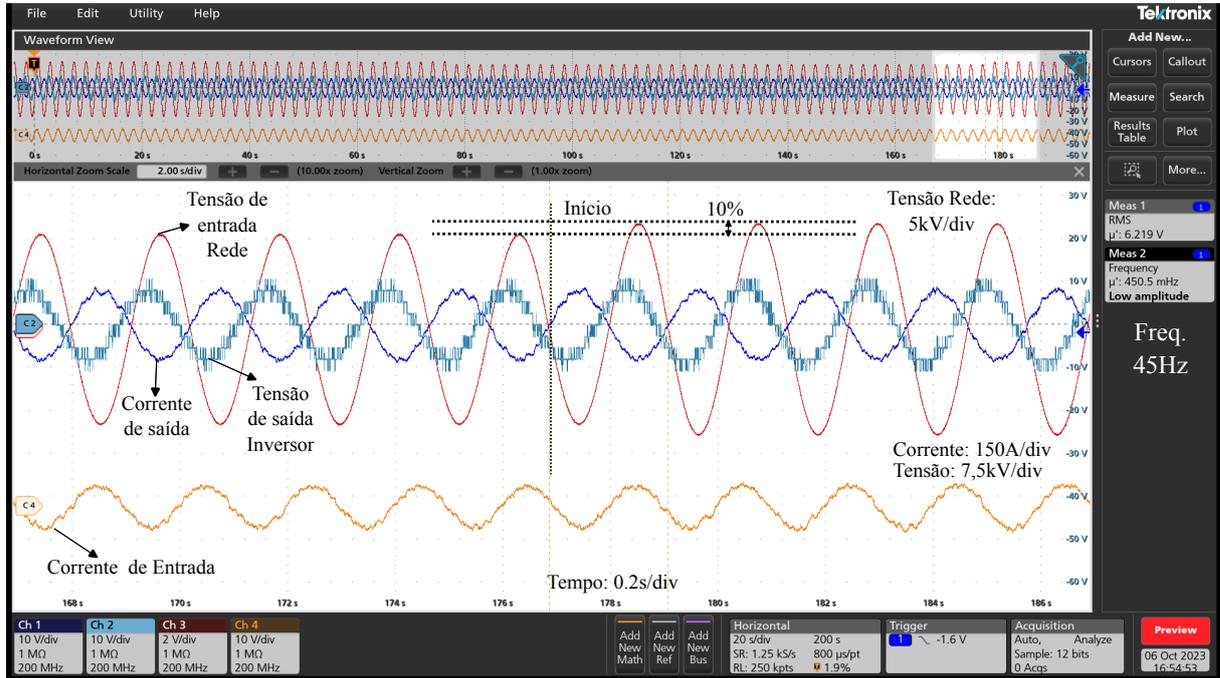
Figura 119 – Degrau de -10% da tensão de saída da rede em 45 Hz.



Fonte: Autoria própria.

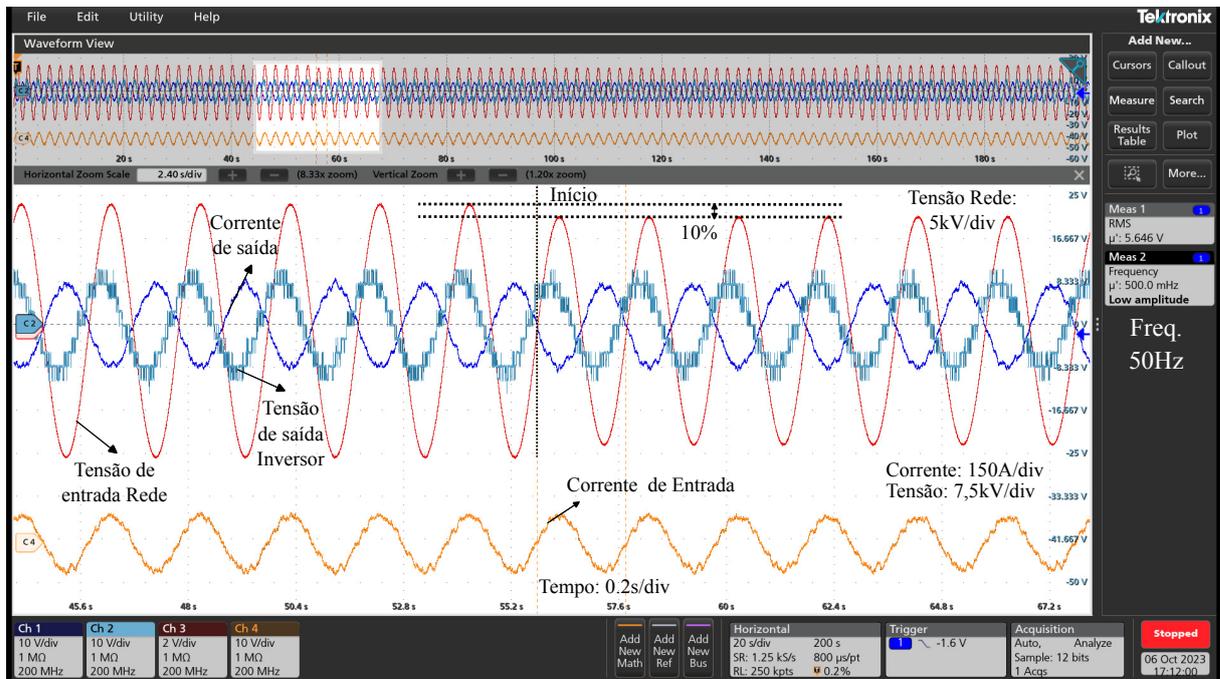
Na frequência de 50 Hz, as variações na tensão da rede são ilustradas pelas Figuras 121 e 122. Durante esses testes, o conversor manteve sua funcionalidade sem interrupções, evidenciando não haver distúrbios nas correntes. Este comportamento evidencia a resiliência do conversor em enfrentar flutuações na tensão da rede, demonstrando sua capacidade de sustentar uma operação normal mesmo sob tais condições adversas.

Figura 120 – Degrau da tensão de saída da rede em 45 Hz para valor nominal.



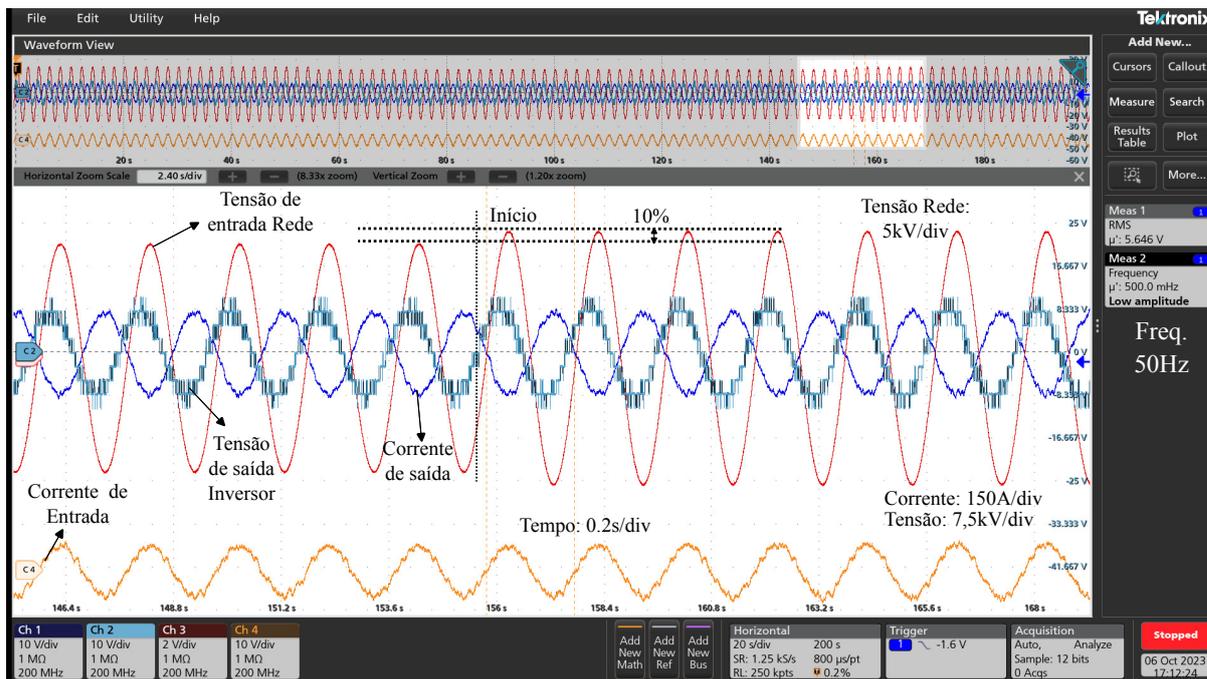
Fonte: Autoria própria.

Figura 121 – Degrau de -10% da tensão de saída da rede em 50 Hz.



Fonte: Autoria própria.

Figura 122 – Degrau da tensão de saída da rede em 45 Hz para valor nominal.



Fonte: Autoria própria.

7.3 CONSIDERAÇÕES SOBRE OS RESULTADOS DE EXPERIMENTAIS

Neste capítulo, foram conduzidos diversos testes, alguns realizados repetidamente em diferentes pontos de operação, com variações sistemáticas na frequência de saída. O objetivo destes experimentos foi demonstrar que as fragilidades anteriormente observadas no conversor, particularmente no controle da tensão dos capacitores em frequências de operação próximas a zero ou similares às frequências de entrada e saída, foram efetivamente superadas, eliminando assim os impactos negativos no desempenho do sistema. Nos testes iniciais, foram detalhadas as formas de onda principais do conversor em regime estático, permitindo a validação do desempenho da modulação. Estes resultados enfatizaram a habilidade do conversor de funcionar de forma eficaz, independentemente das variações na frequência de saída. Esta etapa preliminar de testes foi essencial para confirmar os aspectos fundamentais do desempenho do conversor em condições nominais, criando uma base sólida para futuras avaliações em contextos dinâmicos mais desafiadores.

Os experimentos posteriores focaram em degraus de potência ativa e reativa, além de variações na tensão de rede, submetendo o conversor a uma série de testes sob condições adversas. O propósito era validar a solidez operacional do conversor diante desses cenários variados.

A modulação SVM rápida provou ser robusta e de fácil implementação. Sua versatilidade para operar com um espectro variado de níveis de modulação contribuiu significativamente

para a facilidade de integração no FPGA. Na fase preliminar de configuração, conduziram-se testes exploratórios abrangendo diferentes níveis de modulação, todos culminando em resultados positivos. A modulação SVM rápida exibiu uma capacidade consistente de calcular os tempos de comutação de forma adequada, independentemente da complexidade do nível de modulação selecionado para o conversor. Aspecto de suma importância é o tempo de cálculo, que se mantém constante, destacando-se como uma solução excepcional para conversores que requerem a implementação de múltiplos níveis sem o comprometimento significativo dos recursos computacionais.

Adicionalmente, a facilidade de implementação da SVM rápida no FPGA a torna uma alternativa adequada para aplicações que operam em altas frequências. Isso se deve, em parte, à simplicidade de seus requisitos matemáticos, que não demandam operações complexas, facilitando assim sua execução em *hardware* dedicado.

O algoritmo responsável pela seleção das conexões do conversor, detalhado no Capítulo 4, foi avaliado em conjunto com o esquema de modulação para determinar a configuração ótima dos módulos e submódulos. Este algoritmo tem a função de identificar quais módulos devem ser ativados e quantificar os níveis necessários em cada um para produzir as tensões de entrada e saída requeridas pela modulação.

A funcionalidade deste algoritmo foi comprovada através das Figuras 87 até 98, onde se observa que todas as tensões de entrada e saída alinham-se com os requisitos definidos. Este alinhamento não só valida o algoritmo de seleção de conexões como também reforça a capacidade da modulação em controlar de forma minuciosa as operações do conversor, assegurando a conformidade das tensões geradas com os parâmetros estabelecidos.

O processo de controle das tensões no conversor é estruturado em seis etapas, detalhadas a seguir para assegurar uma compreensão e a conexão lógica entre elas:

1. **Controle da Tensão Média dos Capacitores:** Inicialmente, o controle foca na tensão média dos capacitores, injetando corrente ativa para equilibrar o fluxo de potência entre entrada e saída. Este mecanismo visa manter as tensões balanceadas em todo o conversor, garantindo estabilidade operacional frente a variações significativas na carga ou a ocorrência de degraus de potência, como evidenciado nas Figuras 107 a 109.
2. **Malhas de Corrente de Entrada e Saída:** A malha de corrente ativa na entrada recebe sua referência da etapa anterior. Esta etapa ajusta dinamicamente a corrente de entrada em resposta às variações de carga na saída, conforme ilustrado nas Figuras 101 a 104.
3. **Execução da Modulação SVM Rápida:** Baseando-se nos valores provenientes das malhas de corrente (Figuras 85 e 86), esta etapa implementa a modulação SVM rápida para estabelecer os níveis de tensão adequados na entrada e saída do conversor.

4. **Cálculo da Função Custo e Seleção das Conexões:** A quarta etapa envolve a avaliação de todas as conexões viáveis através da função custo, considerando os níveis de tensão definidos pela estratégia de modulação. Esta análise inclui a determinação do impacto de cada conexão sobre a tensão dos capacitores, facilitando a escolha de conexões que promovam a carga ou descarga dos capacitores. Além disso, esta etapa abrange o cálculo da corrente futura para as conexões identificadas, essencial para prever o impacto específico de cada conexão. A escolha da conexão ótima é realizada considerando as correntes atuais em cada módulo, preparando o sistema para a implementação da conexão selecionada.
5. **Ajuste da Tensão nos Capacitores Internos:** Utilizando um algoritmo de balanceamento desenvolvido, esta etapa ajusta a tensão nos capacitores internos de cada módulo. A seleção criteriosa dos submódulos a serem conectados visa alcançar o nível de tensão específico indicado pela modulação, garantindo o equilíbrio das tensões dos submódulos dentro de cada módulo. Essa seleção é crítica porque os submódulos oferecem diversas combinações possíveis para atingir um nível de tensão específico. Por exemplo, para obter um nível de tensão de $+2V_{cap}$, pode-se optar por conectar dois submódulos em configuração invertida para contribuir com $-2V_{cap}$, enquanto outros quatro submódulos são conectados em sequência na polaridade positiva para adicionar $+4V_{cap}$. A soma das contribuições destes submódulos resultam em $+2V_{cap}$, ilustrando a flexibilidade do sistema em ajustar-se a diferentes requisitos de tensão. Esta abordagem permite uma gestão da tensão em cenários com requisitos de níveis de tensão variados, garantindo que o algoritmo de balanceamento seja aplicado de forma a manter as tensões dos seis submódulos de cada módulo equilibradas. Este objetivo é alcançado independentemente das dinâmicas de outras funções de controle implementadas no sistema. Como resultado, espera-se que as tensões internas em cada módulo se mantenham consistentes, uma característica confirmada pelas observações das Figuras 105 e 106.
6. **Aplicação dos PWMs:** Finalmente, a sexta etapa consiste na geração e aplicação dos sinais de PWM aos submódulos, conforme os estados definidos nas etapas anteriores. Esta etapa implementa as tensões sobre os capacitores e inclui um intervalo de tempo morto entre cada estado, conforme discutido no Capítulo 4.

Este conjunto de etapas delineia a abordagem adotada para o controle do conversor, destacando a importância de cada fase no processo de garantir um funcionamento adequado e estável do sistema.

Apesar de uma certa degradação na Distorção Harmônica Total (THD) das correntes, atribuída a limitações específicas do sistema OPAL, os resultados adquiridos durante os experimentos reafirmam a eficácia do esquema de controle introduzido nesta tese. A capacidade do sistema de adaptar-se a uma ampla gama de cenários complexos, assegurando a estabilidade operacional do conversor, evidencia a solidez e a efetividade dos algoritmos propostos. Essa

validação experimental, portanto, reforça a solidez dos conceitos aqui apresentados, marcando uma contribuição significativa no campo do controle do conversor M3C. Os resultados obtidos são resumidos e comparados com outras abordagens de modulação e controle para o M3C disponíveis na literatura, conforme ilustrado na Tabela 17.

Tabela 17 – Comparação entre os controles propostos na literatura para o M3C.

| Fator | Erickson [26] | Indutor [62, 63, 64, 65, 66] | Indutor Acoplado [67, 68] | Tese |
|---|------------------|---------------------------------|------------------------------|--------------|
| Modulação | | | | |
| Técnica | SVM | <i>Phase-Shifted</i> | <i>Phase-Shifted</i> | SVM rápida |
| Varia ângulo da corrente de entrada | sim | não | não | sim |
| Dificuldade de implementação poucos níveis | média | fácil | fácil | fácil |
| Dificuldade de implementação muitos níveis | muito difícil | fácil | fácil | fácil |
| Peso computacional | alta | baixa | baixa | baixa |
| Controle | | | | |
| Estratégia | Multivariável | Alfa-Beta Dupla | Alfa-Beta Dupla | Simplificado |
| Dificuldade de projetar | alta | média | média | baixa |
| Dificuldade de implementar | altíssima | alta | alta | média |
| Mesmo controlador para todas as frequências | não | sim | sim | sim |
| Operar em frequências próximas de 0 Hz | não | > 10 Hz | > 10 Hz | > 5 Hz |
| Operar em frequências de entrada e saída diferentes | sim | sim | sim | sim |
| Operar em frequências de entrada e saída próximas | não | não | não | sim |

Fonte: Autoria própria.

8 CONCLUSÕES

Como discutido nos capítulos anteriores, o Conversor Modular Multinível (M3C) apresenta características vantajosas para aplicações de alta potência e média tensão. Sua estrutura modular e a eliminação de transformadores proporcionam uma significativa redução do volume físico do sistema, resultando em vantagens notáveis em termos de custo e facilidade de instalação. A concepção de um módulo base replicável em série otimiza o processo produtivo, elevando o desempenho.

Desafios associados à complexidade da modulação e controle, bem como ao equilíbrio das tensões dos capacitores em diferentes condições operacionais, até recentemente, limitavam sua aplicabilidade. Em particular, a gestão dessas tensões torna-se crítica em cenários onde as frequências de entrada e saída são similares, como na adaptação de frequência entre redes de distribuição de diferentes países ou no acionamento de máquinas, destacando a importância de um controle robusto e eficaz.

Neste contexto, a presente tese avança no estudo do M3C, capacitando-o a operar em um amplo espectro de frequências enquanto simplifica os processos de modulação e controle. Uma extensa revisão bibliográfica foi realizada para identificar técnicas de controle que poderiam ser adaptadas ou aprimoradas, levando a uma análise detalhada sobre conversores matriciais, que foi compartilhada na publicação [82].

Esta pesquisa destacou áreas que necessitavam de inovação para posicionar o conversor como uma solução atrativa para o mercado comercial. Um desafio identificado foi a falta de uma estratégia de modulação que conciliasse a modularidade intrínseca do conversor com uma operação simples e estável. As metodologias mais promissoras até então investigadas baseavam-se em técnicas de *phase-shift*, semelhantes às empregadas nos Conversores Modulares Multiníveis (MMC), mas que não aproveitavam os benefícios da modulação SVM.

Diante deste cenário, propôs-se a adoção da modulação SVM rápida, cuja aplicação permitiu o desenvolvimento do conversor em múltiplos níveis, sem a imposição de barreiras computacionais significativas. Durante as etapas de simulação e testes práticos, ficou evidenciada a eficácia dessa abordagem em se integrar harmoniosamente com a estrutura de conversores multiníveis, particularmente aqueles que incorporam uma grande quantidade de módulos. Adicionalmente, a modulação SVM rápida provou ser uma solução confiável, demonstrando excelente desempenho e ausência de problemas ou restrições durante sua implementação nos experimentos realizados.

Com o desenvolvimento da modulação, a atenção foi direcionada ao estudo e à elaboração do sistema de controle. Neste processo, adotou-se uma estratégia de divisão do controle em segmentos distintos, buscando simplificar a gestão do conversor e alocar soluções específicas para cada desafio identificado. Esta abordagem resultou na segmentação do controle em três partes principais, detalhadas no Capítulo 5 controle das correntes de entrada e saída, e controle dos capacitores.

Para o controle das correntes, adotou-se uma abordagem tradicional, implementando controladores Proporcional-Integral (PI) juntamente com a transformada dq . Essa estratégia mostrou-se assertiva, pois, com as plantas devidamente definidas, os cálculos são realizados de forma direta, evitando a necessidade de controladores complexos para gerenciar todas as variáveis do M3C simultaneamente.

O controle das tensões dos capacitores se revela como um desafio crítico na operação do conversor M3C, conforme explorado em detalhes no Capítulo 2. Embora existam várias metodologias propostas na literatura para abordar esse controle, muitas delas se deparam com complexidades e limitações que comprometem sua efetividade em diferentes cenários. Visando superar essas barreiras e otimizar o controle, essa tese propõe uma abordagem subdividida e focada, concentrando-se em três aspectos fundamentais que influenciam diretamente as tensões nos capacitores:

1. **Seleção de Conexão:** A primeira etapa emprega uma função de custo para discernir a opção mais vantajosa dentre as disponíveis. Para tal, desenvolveu-se um algoritmo capaz de prever a corrente futura gerada por cada conexão, com base nas correntes atuais nos capacitores. Esse mecanismo auxilia o cálculo do custo associado, orientando a escolha da conexão que melhor se alinha às exigências operacionais do momento.
2. **Configuração dos Submódulos:** O segundo aspecto chave aborda a disposição dos submódulos dentro de um módulo. A configuração e o número de submódulos em série são determinantes para as opções de tensão disponíveis, afetando diretamente a versatilidade e a capacidade de resposta do conversor. Esta estratégia confere ao sistema uma vasta gama de opções para gerar os níveis de tensão desejados, maximizando assim a eficiência do controle das tensões nos capacitores.
3. **Controle da Corrente:** O terceiro ponto é o controle da corrente a ser drenada da entrada, com o propósito de manter a energia dos capacitores em níveis pré estabelecidos. Esse gerenciamento é essencial para a operacionalidade contínua do conversor.

Dada a relevância desses pontos, é imprescindível a aplicação de técnicas de controle específicas para cada desafio, visando preservar o equilíbrio e a estabilidade das tensões nos capacitores. Nesta tese, introduzem-se abordagens para cada uma dessas etapas de controle, representando uma contribuição valiosa para aprimorar a funcionalidade do conversor M3C.

O papel do algoritmo de balanceamento interno de cada módulo revelou-se fundamental na estratégia de controle do conversor M3C. Através deste algoritmo, designa-se a cada módulo a tarefa essencial de equilibrar os capacitores internos, criando uma estrutura de controle hierarquizada e eficiente. Consequentemente, o controle da tensão global é responsável por balancear a média das tensões entre todos os módulos. Essa estrutura de controle dual assegura que, enquanto a média global das tensões é gerenciada em um nível superior, cada módulo individualmente ajusta a distribuição de energia entre seus capacitores internos para alcançar

um equilíbrio local. Essa divisão de responsabilidades entre o controle global e o balanceamento interno dos módulos não só simplificou a implementação de cada etapa necessária, mas também garantiu o equilíbrio efetivo de todos os capacitores do sistema.

Ao longo deste trabalho, exploraram-se os aspectos teóricos e práticos pertinentes à modelagem, ao controle e à simulação do conversor M3C, culminando na realização de testes experimentais por meio da plataforma OPAL RT 5700. As análises detalhadas apresentadas nas seções precedentes confirmam o desempenho do controle proposto em enfrentar uma ampla gama de condições operacionais, incluindo variações de frequência, de graus de potência ativa e reativa, bem como alterações na tensão da rede de distribuição. Portanto, a utilização da plataforma OPAL RT 5700 emergiu como um componente fundamental neste estudo, permitindo a validação dos modelos e das estratégias de controle desenvolvidas.

Conforme ilustrado na Tabela 17, esta tese de doutorado oferece contribuições significativas em duas áreas principais: modulação e controle. A primeira contribuição consiste na implementação de uma modulação simplificada, facilmente escalável para múltiplos níveis, preservando os benefícios da modulação SVM aplicados ao conversor M3C. Tais benefícios incluem a habilidade de ajustar a corrente de entrada em relação à tensão, assegurando um fator de deslocamento unitário na entrada, independentemente da carga aplicada.

No tocante ao controle, este estudo introduz uma contribuição relevante ao dividir o controle em três partes distintas, permitindo que cada segmento opere de maneira independente. Essa estruturação simplifica a implementação e potencializa a eficiência. Especificamente, foram desenvolvidos controles internos para os capacitores dos submódulos, controle da tensão média dos capacitores, e controle das correntes de entrada e saída. Esta abordagem viabiliza o funcionamento do M3C em baixas frequências, bem como em condições onde as frequências de entrada e saída são próximas ou idênticas.

Com o foco desta tese direcionado primordialmente ao controle e à modulação, optou-se por uma aplicação de caráter mais generalista, o que possibilitou a realização de uma ampla gama de testes no conversor. Contudo, além de sua aplicabilidade na adaptação de frequência entre duas redes de distribuição, merece destaque o potencial notável do conversor para uso em aplicações com máquinas de indução, tanto em motores quanto em aerogeradores. Ademais, a técnica de modulação desenvolvida para o conversor facilita a investigação de novas modalidades de controle baseadas na análise da tensão de modo comum.

Todos os algoritmos desenvolvidos e propostos nesta tese encontram-se disponíveis publicamente para consulta e utilização no repositório do Github, acessíveis por meio do seguinte endereço: https://github.com/lgili/Arquivos_Publicos_Tese.

8.1 TRABALHOS FUTUROS

Considerando os avanços significativos alcançados por meio desta pesquisa, abre-se um vasto leque de oportunidades para trabalhos futuros capazes de enriquecer ainda mais o campo de estudo e expandir suas aplicações. Entre as várias direções promissoras para investigações fu-

turas, algumas áreas de interesse se destacam por seu potencial em contribuir substancialmente para o desenvolvimento contínuo e o aprimoramento do conversor. É imperativo explorar essas vertentes, à medida que representam fronteiras ainda não totalmente desbravadas, prometendo avanços significativos na tecnologia de conversores e suas aplicações práticas.

- Otimizar os algoritmos desenvolvidos para aplicação em controladores mais simples;
- Investigar a utilização da tensão de modo comum como recurso para o auxílio no balanceamento dos capacitores, explorando novas estratégias de controle;
- Desenvolver e implementar um modelo de controle preditivo clássico para realizar comparações com o controle proposto, com o objetivo de identificar possíveis melhorias e ganhos em desempenho;
- Desenvolver um controlador de pré carga mais adequado para o M3C;
- Desenvolver controladores específicos para máquinas de indução;
- Desenvolver controladores específicos para aerogeradores, junto com técnicas de MPPT (*Maximum Power Point Tracking*);

8.2 CONTRIBUIÇÃO ACADÊMICA DURANTE O DOUTORADO

8.2.1 Publicações

Sobre a tese:

- ENERGIES - Review, Challenges and Potential of AC/AC Matrix Converters CMC, MMMC, and M3C.

Outros assuntos:

- COMPUTERS & ELECTRICAL ENGINEERING - Mixed-integer bilinear and piecewise-linear models for designing switching strategies of multilevel power converters.
- IEEE Latin America Transactions - Different switching sequence comparison applied to multimodular matrix converter using ISVM.
- PEDG - Architecture, components and operation of an experimental hybrid ac/dc smart microgrid.
- COBEP - Stability analysis of a smart microgrid solar photovoltaic system.

8.2.2 Projetos de pesquisa entre a indústria e a academia

- Conversores Multiníveis em Configuração Back-to-back para Aplicações em Sistemas de Acionamento Elétrico de Alta Potência - Transformerless. Projeto entre WEG e INEP.
- Projeto Microinversor Fotovoltaico. Projeto entre LUG e INEP.

– Patentes - INPE

- * Método de controle para comutação suave de inversores Flyback em microinversores solares fotovoltaicos.
 - * Método híbrido para rastreamento da máxima potência de geradores de energia solar fotovoltaica.
 - * Código fonte utilizado no microinversor LUGmi.
- Desenvolvimento e implantação de estratégias de controle para o gerenciamento de energia e integração de sistemas de geração distribuída em micro-redes inteligentes. Projeto entre ENGIE, CERTI e INEP.
 - Pacotes Inteligentes Modulares de Células de Íons de Lítio para Sistemas de Armazenamento de Energia. Projeto entre LUG e IFSC

REFERÊNCIAS

- [1] Electric Power Research Institute: Prices to Devices EPRI. Advancing the efficiency of electricity utilization: Prices to devices. in: Epri summer seminar, 2012. URL <http://mydocs.epri.com/docs/CorporateDocuments/Newsroom/SummerSeminar2006/04-Amin.pdf>. Acesso em: 30 de janeiro de 2012.
- [2] Khaled Jassim Almazeedi Bsee. *Modeling and control of the currents and capacitor voltages of a novel modular matrix converter*. PhD thesis, 2005.
- [3] Eiji Yamamoto, Hidenori Hara, Takahiro Uchino, Masahiro Kawaji, Tsuneo Joe Kume, Jun Koo Kang, and Hans-Peter Krug. Development of mcs and its applications in industry [industry forum]. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 5(1):4–12, 2011.
- [4] Hesam Mirzaee, Avik De, Anand Tripathi, and Surya Bhattacharya. Design comparison of high-power medium-voltage converters based on a 6.5-kv si-igbt/si-pin diode, a 6.5-kv si-igbt/sic-jbs diode, and a 10-kv sic-mosfet/sic-jbs diode. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50(4):2728–2740, 2014.
- [5] Hua Bai, Zhengming Zhao, and Chris Mi. Framework and research methodology of short-timescale pulsed power phenomena in high-voltage and high-power converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(3):805–816, 2009.
- [6] Xibo Yuan. A set of multilevel modular medium-voltage high power converters for 10-mw wind turbines. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 5(2):524–534, 2014.
- [7] José Rodríguez, Steffen Bernet, Bin Wu, Jorge O. Pontt, and Samir Kouro. Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(6):2930–2945, 2007.
- [8] Bin Wu, Jorge Pontt, José Rodríguez, Steffen Bernet, and Samir Kouro. Current-source converter and cycloconverter topologies for industrial medium-voltage drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(7):2786–2797, 2008.
- [9] Madhav D. Manjrekar, Peter K. Steimer, and Thomas A. Lipo. Hybrid multilevel power conversion system: a competitive solution for high-power applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 36(3):834–841, 2000.
- [10] Martin Veenstra and Alfred Rufer. Control of a hybrid asymmetric multilevel inverter for competitive medium-voltage industrial drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(2):655–664, 2005.
- [11] Cassiano Rech and José R. Pinheiro. Hybrid multilevel converters: Unified analysis and design considerations. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(2):1092–1104, 2007.

- [12] Thomas Brückner, Steffen Bernet, and Henry Güldner. The active npc converter and its loss-balancing control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 52(3):855–868, 2005.
- [13] F. Kieferndorf, M. Basler, L.A. Serpa, J-H. Fabian, A. Coccia, and G.A. Scheuer. A new medium voltage drive system based on anpc-5l technology. In *2010 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pages 643–649. IEEE, 2010.
- [14] Hirofumi Akagi. Classification, terminology, and application of the modular multilevel cascade converter (mmcc). *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(11):3119–3130, 2011.
- [15] Makoto Hagiwara and Hirofumi Akagi. Control and experiment of pulsewidth-modulated modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(7):1737–1746, 2009.
- [16] Meng Yeong Lee, Patrick Wheeler, and Christian Klumpner. Space-vector modulated multilevel matrix converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(10):3385–3394, 2010.
- [17] Jun Kang, Eiji Yamamoto, Masaki Ikeda, and Eiji Watanabe. Medium-voltage matrix converter design using cascaded single-phase power cell modules. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(11):5007–5013, 2011.
- [18] Marco Venturini. A new sine wave in, sine wave out conversion technique eliminates reactive elements. *Proc. POWERCON, 1980*, 7:E3–1, 1980.
- [19] Patrick W. Wheeler, Jose Rodriguez, Jon C. Clare, Lee Empringham, and Alejandro Weinstein. Matrix converters: a technology review. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(2):276–288, 2002.
- [20] Laszl Huber and Dusan Borojevic. Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31(6):1234–1246, 1995.
- [21] Akira Nabae, Isao Takahashi, and Hirofumi Akagi. A new neutral-point-clamped pwm inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, (5):518–523, 1981.
- [22] Thierry A. Meynard, Henri Foch, Philippe Thomas, Jacques Courault, Roland Jakob, and Manfred Nahrstaedt. Multicell converters: basic concepts and industry applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(5):955–964, 2002.
- [23] Peter W. Hammond. A new approach to enhance power quality for medium voltage drives. In *1995 Industry Applications Society 42nd Annual Petroleum and Chemical Industry Conference*, pages 231–235. IEEE, 1995.

- [24] Johann W. Kolar, Frank Schafmeister, Simon D. Round, and Hans Ertl. Novel three-phase ac–ac sparse matrix converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(5):1649–1661, 2007.
- [25] Yong Shi, Xu Yang, Qun He, and Zhaoan Wang. Research on a novel capacitor clamped multilevel matrix converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20(5):1055–1065, 2005.
- [26] S. Angkititrakul and R.W. Erickson. Control and implementation of a new modular matrix converter. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC'04. Nineteenth Annual IEEE*, volume 2, pages 813–819. IEEE, 2004.
- [27] Jiacheng Wang. *High-Power Multimodular Matrix converters and Modulation*. PhD thesis, Program of Electrical and Computer Engineering, Ryerson University, Toronto, Ontario, Canada, 2012.
- [28] Robert W Erickson and Osama A Al-Naseem. A new family of matrix converters. In *Industrial Electronics Society, 2001. IECON'01. The 27th Annual Conference of the IEEE*, volume 2, pages 1515–1520. IEEE, 2001.
- [29] Boran Fan, Kui Wang, Pat Wheeler, Chunyang Gu, and Yongdong Li. An optimal full frequency control strategy for the modular multilevel matrix converter based on predictive control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(8):6608–6621, 2018. doi: 10.1109/TPEL.2017.2755767.
- [30] Hamed Nademi, Lars Einar Norum, Zareh Soghomonian, and Tore Undeland. Low frequency operation of modular multilevel matrix converter using optimization-oriented predictive control scheme. *2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, COMPEL 2016*, pages 1–6, 2016. doi: 10.1109/COMPEL.2016.7556709.
- [31] Kui Wang, Chunyang Gu, Boran Fan, Yongdong Li, and Pat Wheeler. A branch current reallocation based energy balancing strategy for the modular multilevel matrix converter operating around equal frequency. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(2):1105–1117, 2017. doi: 10.1109/TPEL.2017.2685431.
- [32] M. Kazerani. Application of dyadic matrix converter theory in conceptual design of dual field vector and displacement factor controls. In *Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, volume 2, pages 903–910, October 1994. doi: 10.1109/IAS.1994.377525.
- [33] M. Kazerani. Automatic feedback strategy for regulation of real and reactive power in an asynchronous link based on a voltage-source matrix converter. In *PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, volume 2, pages 842–846, June 1997. doi: 10.1109/PESC.1997.616818.

- [34] M. Kazerani and B. Ooi. Feasibility of both vector control and displacement factor correction by voltage source type ac-ac matrix converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 42(5):524–530, October 1995. doi: 10.1109/41.464616.
- [35] R. Erickson, S. Angkititrakul, and K. Almazeedi. New family of multilevel matrix converters for wind power applications final report, july 2002 - march 2006. 2002.
- [36] Johann W. Kolar, Thomas Friedli, F. Krismer, and S.D. Round. The essence of three-phase ac/ac converter systems. In *2008 13th Power Electronics and Motion Control Conference*, pages 27–42. IEEE, 2008.
- [37] A. L. Bottenberg, S. V. G. Oliveira, and A. Peres. Conversor matricial indireto para acionamento de motor de indução trifásico. Dissertação de mestrado, Universidade de Regional de Blumenau - FURB, 2009.
- [38] M. Venturini and A. Alesina. The generalised transformer: A new bidirectional, sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor. In *1980 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 242–252, June 1980. doi: 10.1109/PESC.1980.7089455.
- [39] A. Alesina and M. G. B. Venturini. Analysis and design of optimum-amplitude nine-switch direct ac-ac converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 4(1):101–112, January 1989. doi: 10.1109/63.21879.
- [40] JW Kolar, M Baumann, F Schafmeister, and H Ertl. Novel three-phase ac-dc-ac sparse matrix converter. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE*, volume 2, pages 777–791. IEEE, 2002.
- [41] L. Huber, D. Borojevic, X. F. Zhuang, and F. C. Lee. Design and implementation of a three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction. In *Proceedings Eighth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pages 860–865, March 1993. doi: 10.1109/APEC.1993.290683.
- [42] H. M. Nguyen. New direct-svm method for matrix converter with main input power factor compensation. In *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, pages 1281–1286, November 2008. doi: 10.1109/IECON.2008.4758139.
- [43] S. F. Pinto and J. F. Silva. Direct control method for matrix converters with input power factor regulation. In *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, volume 3, pages 2366–2372, June 2004. doi: 10.1109/PESC.2004.1355492.
- [44] C. Gili, G. D. Lozano, A. Péres, and S. V. G. Oliveira. Experimental study of a direct matrix converter driving an induction machine. In *XI Brazilian Power Electronics Conference*, pages 232–237, September 2011. doi: 10.1109/COBEP.2011.6085321.

- [45] D. Kumar, P. W. Wheeler, J. C. Clare, and L. Empringham. A multi-drive system based on a two-stage matrix converter. In *2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference*, pages 207–212, September 2008. doi: 10.1109/EPEPEMC.2008.4635268.
- [46] EP Wiechmann, JR Espinoza, LD Salazar, and JR Rodriguez. A direct frequency converter controlled by space vectors. In *Power Electronics Specialists Conference, 1993. PESC'93 Record., 24th Annual IEEE*, pages 314–320. IEEE, 1993.
- [47] Jun Oyama, Tsuyoshi Higuchi, Eiji Yamada, Takashi Koga, and Thomas Lipo. New control strategy for matrix converter. In *Power Electronics Specialists Conference, 1989. PESC'89 Record., 20th Annual IEEE*, pages 360–367. IEEE, 1989.
- [48] J. Rodríguez. *A new control technique for ac-ac converters*, pages 203–208. Springer, Vienna, 1983.
- [49] Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff, and Steven Pekarek. *Analysis of electric machinery and drive systems*, volume 75. John Wiley & Sons, 2013.
- [50] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, and L. Zarri. Optimal use of zero vectors for minimizing the output current distortion in matrix converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(2):326–336, February 2009. doi: 10.1109/TIE.2008.2007557.
- [51] A. D. Arioni Paladino, T. S. Padilha, and S. V. Garcia Oliveira. Expanded space vector modulation of direct matrix converters including hidden rotating pairs. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pages 1–1, 2019. doi: 10.1109/TIE.2018.2890489.
- [52] László Huber and Dusan Borojevic. Space vector modulator for forced commutated cycloconverters. In *Industry Applications Society Annual Meeting, 1989., Conference Record of the 1989 IEEE*, pages 871–876. IEEE, 1989.
- [53] D Casadei, G Grandi, G Serra, and A Tani. Space vector control of matrix converters with unity input power factor and sinusoidal input/output waveforms. In *Power Electronics and Applications, 1993., Fifth European Conference on*, pages 170–175. IET, 1993.
- [54] Subbaraya Yuvarajan and Abdollah Khoei. An improved direct ac-ac converter and its application to three phase induction motor drive. In *Industry Applications Society Annual Meeting, 1988., Conference Record of the 1988 IEEE*, pages 961–964. IEEE, 1988.
- [55] Domenico Casadei, Giovanni Serra, Angelo Tani, and Luca Zarri. Matrix converter modulation strategies: a new general approach based on space vector representation of the switch state. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(2):370–381, 2002.

- [56] Guo Yougui, Zhu Jianlin, and Deng Cheng. Three modulation modes of svm for ac-ac matrix converter. In *Robotics, Automation and Mechatronics, 2008 IEEE Conference on*, pages 382–386. IEEE, 2008.
- [57] Cleiton Gili. Conversor matricial direto para acionamento de motor de indução trifásico. Dissertação de mestrado, Universidade de Regional de Blumenau - FURB, 2009.
- [58] Christian Klumpner, Meng Lee, Cristian Pitic, Pat Wheeler, and Pericle Zanchetta. A new three-level indirect matrix converter with reduced number of switches. In *Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE*, pages 186–193. IEEE, 2007.
- [59] Xu Lie, Jon C Clare, Patrick W Wheeler, Lee Empringham, and Li Yongdong. Capacitor clamped multilevel matrix converter space vector modulation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(1):105–115, 2012.
- [60] Luiz C. Gili. *Estudo da modulação por espaço vetorial indireta aplicada ao conversor multimodular matricial*. Dissertação de mestrado, Universidade Regional de Blumenau - FURB, 2016.
- [61] L. C. Gili, L. O. Seman, and S. Vidal Garcia Oliveira. Different switching sequence comparison applied to multimodular matrix converter using isvm. *IEEE Latin America Transactions*, 16(6):1595–1602, June 2018. doi: 10.1109/TLA.2018.8444154.
- [62] M. Díaz, R. Cardenas, B. Mauricio Espinoza, A. Mora, and F. Rojas. A novel lvrt control strategy for modular multilevel matrix converter based high-power wind energy conversion systems. In *2015 Tenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, pages 1–11, March 2015. doi: 10.1109/EVER.2015.7113026.
- [63] A. Mora, M. Espinoza, M. Díaz, and R. Cárdenas. Model predictive control of modular multilevel matrix converter. In *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pages 1074–1079, June 2015. doi: 10.1109/ISIE.2015.7281621.
- [64] M. Díaz, M. Espinoza, A. Mora, R. Cárdenas, and P. Wheeler. The application of the modular multilevel matrix converter in high-power wind turbines. In *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, pages 1–11, September 2016. doi: 10.1109/EPE.2016.7695437.
- [65] B. Fan, K. Wang, P. Wheeler, C. Gu, and Y. Li. A branch current reallocation based energy balancing strategy for the modular multilevel matrix converter operating around equal frequency. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(2):1105–1117, February 2018. doi: 10.1109/TPEL.2017.2685431.

- [66] M. Diaz, R. Cárdenas, M. Espinoza, A. Mora, and P. Wheeler. Modelling and control of the modular multilevel matrix converter and its application to wind energy conversion systems. In *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 5052–5057, October 2016. doi: 10.1109/IECON.2016.7793945.
- [67] F. Kammerer, D. Braeckle, M. Gommeringer, M. Schnarrenberger, and M. Braun. Operating performance of the modular multilevel matrix converter in drive applications. In *Proceedings of PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, pages 1–8, May 2015.
- [68] F. Kammerer, M. Gommeringer, J. Kolb, and M. Braun. Energy balancing of the modular multilevel matrix converter based on a new transformed arm power analysis. In *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications*, pages 1–10, August 2014. doi: 10.1109/EPE.2014.6910939.
- [69] G. J. M. de Sousa and M. L. Heldwein. Modular multilevel converter control strategy for future dc subsea electric transmission and distribution systems. In *2013 Brazilian Power Electronics Conference*, pages 100–106, October 2013. doi: 10.1109/COBEP.2013.6785101.
- [70] F. Kammerer, J. Kolb, and M. Braun. Fully decoupled current control and energy balancing of the modular multilevel matrix converter. In *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, pages LS2a.3–1–LS2a.3–8, September 2012. doi: 10.1109/EPEPEMC.2012.6397408.
- [71] F. Kammerer, J. Kolb, and M. Braun. A novel cascaded vector control scheme for the modular multilevel matrix converter. In *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 1097–1102, November 2011. doi: 10.1109/IECON.2011.6119461.
- [72] Y. Miura, T. Mizutani, M. Ito, and T. Ise. Modular multilevel matrix converter for low frequency ac transmission. In *2013 IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, pages 1079–1084, April 2013. doi: 10.1109/PEDS.2013.6527180.
- [73] Y. Miura, T. Mizutani, M. Ito, and T. Ise. A novel space vector control with capacitor voltage balancing for a multilevel modular matrix converter. In *2013 IEEE ECCE Asia Downunder*, pages 442–448, June 2013. doi: 10.1109/ECCE-Asia.2013.6579134.
- [74] Y. Miura, K. Inubushi, M. Ito, and T. Ise. Multilevel modular matrix converter for high voltage applications: Control, design and experimental characteristics. In *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 4690–4696, October 2014. doi: 10.1109/IECON.2014.7049209.

- [75] Y. Miura, K. Inubushi, M. Ito, and T. Ise. Multilevel modular matrix converter for high voltage applications: Control, design and experimental characteristics. In *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 4690–4696, October 2014. doi: 10.1109/IECON.2014.7049209.
- [76] Y. Miura, K. Inubushi, T. Yoshida, T. Fujikawa, and T. Ise. Operation of modular matrix converter under close input and output frequency by using voltage space vector modulation. In *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 005136–005141, November 2015. doi: 10.1109/IECON.2015.7392906.
- [77] Y. Miura, T. Fujikawa, T. Yoshida, and T. Ise. Control scheme of the modular multilevel matrix converter using space vector modulation for wide frequency range operation. In *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 1084–1091, October 2017. doi: 10.1109/ECCE.2017.8095908.
- [78] Y. Miura, T. Yoshida, T. Fujikawa, T. Miura, and T. Ise. Operation of modular matrix converter with hierarchical control system under cell failure condition. In *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 1–8, September 2016. doi: 10.1109/ECCE.2016.7855315.
- [79] S. Angkititrakul and R. W. Erickson. Capacitor voltage balancing control for a modular matrix converter. In *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06.*, pages 7 pp.–, March 2006. doi: 10.1109/APEC.2006.1620764.
- [80] S. Angkititrakul and R.W. Erickson. Control and implementation of a new modular matrix converter. In *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04.*, volume 2, pages 813–819, 2004. doi: 10.1109/APEC.2004.1295916.
- [81] S. Angkititrakul and R.W. Erickson. Capacitor voltage balancing control for a modular matrix converter. *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06.*, pages 1659–1665, 2006. doi: 10.1109/APEC.2006.1620764.
- [82] Luiz Carlos Gili, Julio Cesar Dias, and Telles Brunelli Lazzarin. Review, challenges and potential of ac/ac matrix converters cmc, mmmc, and m3c. *Energies*, 15(24), 2022. ISSN 1996-1073. doi: 10.3390/en15249421. URL <https://www.mdpi.com/1996-1073/15/24/9421>.
- [83] Nikola Celanovic and Dushan Boroyevich. A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters. 37:637–641, 2001.
- [84] A. Gopinath, A. Mohamed A. S., and M. R. Baiju. Fractal based space vector pwm for multilevel inverters—a novel approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(4):1230–1237, April 2009. doi: 10.1109/TIE.2008.2008340.

- [85] Fernanda De Morais Carnielutti. *Modulação space vector para conversores multiníveis com células assimétricas em cascata sob condições de falta*. PhD thesis, Universidade Federal de Santa Maria, 2015.
- [86] Fernanda Carnielutti, Cassiano Rech, and Humberto Pinheiro. Space vector modulation for cascaded asymmetrical multilevel converters under fault conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 51(1):344–352, 2014.
- [87] Fernanda Carnielutti and Humberto Pinheiro. Hybrid modulation strategy for asymmetrical cascaded multilevel converters under normal and fault conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(1):92–101, 2015.
- [88] Robert W. Erickson. A new family of matrix converters. The full citation details for this reference were not provided.
- [89] Y. Miura, T. Mizutani, M. Ito, and T. Ise. A novel space vector control with capacitor voltage balancing for a multilevel modular matrix converter. In *2013 IEEE ECCE Asia Downunder*, pages 442–448, June 2013. doi: 10.1109/ECCE-Asia.2013.6579134.
- [90] Robert W. Erickson and Dragan Maksimovic. *Fundamentals of Power Electronics*. Springer, second edition edition, 2001. ISBN 0306480484.
- [91] Y. Wan, S. Liu, and J. Jiang. Integrated current-energy modeling and control for modular multilevel matrix converter. In *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, pages 1–10, September 2015. doi: 10.1109/EPE.2015.7309187.
- [92] Y. Miura, K. Inubushi, M. Ito, and T. Ise. Multilevel modular matrix converter for high voltage applications: Control, design and experimental characteristics. In *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 4690–4696, October 2014. doi: 10.1109/IECON.2014.7049209.

APÊNDICE A – MODELAGEM

Scripts em Python utilizados na modelagem do conversor. O arquivo original está disponível no repositório do GitHub.

In [1]:

```
import sympy
import numpy as np
import matplotlib.pyplot as plt
import scipy.signal
import scipy.linalg
import math
from IPython.display import display, Math
sympy.init_printing()
```

Equações do conversor matricial

In [2]:

```
# create functions
t = sympy.symbols('t')
x = sympy.Function('x')(t)
theta = sympy.Function('theta')(t)
theta_pfi = sympy.Function('theta_pfi')(t)
theta_pfo = sympy.Function('theta_pfo')(t)
theta_i = sympy.Function('theta_i')(t)
theta_o = sympy.Function('theta_o')(t)
omega_i = sympy.Function('omega_i')(t)
omega_o = sympy.Function('omega_o')(t)

# constants
Vim, Iim, Viml, Vom, Iom, Voml = sympy.symbols('V_im I_im V_uml V_om I_om V_oml')
```

Equações de entrada

As tensões de linha na entrada do conversor, antes do filtro, são definidas como:

In [3]:

```
# input voltage
VABt = sympy.Function('V_AB')(t)
VBct = sympy.Function('V_BC')(t)
VCAt = sympy.Function('V_CA')(t)

VAB = Vim * sympy.cos(omega_i)
VBC = Vim * sympy.cos(omega_i - (2*sympy.pi/3))
VCA = Vim * sympy.cos(omega_i + (2*sympy.pi/3))

matrix_vars = sympy.Matrix([VABt, VBct, VCAt])
matrix = sympy.Matrix([VAB, VBC, VCA])

input_voltage_grid = sympy.Eq(matrix_vars, matrix)
input_voltage_grid
```

Out[3]:

$$\begin{bmatrix} V_{AB}(t) \\ V_{BC}(t) \\ V_{CA}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{im} \cos(\omega_i(t)) \\ -V_{im} \cos(\omega_i(t) + \frac{\pi}{3}) \\ -V_{im} \sin(\omega_i(t) + \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix}$$

As correntes nas fases de entrada, então, podem ser definidas

In [4]:

```
# input current
IA_t = sympy.Function('I_A')(t)
IB_t = sympy.Function('I_B')(t)
IC_t = sympy.Function('I_C')(t)
```

```

IA = Iim * sympy.cos(omega_i + theta_pfi - (sympy.pi/6))
IB = Iim * sympy.cos(omega_i + theta_pfi - (sympy.pi/6) - (2*sympy.pi/3))
IC = Iim * sympy.cos(omega_i + theta_pfi - (sympy.pi/6) + (2*sympy.pi/3))

matrix_vars = sympy.Matrix([IAt, IBt, ICt])
matrix = sympy.Matrix([IA, IB, IC])

input_current_grid = sympy.Eq(matrix_vars, matrix)
input_current_grid

```

Out [4]:

$$\begin{bmatrix} I_A(t) \\ I_B(t) \\ I_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{im} \sin(\Theta_{pfi}(t) + \omega_i(t) + \frac{\pi}{3}) \\ -I_{im} \cos(\Theta_{pfi}(t) + \omega_i(t) + \frac{\pi}{6}) \\ -I_{im} \sin(\Theta_{pfi}(t) + \omega_i(t)) \end{bmatrix}$$

As tensões de linha nos terminais do conversor são definidas como:

In [5]:

```

# input line voltage
VABLt = sympy.Function('V_ABL')(t)
VBCLt = sympy.Function('V_BCL')(t)
VCALt = sympy.Function('V_CAL')(t)

VABL = Viml * sympy.cos(omega_i + theta_i)
VBCL = Viml * sympy.cos(omega_i + theta_i - (2*sympy.pi/3))
VCAL = Viml * sympy.cos(omega_i + theta_i + (2*sympy.pi/3))

matrix_vars = sympy.Matrix([VABLt, VBCLt, VCALt])
matrix = sympy.Matrix([VABL, VBCL, VCAL])

input_voltage_inv = sympy.Eq(matrix_vars, matrix)
input_voltage_inv

```

Out [5]:

$$\begin{bmatrix} V_{ABL}(t) \\ V_{BCL}(t) \\ V_{CAL}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{iml} \cos(\Theta_i(t) + \omega_i(t)) \\ -V_{iml} \cos(\Theta_i(t) + \omega_i(t) + \frac{\pi}{3}) \\ -V_{iml} \sin(\Theta_i(t) + \omega_i(t) + \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix}$$

Equações de saída

Da mesma forma, pode-se definir as variáveis de saída do conversor

In [6]:

```

# input voltage
Vabt = sympy.Function('V_ab')(t)
Vbct = sympy.Function('V_bc')(t)
Vcat = sympy.Function('V_ca')(t)

Vab = Vim * sympy.cos(omega_o)
Vbc = Vim * sympy.cos(omega_o - (2*sympy.pi/3))
Vca = Vim * sympy.cos(omega_o + (2*sympy.pi/3))

matrix_vars = sympy.Matrix([Vabt, Vbct, Vcat])
matrix = sympy.Matrix([Vab, Vbc, Vca])

output_voltage_grid = sympy.Eq(matrix_vars, matrix)
output_voltage_grid

```

Out [6]:

$$\begin{bmatrix} V_{ab}(t) \\ V_{bc}(t) \\ V_{ca}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{im} \cos(\omega_o(t)) \\ -V_{im} \cos(\omega_o(t) + \frac{\pi}{3}) \\ -V_{im} \sin(\omega_o(t) + \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix}$$

Portanto, as correntes de saída são definidas como sendo:

In [7]:

```
# output current
Iat = sympy.Function('I_a')(t)
Ibt = sympy.Function('I_b')(t)
Ict = sympy.Function('I_c')(t)

Ia = Iim * sympy.cos(omega + theta_pfo - (sympy.pi/6))
Ib = Iim * sympy.cos(omega + theta_pfo - (sympy.pi/6) - (2*sympy.pi/3))
Ic = Iim * sympy.cos(omega + theta_pfo - (sympy.pi/6) + (2*sympy.pi/3))

matrix_vars = sympy.Matrix([Iat, Ibt, Ict])
matrix = sympy.Matrix([Ia, Ib, Ic])

output_current_grid = sympy.Eq(matrix_vars, matrix)
output_current_grid
```

Out[7]:

$$\begin{bmatrix} I_a(t) \\ I_b(t) \\ I_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{im} \sin(\Theta_{pfo}(t) + \omega_o(t) + \frac{\pi}{3}) \\ -I_{im} \cos(\Theta_{pfo}(t) + \omega_o(t) + \frac{\pi}{6}) \\ -I_{im} \sin(\Theta_{pfo}(t) + \omega_o(t)) \end{bmatrix}$$

Por fim, as tensões de linha nos terminais de saída podem ser definidas

In [8]:

```
VabLt = sympy.Function('V_abL')(t)
VbcLt = sympy.Function('V_bcL')(t)
VcaLt = sympy.Function('V_acL')(t)

VabL = Viml * sympy.cos(omega + theta_o)
VbcL = Viml * sympy.cos(omega + theta_o - (2*sympy.pi/3))
VcaL = Viml * sympy.cos(omega + theta_o + (2*sympy.pi/3))

matrix_vars = sympy.Matrix([VabLt, VbcLt, VcaLt])
matrix = sympy.Matrix([VabL, VbcL, VcaL])

output_voltage_inv = sympy.Eq(matrix_vars, matrix)
output_voltage_inv
```

Out[8]:

$$\begin{bmatrix} V_{abL}(t) \\ V_{bcL}(t) \\ V_{acL}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{iml} \cos(\Theta_o(t) + \omega_o(t)) \\ -V_{iml} \cos(\Theta_o(t) + \omega_o(t) + \frac{\pi}{3}) \\ -V_{iml} \sin(\Theta_o(t) + \omega_o(t) + \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix}$$

SVM

The input reference voltage space vector is found to be

In [9]:

```
# constants
mi, mo = sympy.symbols('m_i m_o')
Vl, Vk, Vo = sympy.symbols('V_l V_k V_o')
Vn, Vm = sympy.symbols('V_n V_m')

# modulation index input
dl = mi * sympy.sin(sympy.pi/3 - theta_i)
dk = mi * sympy.sin(theta_i)
dio = 1 - dk - dl

Vi_ref = dl*Vl + dk*Vk + dio*Vo

# modulation index output
```

```

dn = mo * sympy.sin(sympy.pi/3 - θo)
dm = mo * sympy.sin(θo)
doo = 1 - dm -dn

Vo_ref = dn*Vn + dm*Vm + doo*Vo

dq_gain_matrix = sympy.Matrix([[1, -0.5, -0.5],[0, sympy.sqrt(3)/2,-sympy.sqrt(3)/2]])

Vdit = sympy.Function('d_i')(t)
Vqit = sympy.Function('q_i')(t)
VimL = sympy.Function('V_im^\'')(t)

Vdi = 3/2 * VimL * sympy.cos(ωi + θi)
Vqi = 3/2 * VimL * sympy.sin(ωi + θi)

matrix_vars = sympy.Matrix([Vdit, Vqit])
matrix = sympy.Matrix([Vdi, Vqi])

dq_transform = sympy.Eq(matrix_vars, matrix)
dq_transform

```

Out [9]:

$$\begin{bmatrix} d_i(t) \\ q_i(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1.5V'_{im}(t) \cos(\Theta_i(t) + \omega_i(t)) \\ 1.5V'_{im}(t) \sin(\Theta_i(t) + \omega_i(t)) \end{bmatrix}$$

Derivação das Equações Diferenciais do Conversor Matricial

Nas próximas subseções, as equações diferenciais do M3C são derivadas para obter o modelo matemático que representa o conversor por espaço de estados. As subseções estão organizadas em três partes: equações da entrada, de saída e da parte interna do conversor.

Entrada do conversor

In [10]:

```

# Input side
# constants
Ri, Li, ωi = sympy.symbols('R_i L_i ω_i')
Lit = Li*(t)
Vcap = sympy.Function('V_cap')(t)
Idi = sympy.Function('I_di')(t)
Iqi = sympy.Function('I_qi')(t)
Ioi = sympy.Function('I_oi')(t)
Vdi = sympy.Function('V_di')(t)
Vqi = sympy.Function('V_qi')(t)
Voi = sympy.Function('V_oi')(t)
ddi = sympy.Function('d_di')(t)
dq_i = sympy.Function('d_qi')(t)
doi = sympy.Function('d_oi')(t)
γdi = sympy.Function('γ_di')(t)
γqi = sympy.Function('γ_qi')(t)
mi = sympy.Function('m_i')(t)
Li_dt = Lit.diff(t)

G = sympy.Matrix([[1,-1,0],[0,1,-1],[-1,0,1]])
T2ABC = 2/3 * sympy.Matrix([[sympy.cos(ωi), -sympy.sin(ωi), 1],
                             [sympy.cos(ωi - (2*sympy.pi/3)), -sympy.sin(ωi - (2*sympy.pi/3)), 1],
                             [sympy.cos(ωi - (4*sympy.pi/3)), -sympy.sin(ωi - (4*sympy.pi/3)), 1]
                             ])
T2dq_i = 2/3 * sympy.Matrix([[sympy.cos(ωi), sympy.cos(ωi - (2*sympy.pi/3)), sympy.cos(ωi - (4*sympy.pi/3))],
                              [-sympy.sin(ωi), -sympy.sin(ωi - (2*sympy.pi/3)), -sympy.sin(ωi - (4*sympy.pi/3))],
                              [1/2, 1/2, 1/2]
                              ])

# Input_kv = Vline_matrix* (Li_dt * sympy.Matrix([IA,IB,IC]) + Ri * sympy.Matrix([IA,IB,IC]))

```

```
# Input_kv
Iid_matrix = sympy.Matrix([[Idi],[Iqi],[Ioi]])
Vid_matrix = sympy.Matrix([[Vdi],[Vqi],[Voi]])
did_matrix = sympy.Matrix([[ddi],[dqi],[doi]])
# second_part = T2ABC*(Vid_matrix - Vcap*did_matrix)
# second_part
γdi = 3/2 * mi * sympy.cos(Θi - sympy.pi/6)
γqi = 3/2 * mi * sympy.sin(Θi - sympy.pi/6)

impedance_matrix = sympy.Matrix([[ -Ri, Li*ωi],[ -Li*ωi, -Ri]])
first_part_matrix = Li_dt * sympy.Matrix([[Idi],[Iqi]])
second_part_matrix = impedance_matrix * sympy.Matrix([[Idi],[Iqi]]) + Vim*sympy.Matrix([[3/4],[ -sympy.sqrt(3)/4]]) - (Vcap/sympy.sqrt(3))* sympy.Matrix([[γdi],[γqi]])
# second_part_matrix

eq_input = sympy.Eq(first_part_matrix, second_part_matrix)
eq_input
```

Out [10]:

$$\begin{bmatrix} L_i I_{di}(t) \\ L_i I_{qi}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_i \omega_i I_{qi}(t) - R_i I_{di}(t) + 0.75 V_{im} - 0.5 \sqrt{3} V_{cap}(t) m_i(t) \sin(\Theta_i(t) + \frac{\pi}{3}) \\ -L_i \omega_i I_{di}(t) - R_i I_{qi}(t) - \frac{\sqrt{3} V_{im}}{4} + 0.5 \sqrt{3} V_{cap}(t) m_i(t) \cos(\Theta_i(t) + \frac{\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Saída Conversor

In [11]:

```
# constants
Ro, Lo, ωo = sympy.symbols('R_o L_o ω_o')
Lot = sympy.Function('L_o')(t)

Ido = sympy.Function('I_do')(t)
Iqo = sympy.Function('I_qo')(t)
Ioo = sympy.Function('I_oo')(t)
Vdo = sympy.Function('V_do')(t)
Vqo = sympy.Function('V_qo')(t)
Voo = sympy.Function('V_oo')(t)
ddo = sympy.Function('d_do')(t)
dqo = sympy.Function('d_qo')(t)
doo = sympy.Function('d_oo')(t)
γdo = sympy.Function('γ_do')(t)
γqo = sympy.Function('γ_qo')(t)
mo = sympy.Function('m_i')(t)
Lo_dt = Lot.diff(t)

Iod_matrix = sympy.Matrix([[Ido],[Iqo],[Ioo]])
Vod_matrix = sympy.Matrix([[Vdo],[Vqo],[Voo]])
dod_matrix = sympy.Matrix([[ddo],[dqo],[doo]])
# second_part = T2ABC*(Vid_matrix - Vcap*did_matrix)
# second_part
γdo = 3/2 * mo * sympy.cos(Θo - sympy.pi/6)
γqo = 3/2 * mo * sympy.sin(Θo - sympy.pi/6)

impedance_matrix_out = sympy.Matrix([[ -Ro, Lo*ωo],[ -Lo*ωo, -Ro]])
first_part_matrix_out = Lo_dt * sympy.Matrix([[Ido],[Iqo]])
second_part_matrix_out = impedance_matrix_out * sympy.Matrix([[Ido],[Iqo]]) + Vom*sympy.Matrix([[3/4],[ -sympy.sqrt(3)/4]]) - (Vcap/sympy.sqrt(3))* sympy.Matrix([[γdo],[γqo]])
# second_part_matrix

eq_output = sympy.Eq(first_part_matrix_out, second_part_matrix_out)
eq_output
```

Out [11]:

$$\begin{bmatrix} I_{do}(t) \frac{d}{dt} L_o(t) \\ I_{qo}(t) \frac{d}{dt} L_o(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_o \omega_o I_{qo}(t) - R_o I_{do}(t) + 0.75 V_{om} - 0.5 \sqrt{3} V_{cap}(t) m_i(t) \sin(\Theta_o(t) + \frac{\pi}{3}) \\ -L_o \omega_o I_{do}(t) - R_o I_{qo}(t) - \frac{\sqrt{3} V_{om}}{4} + 0.5 \sqrt{3} V_{cap}(t) m_i(t) \cos(\Theta_o(t) + \frac{\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Internal Capacitor Equations

Internal Capacitor Equations

In [12]:

```
C = sympy.symbols('C')
Ct = sympy.Function('C')(t)
Cdt = Ct.diff(t)

input_part_cap = ( sympy.Matrix([[ydi ,yqi]]) * sympy.Matrix([[Idi] ,[Iqi]]) )
output_part_cap = ( sympy.Matrix([[ydo ,yqo]]) * sympy.Matrix([[Ido] ,[Iqo]]) )
cap_first_matrix = Cdt * Vcap
cap_second_matrix = 2/(3*sympy.sqrt(3)) * input_part_cap * output_part_cap

eq_cap = sympy.Eq(cap_first_matrix, cap_second_matrix)
eq_cap
```

Out[12]:

False

State Space Representation

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t)$$

$$\begin{aligned}
 [A] &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{2}{3\sqrt{3}C}\Gamma_{di} & \frac{2}{3\sqrt{3}C}\Gamma_{qi} & -\frac{2}{3\sqrt{3}C}\Gamma_{do} & -\frac{2}{3\sqrt{3}C}\Gamma_{qo} \\ \frac{-1}{\sqrt{3}L_i}\Gamma_{di} & -\frac{R_i}{L_i} & \omega_i & 0 & 0 \\ \frac{-1}{\sqrt{3}L_i}\Gamma_{qi} & -\omega_i & -\frac{R_i}{L_i} & 0 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}L_o}\Gamma_{do} & 0 & 0 & -\frac{R_o}{L_o} & \omega_o \\ \frac{1}{\sqrt{3}L_o}\Gamma_{qo} & 0 & 0 & -\omega_o & -\frac{R_o}{L_o} \end{bmatrix} & [B] &= \begin{bmatrix} \frac{2I_{di}}{3\sqrt{3}C} & \frac{2I_{qi}}{3\sqrt{3}C} & -\frac{2I_{do}}{3\sqrt{3}C} & -\frac{2I_{qo}}{3\sqrt{3}C} & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{3}L_i}V_{cap} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}L_i}V_{cap} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\sqrt{3}L_o}V_{cap} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\sqrt{3}L_o}V_{cap} & 0 \end{bmatrix} \\
 C &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} & D &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

Análise em regime permanente

In [13]:

```
mi, mo, theta_i, theta_o = sympy.symbols('m_i m_o theta_i theta_o')

angle_in = math.pi/6
angle_out = math.pi/6
# angle_out = math.pi - math.pi/6 # 180 degrees more, is injecting on output

Gamma_di_exp = 3/2 * mi * sympy.cos(theta_i - angle_in)
Gamma_qi_exp = 3/2 * mi * sympy.sin(theta_i - angle_in)
# Gamma_do_exp = 3/2 * mo * sympy.cos(angle_out - theta_o)
# Gamma_qo_exp = 3/2 * mo * sympy.sin(angle_out - theta_o)
Gamma_do_exp = 3/2 * mo * sympy.cos(theta_o - angle_out)
Gamma_qo_exp = 3/2 * mo * sympy.sin(theta_o - angle_out)

pfi = 1 # fator de potencia de entrada
pfo = 0.95 # fator de potencia de saida
Vin = 240
Vout = 240
Vcap = 241
```

```

# Cálculo do ângulo da entrada em radianos
θpfi = math.acos(pfi)
# Cálculo do ângulo da saída em radianos
θpfo = math.acos(pfo)

Vin_dref = 3/2 * Vin * math.cos(θpfi) # d ref voltage from input
Vin_qref = 3/2 * Vin * math.sin(θpfi) # q ref voltage from input
Vin_vec = np.array([Vin_dref, Vin_qref])
Vin_m = np.linalg.norm(Vin_vec)

Vout_dref = 3/2 * Vout * math.cos(θpfo) # d ref voltage from input
Vout_qref = 3/2 * Vout * math.sin(θpfo) # q ref voltage from input
Vout_vec = np.array([Vout_dref, Vout_qref])
Vout_m = np.linalg.norm(Vout_vec)
print(Vout_dref, Vout_qref, Vout_m)

mix = 2/3 * (Vin_m/Vcap)
mox = 2/3 * (Vout_m/Vcap)

Γdi = Γdi_exp.subs([(mi, mix), (θi, θpfi)]).evalf()
Γqi = Γqi_exp.subs([(mi, mix), (θi, θpfi)]).evalf()
Γdo = Γdo_exp.subs([(mo, mox), (θo, θpfo)]).evalf()
Γqo = Γqo_exp.subs([(mo, mox), (θo, θpfo)]).evalf()
Γdi
print('Γdi:', Γdi, 'Γqi:', Γqi, 'Γdo:', Γdo, 'Γqo:', Γqo)

```

342.0 112.40996397117121 360.0
Γdi: 1.29364790606804 Γqi: -0.746887966804979 Γdo: 1.46218120365089 Γqo: -0.305602139263370

In [14]:

```

# Tensões e corrente no ponte de operação escolhido
Fi = 25
Fo = 60
Iom = 20

C= 10e-6
Ri= 0.002
Li= 0.0002
Ro= 0.002
Lo= 0.0002
ωi= Fi*2*math.pi
ωo= Fo*2*math.pi

Vtdo = 3/2 * (Vout + math.sqrt(3)*Iom * (math.cos(θpfo)*Ro - math.sin(θpfo)*Lo*ωo))
Vtqo = 3*math.sqrt(3)/2 *Iom* ( math.sin(θpfo)*Ro - math.cos(θpfo)*Lo*ωo)
Iim = (Vin * math.cos(θpfi) - math.sqrt( math.pow(Vin * math.cos(θpfi),2) -4*math.sqrt(3) * Ri*Vout*math
.cos(θpfo)*Iom -12*Ri*Ro*math.pow(Iom,2)) ) / (2*math.sqrt(3)*Ri)
Vtdi = 3/2 * (Vin + math.sqrt(3)*Iim * (math.cos(θpfi)*Ri - math.sin(θpfi)*Li*ωi))
Vtqi = 3*math.sqrt(3)/2 *Iim* ( math.sin(θpfi)*Ri - math.cos(θpfi)*Li*ωi)
print("Vtdo:" ,Vtdo, "Vtqo:" ,Vtqo, "Iim:" , Iim, "Vtdi:" ,Vtdi, "Vtqi:" ,Vtqi,)

# Ido = 3/2 * -Iom * math.cos(angle_out - θpfo)
# Iqo = 3/2 * -Iom * math.sin(angle_out - θpfo)
Ido = 3/2 * Iom * math.cos(θpfo - angle_out)
Iqo = 3/2 * Iom * math.sin(θpfo - angle_out)

Idi = 3/2 * Iim * math.cos(θpfi - angle_in)
Iqi = 3/2 * Iim * math.sin(θpfi - angle_in)

print("Ido:" , Ido, "Iqo:" , Iqo, "Idi:" , Idi, "Iqi:" , Iqi) # Output: [0.5      0.8660254  0.      ]

# Γdi= 1.29
# Γqi= -0.75
# Γdo= 1.30
# Γqo= -0.73
# Idi= 24.69
# Iqi= -14.26
# Ido= 19.99
# Iqo= -22.36
# Vcap= 240.89

```

Vtdo: 358.8753921689244 Vtqo: -3.6894663339294396 Iim: 19.010990118506466 Vtdi: 360.0987840023623 Vtqi: -1
.5516954805684513
Ido: 19.99000000000000 Iqo: -22.36000000000000 Idi: 24.69000000000000 Iqi: -14.26000000000000

lq0: 29.3654/2506655 lq1: -6.13/509630206018 lq2: 24.696000590582305 lq3: -14.2582425888/984/

In [15]:

```
# state space model

# s= sympy.symbols('s')
# s5 = s**5
# s4 = 4*(Ri/Li)*s**4
# s3 = (6*(Ri/Li)**2 + (mix**2 + mox**2)/(2*Li*C) + (wi**2 + wo**2))*s**3
# s2 = (4*(Ri/Li)**3 + (3*Ri*(mix**2 + mox**2))/(2*Li*C) + 2*(Ri/Li)*(wi**2 + wo**2) )*s**2
# s1 = ((Ri/Li)**4 + (mix**2*wo**2 + mox**2*wi**2)/(2*Li*C) + (3*Ri**2*(mix**2 + mox**2))/(2*Li**3*C) + (Ri/Li)**2*(wi**2 + wo**2)+wi**2 * wo**2)*s
# s0 = (Ri**3*(mix**2 + mox**2))/(2*Li**4*C) + (Ri*(mix**2*wo**2 + mox**2*wi**2))/(2*Li**2*C)

# eq = s5 + s4 + s3 + s2 + s1 + s0

A = np.matrix([
    [0, 2*GammaDi/(3*math.sqrt(3)*C), 2*GammaQi/(3*math.sqrt(3)*C), -2*GammaDo/(3*math.sqrt(3)*C), -2*GammaQo/(3*math.sqrt(3)*C)],
    [-GammaDi/(math.sqrt(3)*Li), -Ri/Li, wi, 0, 0],
    [-GammaQi/(math.sqrt(3)*Li), -wi, -Ri/Li, 0, 0],
    [GammaDo/(math.sqrt(3)*Lo), 0, 0, -Ro/Lo, -wo],
    [GammaQo/(math.sqrt(3)*Lo), 0, 0, -wo, -Ro/Lo],
], dtype='float64')

B = np.matrix([
    [2*GammaDi/(3*math.sqrt(3)*C), (2*GammaQi/(3*math.sqrt(3)*C)), (-2*GammaDo/(3*math.sqrt(3)*C)), (-2*GammaQo/(3*math.sqrt(3)*C))],
    [(-Vcap/(math.sqrt(3)*Li)), 0, 0, 0, 0],
    [0, (-Vcap/(math.sqrt(3)*Li)), 0, 0, 0],
    [0, 0, (Vcap/(math.sqrt(3)*Lo)), 0, 0],
    [0, 0, 0, (Vcap/(math.sqrt(3)*Lo)), 0],
], dtype='float64')

C = np.matrix([
    [1,0,0,0,0],
    [0,1,0,0,0],
    [0,0,1,0,0],
    [0,0,0,1,0],
    [0,0,0,0,1],
], dtype='float64')

D = np.matrix([
    [0,0,0,0,0],
    [0,0,0,0,0],
    [0,0,0,0,0],
    [0,0,0,0,0],
    [0,0,0,0,0],
], dtype='float64')
```

A última etapa antes de projetar um controlador de realimentação é uma análise do modelo em malha aberta. Uma análise do sistema em malha aberta revela características importantes, como sua estabilidade e desempenho.

A estabilidade de um sistema de espaço de estados linear e invariante no tempo em malha aberta é determinada pela localização de seus polos. Os polos de um sistema de espaço de estados são definidos como os autovalores de sua matriz A, chamada matriz de dinâmica de estados do sistema. Esses autovalores podem ser encontrados resolvendo o polinômio característico do sistema, que é encontrado da seguinte forma:

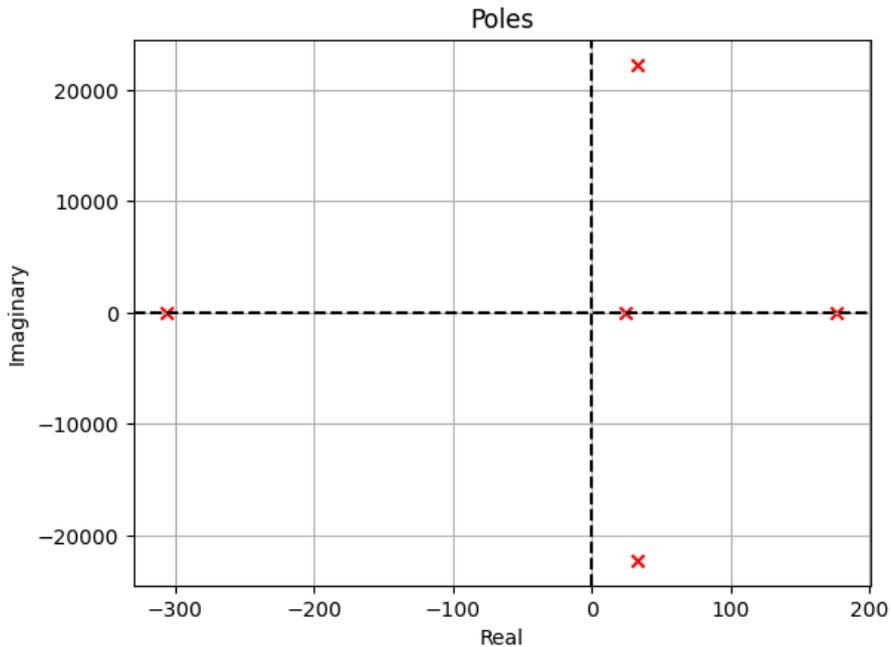
Um sistema é considerado estável se as partes reais de todos os seus polos forem negativas, ou seja, se todos os polos estiverem localizados à esquerda do eixo imaginário. As partes reais dos cinco polos do polinômio característico são negativas. Portanto, para a ampla gama de pontos de operação especificados pelos parâmetros listados acima, o conversor matricial é estável. Na verdade, as partes reais dos polos dependem principalmente do fator R/L. Elas são aproximadamente R/2L para os polos P1 e P2, e R/L para P3, P4 e P5.

In [16]:

```
# plotar os polos para analisar a estabilidade do sistema em malha aberta
poles = scipy.linalg.eigvals(A)
plt.scatter([p.real for p in poles], [p.imag for p in poles], color='red', marker='x')
plt.axvline(0, color='k', linestyle='dashed')
```

```
plt.axhline(0, color='k', linestyle='dashed')
plt.grid(True)
plt.xlabel('Real')
plt.ylabel('Imaginary')
plt.title('Poles')
plt.show()
poles
# Verifique se todos os polos têm parte real negativa (sistema estável)
is_stable = all(np.real(pole) < 0 for pole in poles)

print("Estável:", is_stable)
```



Estável: False

controlabilidade do sistema

A condição de controlabilidade para um sistema linear invariante no tempo pode ser verificada através da matriz de controlabilidade C . A matriz de controlabilidade C é construída concatenando as potências da matriz A multiplicadas por B :

$$C = [B, AB, A^2B, A^3B, \dots]$$

Agora, a condição para controlabilidade é que a matriz de controlabilidade seja de posto completo, ou seja, o posto de C deve ser igual ao número de variáveis de estado n . Isso é representado como:

$$\text{rank}(C) = n$$

Portanto, a condição completa para verificar a controlabilidade do sistema é:

$$\text{rank}([B, AB, A^2B, A^3B, \dots]) = n$$

In [17]:

```
# system controllability - if rank[B, AB, A^2B, A^3B ...] == n, it is controllable
RM = np.concatenate([np.linalg.matrix_power(A, power) * B for power in range(A.shape[0])], axis=1)
if np.linalg.matrix_rank(RM) == A.shape[0]:
    print('System is controllable')
else:
    print('System is NOT controllable')
```

System is controllable

observabilidade do sistema

a matriz de observabilidade O é formada concatenando as matrizes

$$\begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ CA^3 \\ \vdots \end{bmatrix} :$$

$$O = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ CA^3 \\ \vdots \end{bmatrix}$$

A condição para observabilidade é que a matriz de observabilidade seja de posto completo, ou seja, o posto de O deve ser igual ao número de variáveis de estado n :

$$\text{rank}(O) = n$$

Portanto, a condição completa para verificar a observabilidade do sistema é:

$$\text{rank} \left(\begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ CA^3 \\ \vdots \end{bmatrix} \right) = n$$

In [18]:

```
# system observability - if rank [C, CA, CA^2 ...] == n, it is observable
OM = np.concatenate([C * np.linalg.matrix_power(A, power) for power in range(A.shape[0])], axis=0)
if np.linalg.matrix_rank(OM) == A.shape[0]:
    print('System is observable')
else:
    print('System is NOT observable!')
```

System is observable

Visão Geral do Sistema

O sistema é controlável e observável, e como possui polos no lado direito do plano complexo, é instável.

In [19]:

```
# system has poles in the right hand plane and looks unstable, simulate the step response with 0 initial c
onditions
import numpy as np
import control as ctrl
import matplotlib.pyplot as plt

# Criar uma representação de espaço de estados do sistema
sys = ctrl.ss(A, B, C, D)
# Verificando a estabilidade do sistema
print("Pólos do sistema:", ctrl.pole(sys))

# Simular a resposta ao degrau
time, response = ctrl.step_response(sys)

fig, axs = plt.subplots(5, 1, figsize=(6, 10))

# Plotar no primeiro subplot
```

```

axs[0].plot(time, response[0][0], label='Vcap')
axs[0].set_title('Tensão nos capacitores ')
axs[0].legend()
axs[0].grid(True)

# Plotar no segundo subplot
axs[1].plot(time, response[0][1], label='Idi')
axs[1].set_title('Corrente Idi')
axs[1].legend()
axs[1].grid(True)

# Plotar no terceiro subplot
axs[2].plot(time, response[0][1], label='Iqi')
axs[2].set_title('Corrente Iqi')
axs[2].legend()
axs[2].grid(True)

# Plotar no terceiro subplot
axs[3].plot(time, response[0][1], label='Ido')
axs[3].set_title('Corrente Ido')
axs[3].legend()
axs[3].grid(True)

# Plotar no terceiro subplot
axs[4].plot(time, response[0][1], label='Iqo')
axs[4].set_title('Corrente Iqo')
axs[4].legend()
axs[4].grid(True)

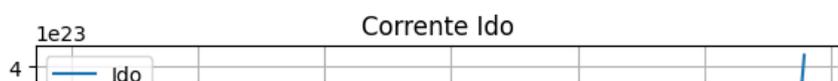
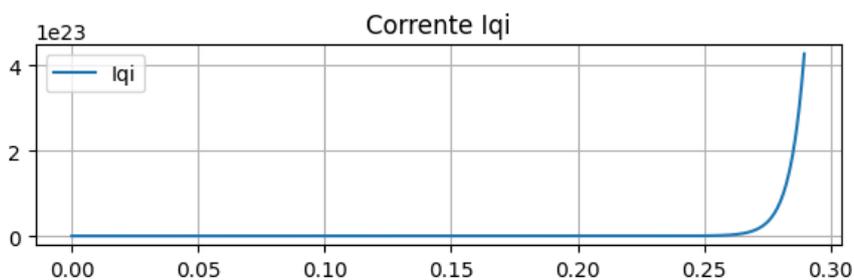
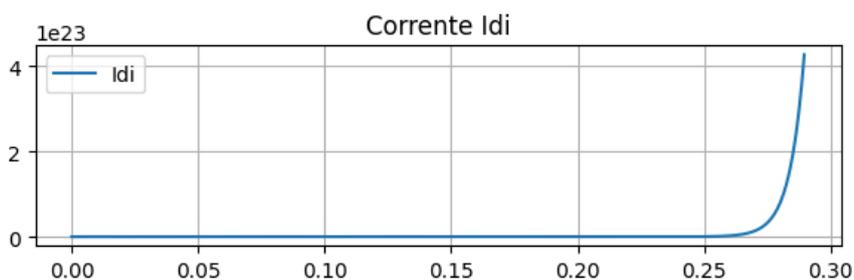
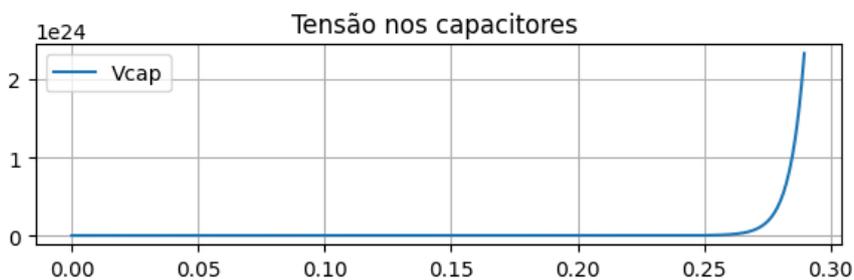
# Ajustar layout para evitar sobreposição
plt.tight_layout()

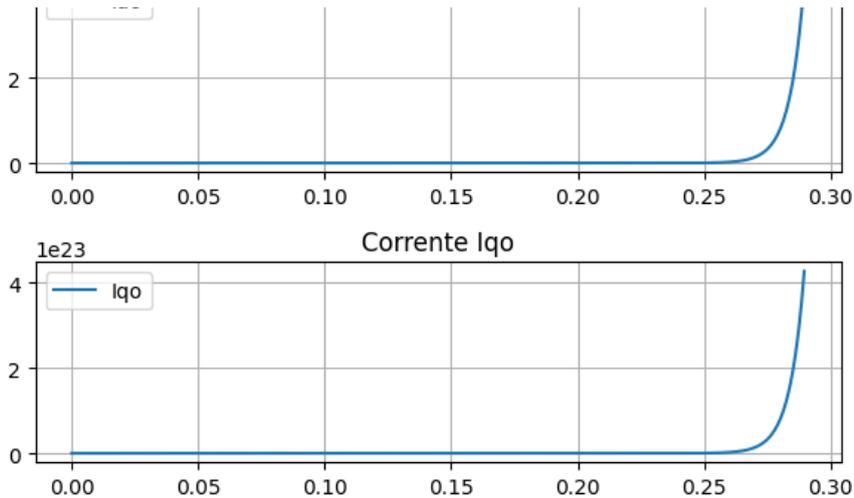
```

```

Pólos do sistema: [ 32.74568538+22266.68243218j 32.74568538-22266.68243218j
-305.55439913 +0.j 176.21172913 +0.j
23.85129923 +0.j ]

```





In [20]:

```
# somente para mostrar que a planta consegue ficar estavel vamos usar um controlador LQR
# o problema dess controlador que para cada ponto de operação seria necessario recalculr os parametros

# sistema de controle MIMO
system = ctrl.ss(A, B, C, D)

# matrizes de ponderação Q e R
Q = np.eye(5) # Ponderação nos estados
R = np.eye(4) # Ponderação nas entradas

# controlador LQR
K, S, E = ctrl.lqr(system, Q, R)

# sistema de controle com o controlador LQR
controlled_system = ctrl.feedback(system, K)

# resposta ao degrau
time, response = ctrl.step_response(controlled_system)

# Plotar a resposta ao degrau
fig, axs = plt.subplots(5, 1, figsize=(6, 10))

# Plotar no primeiro subplot
axs[0].plot(time, response[0][0], label='Vcap')
axs[0].set_title('Tensão nos capacitores ')
axs[0].legend()
axs[0].grid(True)

# Plotar no segundo subplot
axs[1].plot(time, response[0][1], label='Idi')
axs[1].set_title('Corrente Idi')
axs[1].legend()
axs[1].grid(True)

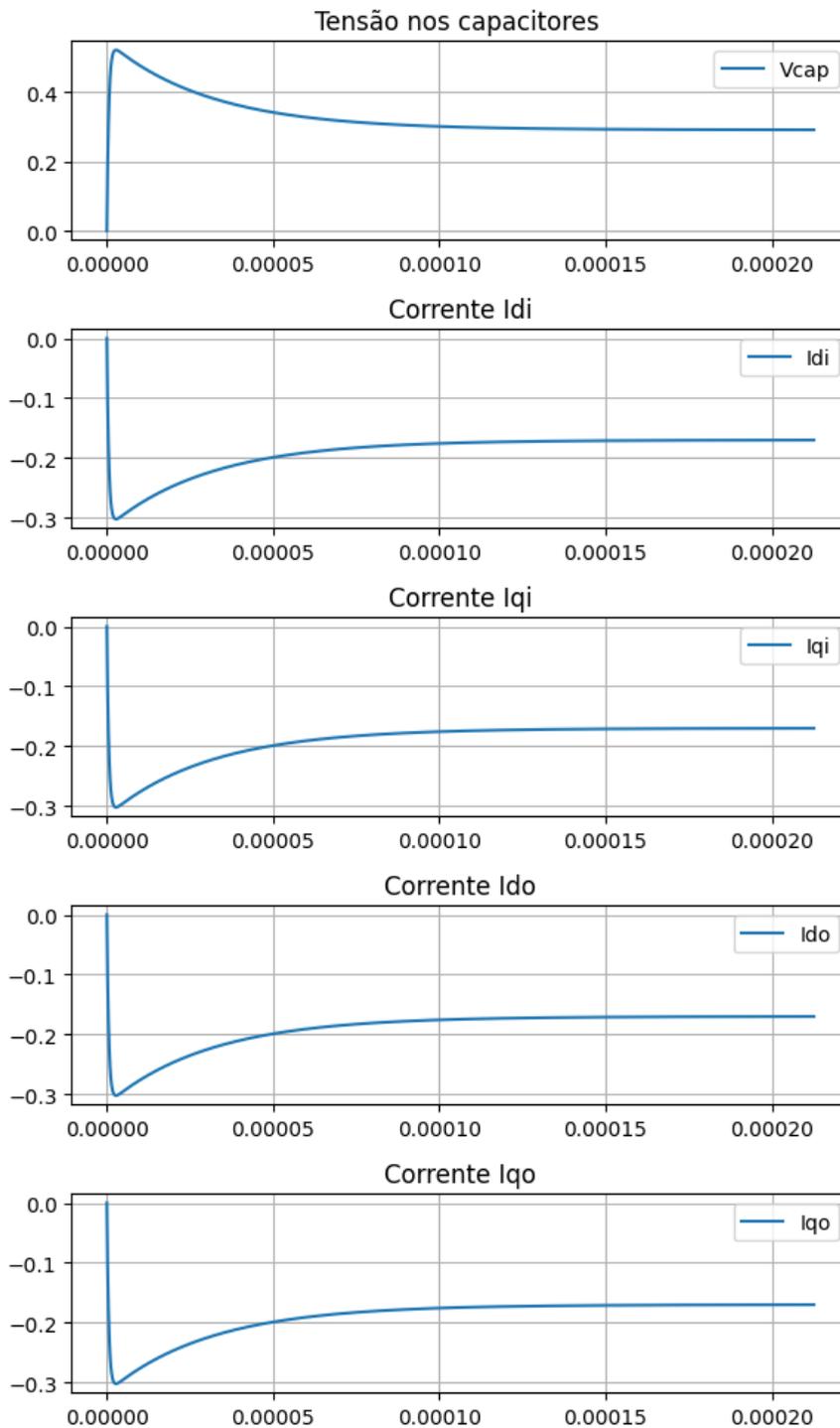
# Plotar no terceiro subplot
axs[2].plot(time, response[0][1], label='Iqi')
axs[2].set_title('Corrente Iqi')
axs[2].legend()
axs[2].grid(True)

# Plotar no terceiro subplot
axs[3].plot(time, response[0][1], label='Ido')
axs[3].set_title('Corrente Ido')
axs[3].legend()
axs[3].grid(True)

# Plotar no terceiro subplot
axs[4].plot(time, response[0][1], label='Iqo')
axs[4].set_title('Corrente Iqo')
axs[4].legend()
```

```
axs[4].grid(True)
```

```
# Ajustar layout para evitar sobreposição
plt.tight_layout()
```



```
In [21]:
```

```
# plotar os polos para analisar a estabilidade do sistema em malha fechada

poles = ctrl.pole(controlled_system)
print("Polos CL:", poles)

# Verifique se todos os polos têm parte real negativa (sistema estável)
```

```

is_stable = all(np.real(pole) < 0 for pole in poles)

print("Estável:", is_stable)

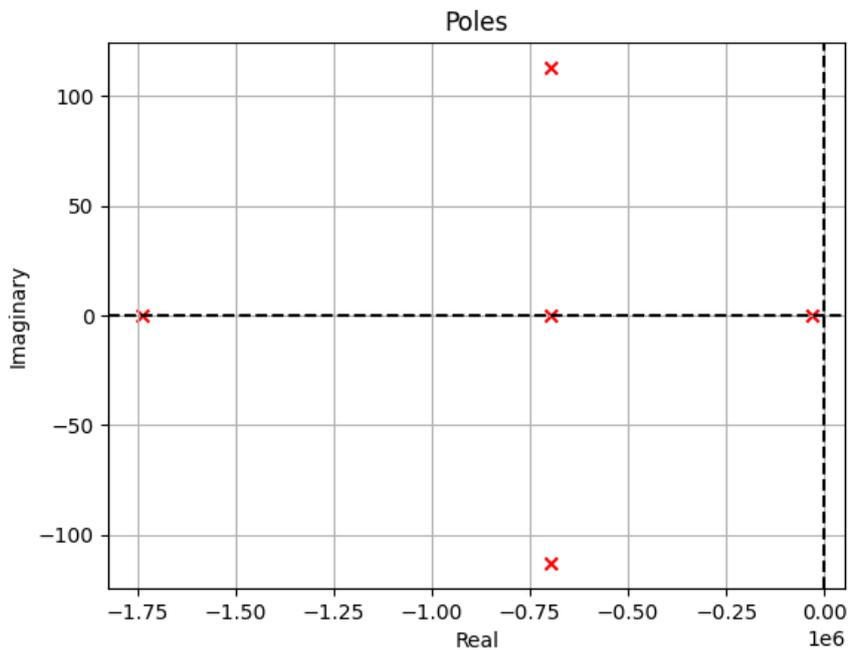
plt.scatter([p.real for p in poles], [p.imag for p in poles], color='red', marker='x')
plt.axvline(0, color='k', linestyle='dashed')
plt.axhline(0, color='k', linestyle='dashed')
plt.grid(True)
plt.xlabel('Real')
plt.ylabel('Imaginary')
plt.title('Poles')
plt.show()

```

```

Polos CL: [-1737809.96307101 +0.j          -32482.2471183   +0.j
 -695720.48410604+113.06536675j  -695720.48410604-113.06536675j
 -695707.17875429  +0.j          ]
Estável: True

```



o sistema fica estável, mas para controlar, vamos usar outra abordagem.

Controle M3C

Controle de entrada

$$\frac{\hat{i}_{di}(s)}{\hat{d}_{di}(s)} = -\frac{\sqrt{3}V_{cap}}{3L_i s + 3R_i}$$

$$\frac{\hat{i}_{dq}(s)}{\hat{d}_{dq}(s)} = -\frac{\sqrt{3}V_{cap}}{3L_i s + 3R_i}$$

In [22]:

```

s = sympy.symbols('s')

Vcap = 4e3
Ri = 750e-3
Li = 25e-3

```

```
tf_id_in = - sympy.sqrt(3)*Vcap/(3*Li*s+3*Ri)
tf_id_in
```

Out [22]:

$$\frac{4000.0\sqrt{3}}{0.075s + 2.25}$$

In [23]:

```
import matplotlib.pyplot as plt
import numpy as np
import sympy as sp
from scipy import signal

# Convert the transfer function to a polynomial (numerator, denominator)
numerator, denominator = sp.fraction(tf_id_in)
numerator_coeffs = sp.Poly(numerator, s).all_coeffs()
denominator_coeffs = sp.Poly(denominator, s).all_coeffs()

# Create a TransferFunction object
sys = signal.TransferFunction(np.array(numerator_coeffs, dtype=float), np.array(denominator_coeffs, dtype=float))

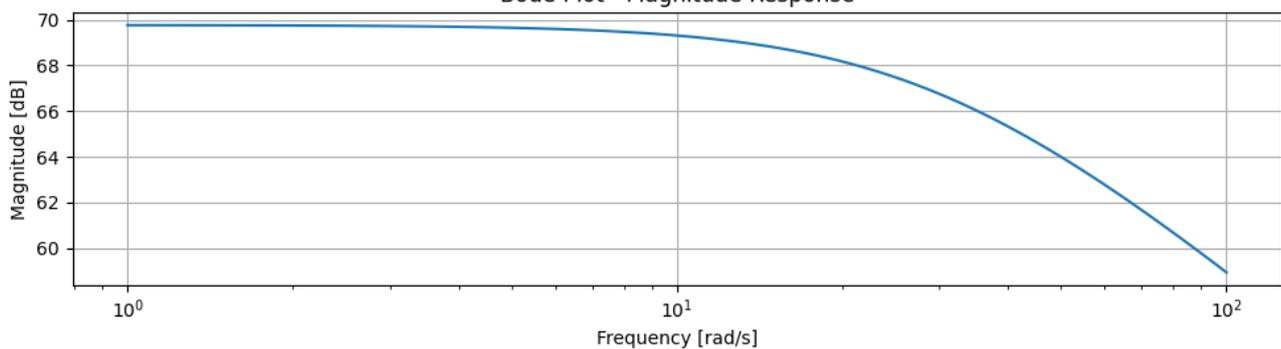
# Frequency range for Bode plot
frequencies, magnitudes, phases = signal.bode(sys)

# Plot the magnitude response
plt.figure(figsize=(10, 6))
plt.subplot(2, 1, 1)
plt.semilogx(frequencies, magnitudes)
plt.title('Bode Plot - Magnitude Response')
plt.xlabel('Frequency [rad/s]')
plt.ylabel('Magnitude [dB]')
plt.grid(True)

# Plot the phase response
plt.subplot(2, 1, 2)
plt.semilogx(frequencies, phases)
plt.title('Bode Plot - Phase Response')
plt.xlabel('Frequency [rad/s]')
plt.ylabel('Phase [degrees]')
plt.grid(True)

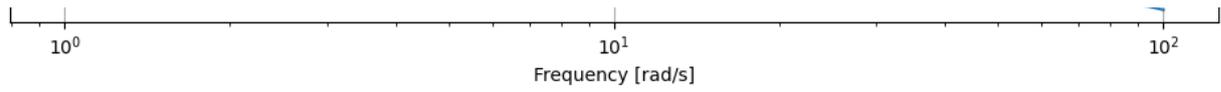
plt.tight_layout()
plt.show()
```

Bode Plot - Magnitude Response



Bode Plot - Phase Response



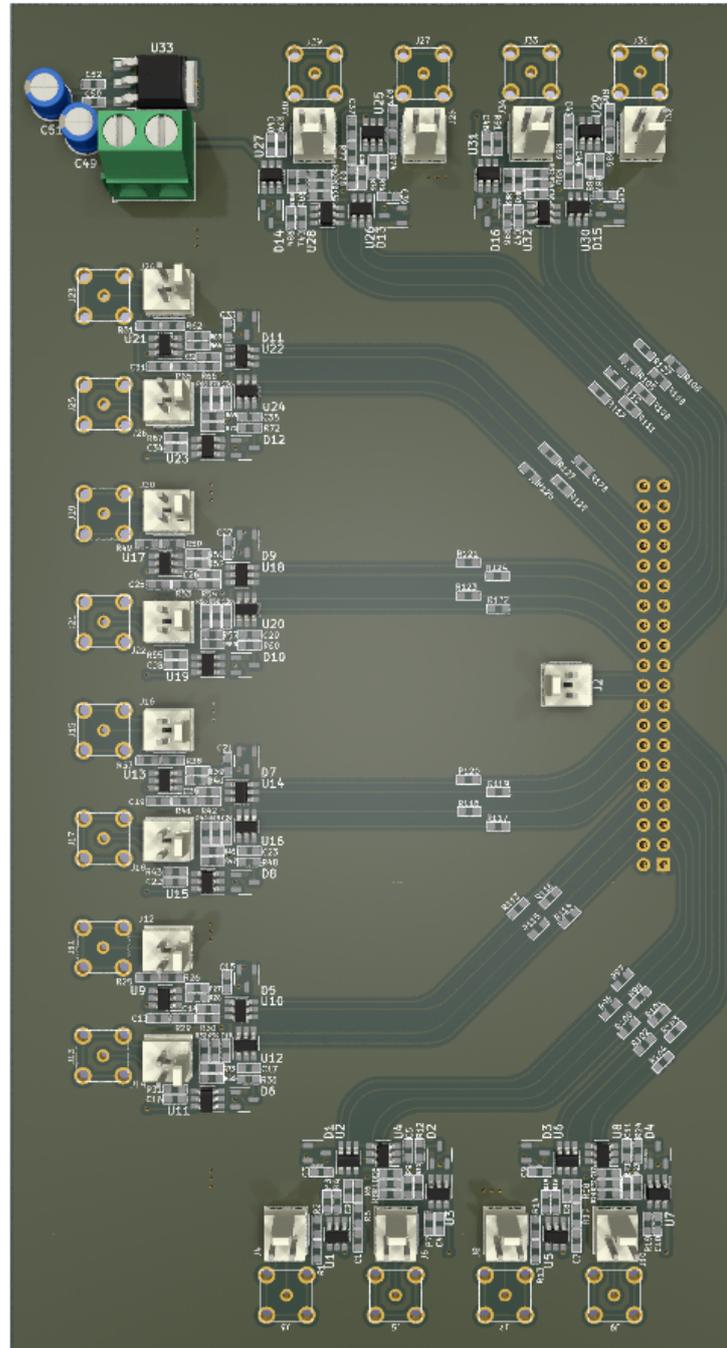
**Controle de saída**

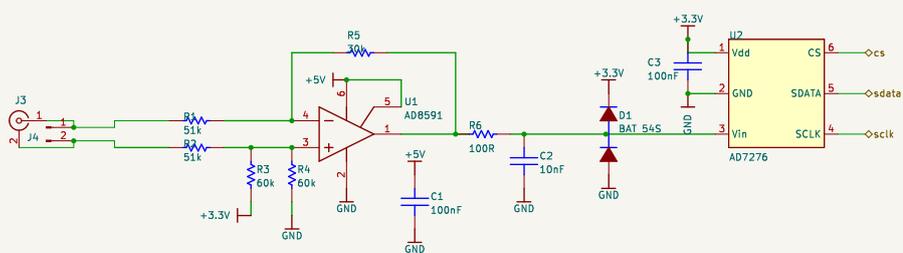
$$\frac{\hat{i}_{d_o}(s)}{\hat{d}_{d_o}(s)} = \frac{\sqrt{3}V_{cap}}{3L_o s + 3R_o}$$

$$\frac{\hat{i}_{q_o}(s)}{\hat{d}_{q_o}(s)} = \frac{\sqrt{3}V_{cap}}{3L_o s + 3R_o}$$

APÊNDICE B – ESQUEMÁTICO

Figura B.1 – Placa do ADC desenvolvida.





| | | | |
|-------------------------|---------------------------|------------------|--|
| Sheet: /ad1/ | | Date: 10/06/2023 | |
| File: ad1.kicad_sch | | Rev: | |
| Title: ADC Board | | Id: 2/17 | |
| Size: A4 | KiCad E.D.A. kicad 7.0.10 | | |

Figura B.2 – Placa do Buffer desenvolvida.

