

KELLY CAROLINE MINGORANCIA DE CARVALHO ENOMOTO

Uma proposta de modelagem e controle para conversores MMC em frequência fixa

São Paulo

2019

KELLY CAROLINE MINGORANCIA DE CARVALHO ENOMOTO

Uma proposta de modelagem e controle para conversores MMC em frequência fixa

Tese apresentada à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para obtenção de título
de Doutora em Ciências

Área de concentração:

Sistemas de Potência

Orientador:

Prof. Dr. Lourenço Matakas Junior

Coorientador:

Prof. Dr. Wilson Komatsu

São Paulo

2019

Autorizo a reprodução e divulgação total ou parcial deste trabalho, por qualquer meio convencional ou eletrônico, para fins de estudo e pesquisa, desde que citada a fonte.

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, _____ de _____ de _____

Assinatura do autor: _____

Assinatura do orientador: _____

Catálogo-na-publicação

Enomoto, Kelly Caroline Mingorancia de Carvalho

Uma proposta de modelagem e controle para conversores MMC em frequência fixa / K. C. M. C. Enomoto -- versão corr. -- São Paulo, 2019. 165 p.

Tese (Doutorado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

1.Eletrônica de Potência 2.Conversores Elétricos I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II.t.

*A meus pais Rosemiro e Florisbela, minha irmã
Marcelly e meu esposo Bruno.*

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001.

Agradeço aos professores Lourenço Matakas Junior e Wilson Komatsu pelos conselhos, críticas e revisões.

Agradeço aos colegas Lucas e Pedro por toda a ajuda.

RESUMO

Este trabalho apresenta uma proposta de modelagem e controle para conversor modular multinível (Modular Multilevel Converter-MMC) trifásico operando com três e quatro fios. A partir do modelo do MMC apresenta-se decomposição em circuitos desacoplados de corrente circulante e de rede. A análise da contribuição das parcelas das tensões e correntes, de rede e circulantes, nas tensões dos capacitores dos submódulos leva à proposta de uma estratégia de controle baseada em um conjunto de malhas concatenadas que usam controladores simples dos tipos proporcional (P) e proporcional integral (PI). O desacoplamento das variáveis permite i) separar o sistema originalmente do tipo *Multiple Input Multiple Output* (MIMO) em diversas malhas *Single Input Single Output* (SISO) e ii) propor método de ajuste dos controladores. Como o desempenho das malhas de balanceamento das tensões individuais dos capacitores dos submódulos se degrada na operação com baixos valores de corrente de rede, propõe-se solução com bom desempenho baseada na injeção de correntes circulantes que não afetam a corrente no lado DC nem as do lado AC. As propostas são validadas por simulações e experimentos.

Palavras-chave: Eletrônica de potência. Conversores Multinível. Modelagem de conversores. Controle de tensão. Controle de corrente.

ABSTRACT

This work presents a modelling and control strategy for the three-phase modular multilevel converter (MMC) operating with three and four wires. The presented model allows a decomposition of the circulating and grid currents in two decoupled circuits. The contribution of circulating and grid currents in the arm capacitor voltages grants the proposal of a control strategy based on concatenated control loops. This work proposes the use of simple proportional (P) and proportional integral (PI) controllers in the control loops. The achieved decoupled modelling permits: i) to separate the originally Multiple Input Multiple Output (MIMO) system in multiple Single Input Single Output (SISO) control loops, ii) the proposal of a tuning method for the controllers. This work shows that the behavior of the voltage balancing strategies deteriorate in low current injection cases; therefore, a solution based on additional current injection is proposed. The additional current proposed to stabilize the voltage balancing control does not interfere with the other control loops. The proposed control strategy is validated by simulation and experimental results.

Keywords: Power electronics. Multilevel converters. Modelling. Voltage control. Current control.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2-1: Estrutura do MMC.....	20
Figura 3-1 - Modelo do MMC monofásico. a) MMC modelando os submódulos como fontes de tensão ideais, b) Modelo do MMC considerando a associação série das fontes em cada braço como uma única fonte equivalente.	22
Figura 3-2 – Loops de corrente de rede e circulante.	23
Figura 3-3 – Modelo de submódulo. a) Circuito elétrico do submódulo, b) modelo equivalente do submódulo.	27
Figura 3-4 – Modelo do MMC com todos os submódulos.....	28
Figura 3-5 – Fonte de tensão equivalente para o braço superior (p) da fase x.....	29
Figura 3-6 – Circuito equivalente das fontes de corrente. a) fontes de corrente ligadas aos respectivos capacitores, b) capacitores dos submódulos conectados a uma fonte de corrente equivalente, c) capacitor equivalente à associação série dos capacitores dos submódulos.....	29
Figura 3-7 – Modelo do MMC trifásico a 4 fios.	30
Figura 3-8 – Ilustração da nomenclatura das correntes nos braços (esquerda), correntes de rede (centro) e correntes circulantes (direita) onde r representa o número do circuito	31
Figura 3-9 – Circuito 1 do MMC a 4 fios considerando apenas as tensões nos braços superiores.	32
Figura 3-10 – a) circuito equivalente de sequência positiva e negativa, b) circuito equivalente para sequência zero.	32
Figura 3-11 – Ramos utilizados para cálculo das correntes do sistema da equação (3.28).	33
Figura 3-12 – Parcelas de corrente de rede e corrente circulante da corrente de sequência zero gerada pela tensão de sequência zero dos braços superiores.	35
Figura 3-13 - Circuito 2 do MMC a 4 fios considerando apenas as tensões nos braços inferiores.	36
Figura 3-14 - Circuito parcial do MMC a 4 fios considerando apenas as tensões da rede.	38
Figura 3-15 - a) circuito equivalente de sequência positiva e negativa, b) circuito equivalente para sequência zero.	38
Figura 3-16 - Circuitos parciais do MMC a 4 fios considerando as tensões do lado DC.	40
Figura 3-17 – Detalhe do modelo do submódulo.	45
Figura 3-18 - Modelo do MMC trifásico a 3 fios.	48
Figura 3-19 - Circuito parcial do MMC a 3 fios considerando apenas as tensões nos braços superiores.	49
Figura 3-20 - a) circuito equivalente de sequência positiva e negativa, b) circuito equivalente para sequência zero.	49
Figura 3-21 - Circuito parcial do MMC a 3 fios considerando apenas as tensões nos braços inferiores.	51
Figura 3-22 - Circuito parcial do MMC a 3 fios considerando apenas as tensões da rede.....	52
Figura 3-23 - Circuito parcial do MMC a 3 fios considerando a tensão do link DC.....	52
Figura 4-1 – Diagrama de blocos do controle proposto do MMC.....	57
Figura 4-2 – Diagrama de blocos do controle de corrente circulante.....	58
Figura 4-3 – Diagrama de blocos da malha de corrente circulante em malha fechada.	59
Figura 4-4 – Malhas de controle das correntes de rede do MMC.	60
Figura 4-5 – Diagrama de blocos do sistema em malha fechada de controle de corrente de rede.....	61
Figura 4-6 – Diagrama de blocos do controle da soma das tensões.....	63

Figura 4-7 – Diagrama de blocos da planta em malha fechada do controle da soma das tensões nos braços superior e inferior.	66
Figura 4-8 – Diagrama de blocos do controlador da malha da diferença de tensões.	66
Figura 4-9 – Diagrama de blocos em malha fechada do sistema de controle da diferença das tensões nos capacitores dos braços superiores e inferiores.	69
Figura 4-10 – Circuito da simulação do MMC trifásico a três fios (submódulos modelados de acordo com o modelo utilizado no capítulo 3).	70
Figura 4-11 – Malhas de tensão e correntes implementadas no tempo contínuo.	71
Figura 4-12 – Cálculo do feed forward das malhas de tensão da soma (fases a, b e c).	71
Figura 4-13 – Construção dos sinais de modulação.	72
Figura 4-14 – Cálculo das tensões nos braços e das correntes nos capacitores.	72
Figura 4-15 – Simulação do MMC durante transitório (escala de tempo em [s]): a) tensões nos capacitores [V] dos braços superior e inferior das fases a, b e c, b) plot superior: tensões na rede [V], plot do meio: correntes de rede [A], plot inferior: correntes circulantes [A].	73
Figura 4-16 – Simulações do MMC em regime. Plot superior: tensões nos capacitores dos braços, plot inferior: correntes de rede, plot inferior: correntes circulantes.	74
Figura 4-17 – Diagrama de blocos da malha de balanceamento de tensão individual.	75
Figura 4-18 – Cálculo das tensões de referência dos submódulos.	76
Figura 4-19 – Circuitos equivalentes, por fase, das plantas de corrente circulante e de saída usados para ajuste dos ganhos dos controladores.	78
Figura 4-20 – Ilustração do fenômeno de múltiplos chaveamentos.	79
Figura 4-21 – Ilustração das tensões de saída das malhas de corrente circulante (v_{za}) e de corrente de rede (v_{sa}) na fase a do MMC (em volts).	80
Figura 4-22 – Limite de ganho proporcional, caso contínuo. Conversor operando com quatro submódulos por braço e frequência de chaveamento igual a 2kHz.	83
Figura 4-23 – MMC operando com ganho proporcional limite e amostrado.	84
Figura 4-24 – Sub-harmônicos da frequência de amostragem nas correntes de rede causadas pelo não amortecimento do polo adicional originado pelo atraso do sistema discreto.	85
Figura 4-25 – Plantas discretas das malhas de corrente com controlador do tipo proporcional.	85
Figura 4-26 – Sinal de tensão de referência para MMC operando em tempo discreto com controlador proporcional no limite de ganho integral.	87
Figura 4-27 – Transitório da referência de corrente de rede. Plot superior: corrente de rede de referência na fase a (A) e corrente na fase a (A). Plot inferior: erro de corrente de rede (A).	89
Figura 4-28 - Transitório da referência de corrente circulante. Plot superior: corrente circulante de referência na fase a (A) e corrente circulante na fase a (A). Plot inferior: erro de corrente circulante (A).	90
Figura 4-29 - Transitório da referência de corrente de rede - PI. Plot superior: corrente de rede de referência na fase a (A) e corrente na fase a (A). Plot inferior: erro de corrente de rede (A).	92
Figura 4-30 - Transitório da referência de corrente circulante - PI. Plot superior: corrente circulante de referência na fase a (A) e corrente circulante na fase a (A). Plot inferior: erro de corrente circulante (A).	92
Figura 4-31 – Diagrama de blocos da função de rastreamento das malhas de tensão.	93
Figura 4-32 – Simulação MMC trifásico a três fios com quatro submódulos por braço.	96
Figura 4-33 – Transitório das tensões nos capacitores dos submódulos: a) Capacitores da fase a [V], b) Capacitores da fase b [V], c) Capacitores da fase c [V]. Escala de tempo [s].	98

Figura 4-34 -Transitório inicial nas correntes. a) tensões na rede [V], b) correntes na rede [A], c) correntes nos braços da fase a [A], d) tensões nos capacitores [V]. Escala de tempo [s].	99
Figura 4-35 – Operação em regime do MMC. Plot superior: tensões nos capacitores dos submódulos [V]. Plot do meio: correntes de rede [A]. Plot inferior: correntes circulantes [A].	100
Figura 5-1 – Correntes e tensões nos capacitores na fase a do MMC operando com corrente de rede nula. a) tensões na rede [V], b) correntes na rede [A], c) correntes da fase a nos braços superiores e inferiores [A], d) tensões nos capacitores dos submódulos da fase a [V].	102
Figura 5-2 – Espectro das correntes de rede e nos braços para o MMC operando com corrente de rede nula.	103
Figura 5-3 – Cálculo das correntes circulantes adicionais perpendiculares à sequência positiva fundamental da rede caso de corrente de referência de rede baixa.	104
Figura 5-4 – Conversor MMC operando com injeção de corrente circulante adicional e corrente de referência de rede nula. a) tensões na rede [V], b) correntes na rede [A], c) correntes da fase a nos braços superiores e inferiores [A], d) tensões nos capacitores dos submódulos da fase a [V].	106
Figura 5-5 – Correntes na rede e nos braços superior e inferior da fase a do MMC para corrente de referência de rede nula. Plot superior: tensões na rede [V]. Plot do meio: correntes de rede [A]. Plot inferior: correntes nos braços da fase a [A].	107
Figura 5-6- Espectro das correntes de rede e dos braços superior e inferior da fase a do conversor MMC operando com corrente de referência de rede nula. a) correntes na rede [A], b) correntes na fase a dos braços [A].	108
Figura 6-1 – Topologia do MMC implementada para obtenção de resultados de simulação.	109
Figura 6-2 – Bloco de controle do MMC.	110
Figura 6-3 – Diagrama de blocos do PLL (Phase-Locked Loop).	112
Figura 6-4 – Diagrama de blocos das malhas de tensão em tempo discreto.	113
Figura 6-5 – Malhas de corrente em tempo discreto.	114
Figura 6-6 – Diagrama de blocos das malhas de equalização das tensões individuais para a fase x.	115
Figura 6-7 – Cálculo das tensões de referência dos submódulos para fase x.	116
Figura 6-8 – Circuito que gera sinais de gatilho.	117
Figura 6-9 – Portadoras triangulares dos submódulos.	118
Figura 6-10 – Ilustração dos instantes de atualização da amostra de corrente. Plot superior: sinais das portadoras triangulares da fase a. Plot inferior: corrente no braço superior da fase a [A].	119
Figura 6-11 – Ilustração do sincronismo entre atualização do algoritmo e os picos das portadoras triangulares.	120
Figura 7-1 – Visão geral do conversor MMC utilizado para obtenção dos resultados experimentais.	121
Figura 7-2 – Filtros indutivos dos braços superior e inferior da fase a.	122
Figura 7-3 – Placa do submódulo do MMC.	122
Figura 7-4 – Placa de medição.	123
Figura 7-5 – Placa processadora.	123
Figura 7-6 – Correntes na carga (A) – amplitude da referência 1A. Forma de onda verde: corrente na fase a. Forma de onda amarela: corrente na fase b. Forma de onda roxa: corrente na fase c.	125
Figura 7-7 – Dados retirados do DSP para rastreamento de corrente de 0.5A.	125
Figura 7-8 - Correntes na carga (A) – amplitude da referência 1.5A. Forma de onda verde: corrente na fase a. Forma de onda amarela: corrente na fase b. Forma de onda roxa: corrente na fase c.	126
Figura 7-9 - Dados retirados do DSP para rastreamento de corrente de 1A.	126

Figura 7-10 – Espectro da amplitude das correntes de carga nas fases a, b e c (corrente de referência igual a 1A).	127
Figura 7-11 – Espectro da amplitude das correntes de carga nas fases a, b e c (corrente de referência igual a 1.5A).	128
Figura 7-12 - Tensões nos capacitores (V) para corrente na carga igual a 1A. Forma de onda azul: tensão v_{C1c} . Forma de onda vermelha: tensão v_{C2c} . Forma de onda amarela: tensão v_{C5c} . Forma de onda roxa: tensão v_{C6c}	129
Figura 7-13 - Tensões nos capacitores (V) para corrente na carga igual a 1.5A. Forma de onda azul: tensão v_{C1c} . Forma de onda vermelha: tensão v_{C2c} . Forma de onda amarela: tensão v_{C5c} . Forma de onda roxa: tensão v_{C6c}	129
Figura 7-14 – Tensões nos capacitores retiradas do DSP.	130
Figura 7-15 – Transitório das malhas de tensão.	131
Figura 9-1 – MMC monofásico.	141

LISTA DE TABELAS

Tabela 2-1: Tensão de saída do submódulo em função do estado das chaves.	21
Tabela 4-1 – Valores adotados para simulação do MMC a três fios em tempo discreto.....	96
Tabela 7-1 – Valores nominais usados para os resultados experimentais.....	124
Tabela 7-2 – Ganhos dos controladores utilizado para resultados experimentais.	124
Tabela 7-3 – Cálculo do erro de rastreamento das correntes	127
Tabela 7-4 – Erro de rastreamento das tensões nos capacitores da fase c.	130

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	VIII
LISTA DE TABELAS	XII
1. INTRODUÇÃO.....	15
2. ASPECTOS CONSTRUTIVOS DO MMC	20
3. MODELO DO MMC	22
3.1. Tensões e correntes de operação	22
3.2. Modelo do MMC 4 fios	27
3.2.1. <i>Equacionamento das correntes nos braços</i>	31
3.2.2. <i>Equacionamento das tensões nos capacitores</i>	45
3.3. Modelo do MMC 3 fios	47
4. ESTRATÉGIA DE CONTROLE PROPOSTA.....	54
4.1. Apresentação da estrutura do controle proposta	55
4.1.1. <i>Malha da corrente circulante</i>	58
4.1.2. <i>Malha da corrente de rede</i>	59
4.1.3. <i>Malha de controle da soma das tensões nos capacitores</i>	61
4.1.4. <i>Malha de controle da diferença das tensões nos capacitores</i>	66
4.1.5. <i>Controle de equalização das tensões individuais dos submódulos</i>	75
4.2. Ajuste dos controladores	78
4.2.1. <i>Considerações iniciais sobre os limites de ganho proporcional</i>	78
4.2.2. <i>Ajuste das malhas de corrente</i>	88
4.2.3. <i>Ajuste das malhas de tensão</i>	93
4.3. Teste dos ajustes de controle propostos	95
5. DESEMPENHO DAS MALHAS DE BALANCEAMENTO DE TENSÃO PARA CORRENTES DE REDE PEQUENAS	102
6. DETALHAMENTO DA IMPLEMENTAÇÃO DAS MALHAS DE CONTROLE....	109
7. RESULTADOS OBTIDOS	121
7.1. Descrição do arranjo experimental.....	121
7.2. Resultados experimentais	124
8. CONCLUSÃO	132
9. BIBLIOGRAFIA.....	134
ANEXOS.....	138
A. CÁLCULO DA TENSÃO DOS CAPACITORES DO SUB MÓDULO	138

B. EQUAÇÃO DE ESTADOS DO MMC	141
C. OUTRA PROPOSTA DE MODELAGEM E DESACOPLEMENTO DO MMC A TRÊS FIOS.....	147
D. CÓDIGO EM C DO ALGORITMO DE CONTROLE DO MMC IMPLEMENTADO NO C-BLOCK DO SOFTWARE PLECS.....	158

1. INTRODUÇÃO

Os conversores modulares multinível (Modular Multilevel Converter – MMC) são utilizados pela indústria para diversas aplicações, dentre elas: energias renováveis [1]–[3], sistemas de transmissão em corrente contínua [4]–[10], acionamento de máquinas elétricas de média tensão [9], [11]–[13], etc. O conversor MMC possui inúmeras vantagens com relação a outros conversores multiníveis, dentre elas pode-se citar:

- i. A topologia do conversor MMC consiste de vários submódulos conectados em série, o que torna a montagem do conversor mais simples além de facilitar sua manutenção [14], [15].
- ii. O número de níveis da tensão de saída AC do conversor é diretamente proporcional ao número de submódulos empregados. Muitas aplicações de MMC apresentam dezenas de submódulos cascadeados por braço [4], [16], por consequência, a tensão de saída deste conversor apresenta baixo conteúdo harmônico e reduz gastos com filtros em sua saída AC.
- iii. O cascadeamento de submódulos em série permite que a tensão entre cada submódulo seja igualmente distribuída. A partir da aplicação de um número elevado de Submódulos por braço, as tensões sobre cada submódulo são muito menores que as tensões do barramento DC [14], [15].
- iv. A frequência dos harmônicos de tensão na saída AC do conversor é proporcional à frequência de chaveamento e do número de Submódulos. Como o número de submódulos aplicados em conversores MMC é elevado, as frequências de operação das chaves são reduzidas [14], [15].
- v. Como os Submódulos estão ligados em série entre si, em caso de falha de um submódulo, este pode ser curto-circuitado permitindo sua substituição com o MMC em funcionamento. O número elevado de Submódulos por braço permite a operação em redundância do MMC, ou seja, caso um submódulo seja curto-circuitado, o conversor continua operando normalmente [14], [15].

Apesar de suas inúmeras vantagens citadas, o conversor MMC possui topologia complexa que apresenta desafios de modelagem, controle, implementação e proteção. Os principais tópicos de estudo relacionados ao conversor MMC são apresentados a seguir:

- i. O conversor MMC possui inúmeros capacitores que devem ser pré-carregados antes de sua partida para evitar altas correntes de *inrush* [14]. A implementação de sistemas de pré-carga exige a utilização de componentes adicionais dedicados a esse processo, consequentemente o custo de implantação de um conversor MMC é afetado de acordo com a estratégia de pré-carga adotada [14], [17]. Muitos autores estudam diferentes estratégias de pré-carga com o objetivo de diminuir seu custo de implementação, diminuir os tempos de carregamento dos capacitores e controlar as correntes de transitório. As diferentes estratégias de pré-carga encontradas na literatura podem ser divididas em três categorias: uso de fontes auxiliares para carregamento dos capacitores dos submódulos [18], [19], carregamento parcial dos submódulos em malha aberta a partir da rede com resistores limitadores de corrente [20], [21], carregamento em malha fechada com controle de corrente [17], [22], [23].
- ii. O MMC aplicado em HVDC com submódulos em meia ponte é deficitário quando se trata de proteção contra curto-circuito no lado DC [14] pois se comporta como um retificador não controlado durante este tipo de falta. Dentre as propostas de proteção contra curto-circuito do lado DC pode-se citar [14] a aplicação de disjuntores no lado AC, implementação de disjuntores no lado DC e inserção de componentes dentro da topologia do MMC para proteção contra faltas. As indutâncias de filtro dos braços do MMC podem também ser projetadas para limitar a corrente de curto [24]. A proteção contra faltas é um assunto vasto e complexo e não é o objeto de estudo desta tese.
- iii. O conversor MMC é composto da associação de vários submódulos. Conforme visto anteriormente, quanto maior o número de submódulos, menor as frequências das chaves e menor o conteúdo harmônico da tensão AC de saída. Porém, o emprego elevado do número de submódulos aumenta a complexidade de seu modelo [15]. Deste modo, diversos trabalhos se dedicam a calcular modelos simplificados que representem de forma adequada diversas características do conversor. O modelo mais simples consiste em substituir a associação dos submódulos de cada braço por fontes de tensão [25], [26]. Este modelo desconsidera a dinâmica dos capacitores presentes nos submódulos e os efeitos de chaveamento. Com o intuito de considerar os efeitos de chaveamento e a dinâmica dos capacitores, [27], [28] modelam a associação dos submódulos de cada braço por uma fonte de tensão vinculada e uma fonte de corrente vinculada que é conectada a um capacitor equivalente. A partir do modelo em [27], [28] alguns autores extraem o modelo do MMC na forma de equação de estados [29], [30] para realizar o

projeto de controle. Outro modelo que pode ser adotado para o conversor MMC consiste em substituir os conjuntos de submódulos de cada braço por capacitores com capacitâncias variáveis no tempo e tensão de saída controlada [26], [31]. Os modelos mencionados não consideram as dinâmicas individuais dos submódulos pois sua inclusão causa um aumento desmedido de complexidade do sistema. O Anexo B mostra como o equacionamento do conversor MMC, considerando as dinâmicas individuais dos submódulos, aumenta de acordo com o número de submódulos empregado.

- iv. O controle do MMC é complexo. Conforme é mostrado neste trabalho, para o funcionamento do MMC, é necessário para cada fase: o controle das correntes circulantes e de rede, duas malhas de tensão para controlar as tensões nos capacitores de cada braço e controladores de balanceamento individuais para cada submódulo. Muitas propostas de controle de MMC presentes na literatura [29], [32] empregam as malhas de corrente de rede e circulante no sistema dq e $dq0$ respectivamente. Outros trabalhos realizam o controle das correntes de rede no sistema dq e o controle das correntes circulantes no sistema abc [33]. Esta tese propõe uma estratégia de controle desacoplado das correntes de rede circulante no sistema abc . Mostra-se que com a aplicação desta estratégia de controle é possível equacionar, de forma direta para cada fase, a influência das correntes circulantes de rede nas tensões dos capacitores do MMC. Dentre os controladores encontrados na literatura para as malhas das correntes e das tensões, encontram-se: controladores PI no dq para as malhas de corrente e controladores PI para as malhas de tensão [10], [32], uso de controladores do tipo proporcional ressonante (PR) para as correntes circulantes e controladores PI para as outras malhas [2], uso de controle preditivo [34]–[37], controle repetitivo [38]. Neste trabalho mostra-se que a partir da aplicação de controladores PI no sistema abc para as malhas das correntes e de controladores proporcionais (P) para as malhas de tensão obtém-se bons resultados, ou seja, desempenho rápido e baixo erro em regime.

Este trabalho apresenta os modelos de comportamento de corrente do conversor MMC a três e quatro fios no sistema abc , quantificando o acoplamento entre as fases presente no caso do conversor operando a três fios. O modelo comportamento das tensões nos capacitores dos submódulos em função das correntes também é obtido.

A principal contribuição deste trabalho consiste em equacionar a contribuição das correntes circulantes e de rede na variação de tensão dos capacitores dos submódulos. Mostra-se que as tensões nos braços pertencentes a uma fase podem ser reguladas a partir de duas

malhas de tensão por fase, uma malha que regula a soma das tensões nos capacitores dos braços superior e inferior de uma fase e outra que regula sua diferença. Conclui-se que a malha da soma das tensões dos capacitores nos braços de cada fase pode ser controlada a partir de uma corrente circulante DC comum aos dois braços. Adicionalmente, verifica-se que a diferença das tensões nos braços é regulada a partir de uma corrente circulante AC comum aos dois braços. Portanto, a partir de uma parcela de corrente circulante DC e uma parcela de corrente circulante de frequência fundamental para cada fase do conversor é possível estabilizar a soma e subtração das tensões nos capacitores dos braços de cada fase. Adicionalmente requer-se a equalização das tensões individuais dos capacitores de cada sub módulo. Mostra-se que os 3 tipos de malhas de tensão propostos, acima listados, são completamente desacoplados, facilitando o projeto dos controladores.

As tensões nos capacitores dos submódulos apresentam ondulações de frequência fundamental e dupla. Estas ondulações causam distorções nas correntes circulantes. Neste trabalho são aplicados filtros de média móvel nas entradas das malhas de tensão. A aplicação destes filtros garante que as correntes circulantes não apresentem distorções harmônicas [39]. Há trabalhos na literatura [5], [40], [41] que não aplicam filtro na entrada das malhas de tensão, o que ocasiona o surgimento de uma parcela de segunda harmônica nas correntes circulantes. Outros autores [39], [42]–[45] propõem estratégias adicionais para eliminar esses harmônicos. Os cálculos das plantas das malhas de tensão e o ajuste de seus controladores realizados nesta tese consideram a dinâmica dos filtros de média móvel. As plantas das malhas de tensão são calculadas em tempo contínuo e uma proposta de ajuste dos controladores é apresentada.

As malhas das correntes de rede e circulantes são equacionadas em tempo contínuo. Verifica-se que as dinâmicas dos modelos médios das malhas de corrente são desacopladas entre si; porém, mostra-se que os ganhos proporcionais dos controladores das malhas de corrente circulante e de rede não podem ser calculados separadamente. O efeito do atraso de processamento, que contribui negativamente para o amortecimento e para a estabilidade das malhas internas de corrente, é analisado, propondo-se valores máximos de ganho proporcional, e método de projeto do controlador PI discreto.

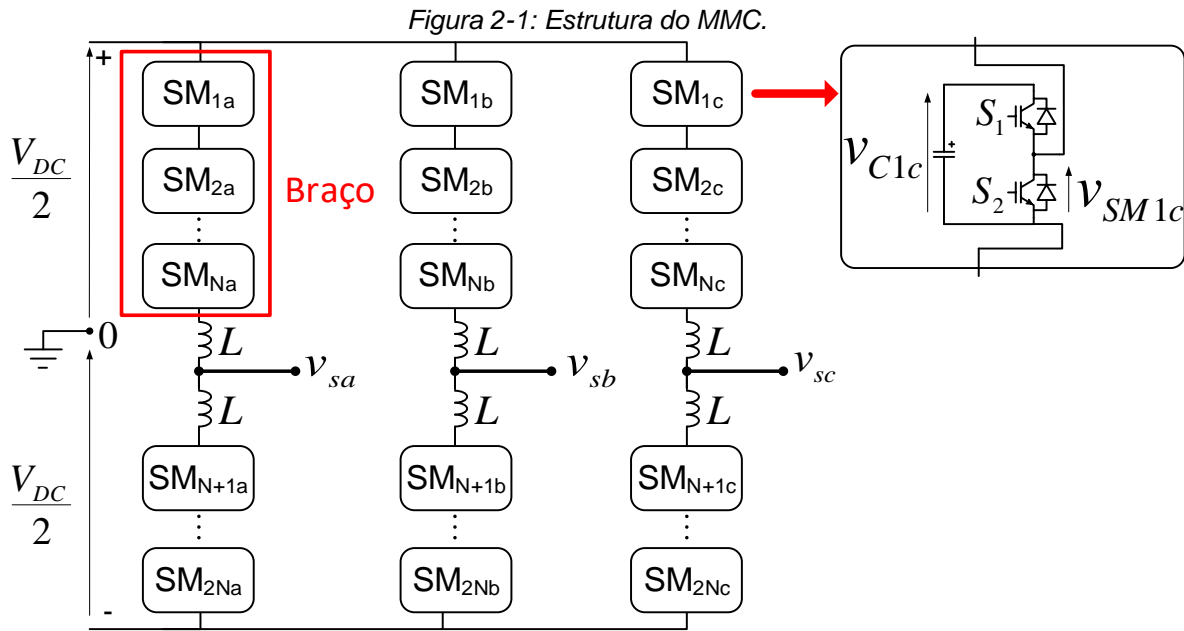
A estratégia de modulação adotada neste trabalho consiste na implementação de sinais PWM individuais para cada submódulo do conversor [12], [41]. Esta estratégia foi adotada pois garante o controle e uniformização das frequências de chaveamento de todas as chaves do conversor. Porém neste trabalho é mostrado que caso as correntes de saída AC do conversor sejam pequenas, as malhas de equalização de tensão deixam de funcionar adequadamente. Para

solucionar este problema, propôs-se a inserção de uma corrente circulante senoidal adicional na entrada das malhas de corrente para funcionamento adequado das malhas de equalização de tensão sempre que se operar como baixas correntes na rede. A operação desta estratégia é explicada a partir da análise do efeito das correntes circulantes na potência instantânea de cada conversor individual.

Para a validação da estratégia de controle proposta são apresentados resultados de simulação e experimentais. Para auxiliar na compreensão e permitir a reprodução dos resultados obtidos, apresenta-se um capítulo dedicado a mostrar em detalhes todas as etapas envolvidas no processo de operação do MMC.

2. ASPECTOS CONSTRUTIVOS DO MMC

O conversor modular multinível, conhecido como MMC (Modular Multilevel Converter) é composto pelo cascadeamento de N submódulos em série por braço. Cada fase do conversor é composta por dois braços, conforme mostra a Figura 2-1. Os submódulos que compõem o MMC possuem diversas topologias, sendo as mais comuns a meia-ponte (mostrado na Figura 2-1) e ponte H [14] [15]. A utilização da ponte H nos submódulos permite que o MMC opere como conversor CA-CA (este caso não será tratado neste trabalho) [13] [46].



Fonte: Produção da própria autora.

As indutâncias de valor L mostradas na Figura 2-1 são importantes para filtragem de harmônicos de corrente e também para limitar a corrente de curto CC deste conversor [24].

Todos os capacitores presentes nos submódulos possuem uma tensão flutuante com relação ao sistema. Estes capacitores são idealmente carregados com tensão igual à $V_C = \frac{V_{DC}}{N}$. Cada submódulo tem uma tensão de saída v_{SM} de acordo com o estado das chaves. Para o caso de submódulos em meia ponte, as chaves sempre trabalham em estados invertidos entre si. A Tabela 2-1 abaixo mostra a tensão na saída dos submódulos em função do estado lógico das chaves.

Tabela 2-1: Tensão de saída do submódulo em função do estado das chaves.

S_1	S_2	V_{SM}
0	1	0
1	0	V_C

Conforme será visto adiante, a vantagem desta configuração de conversor está em se garantir chaves operando com tensões e frequências menores, devido ao número elevado de submódulos cascadeados. Algoritmos de controle de tensão nos submódulos são aplicados para garantir que as tensões entre todos os submódulos sejam iguais. A configuração deste conversor é simples de ser implementada e graças a seu caráter modular. A seguir são mostrados os pontos de operação de tensão e corrente do MMC e seu modelo completo para os casos do MMC operando a quatro e três fios.

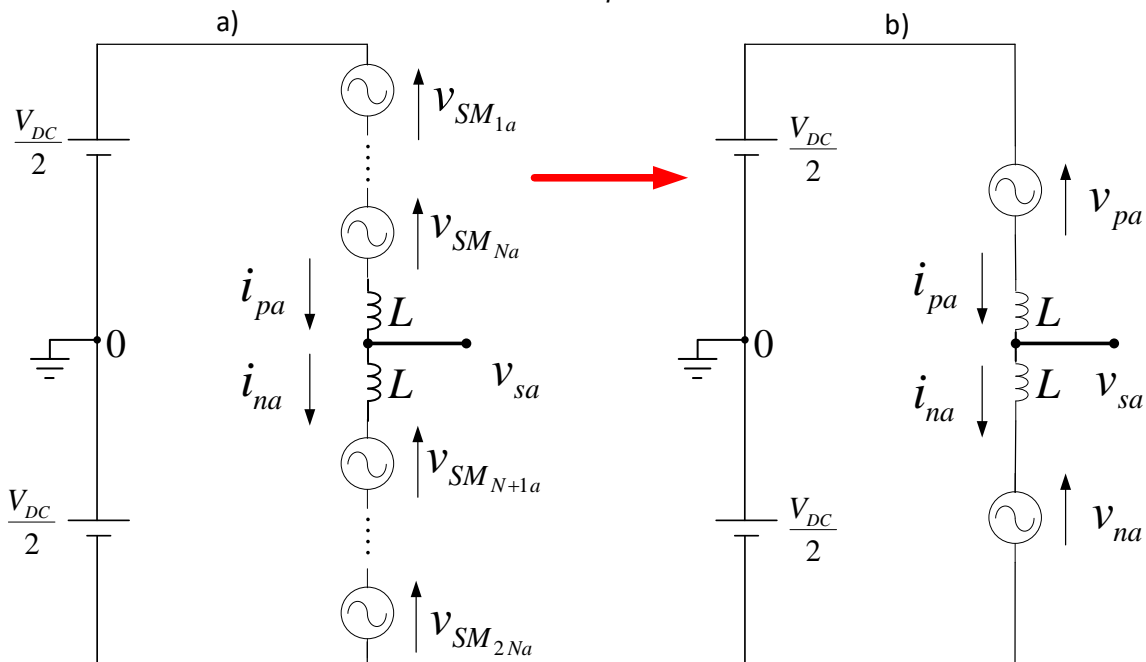
3. MODELO DO MMC

3.1. Tensões e correntes de operação

O comportamento das tensões e correntes do conversor MMC pode ser obtido para o caso monofásico e depois generalizado para o caso trifásico a partir da modelagem dos submódulos por fontes de tensão ideais. Considerando inicialmente que as tensões médias nos capacitores dos submódulos são iguais, os submódulos fornecem em sua saída uma tensão igual a 0 ou V_C volts de acordo com o estado das suas chaves. A partir de uma modulação PWM podem-se atingir tensões de saída médias que variam de 0 até V_C . A Figura 3-1a mostra um conversor MMC monofásico, onde os submódulos foram substituídos por fontes ideais de tensão. Este modelo pode ser reduzido ao modelo equivalente da Figura 3-1b onde os conjuntos de fontes dos braços superior e inferior são substituídos pelas fontes equivalentes v_{pa} e v_{na} .

Conforme mostrado na Tabela 2-1 as tensões de saída dos submódulos assumem o valor 0 ou V_C de acordo com o estado das chaves. Portanto as tensões nos braços superior e inferior (v_{pa} e v_{na} , respectivamente) do MMC podem variar de 0 até $N \cdot V_C$.

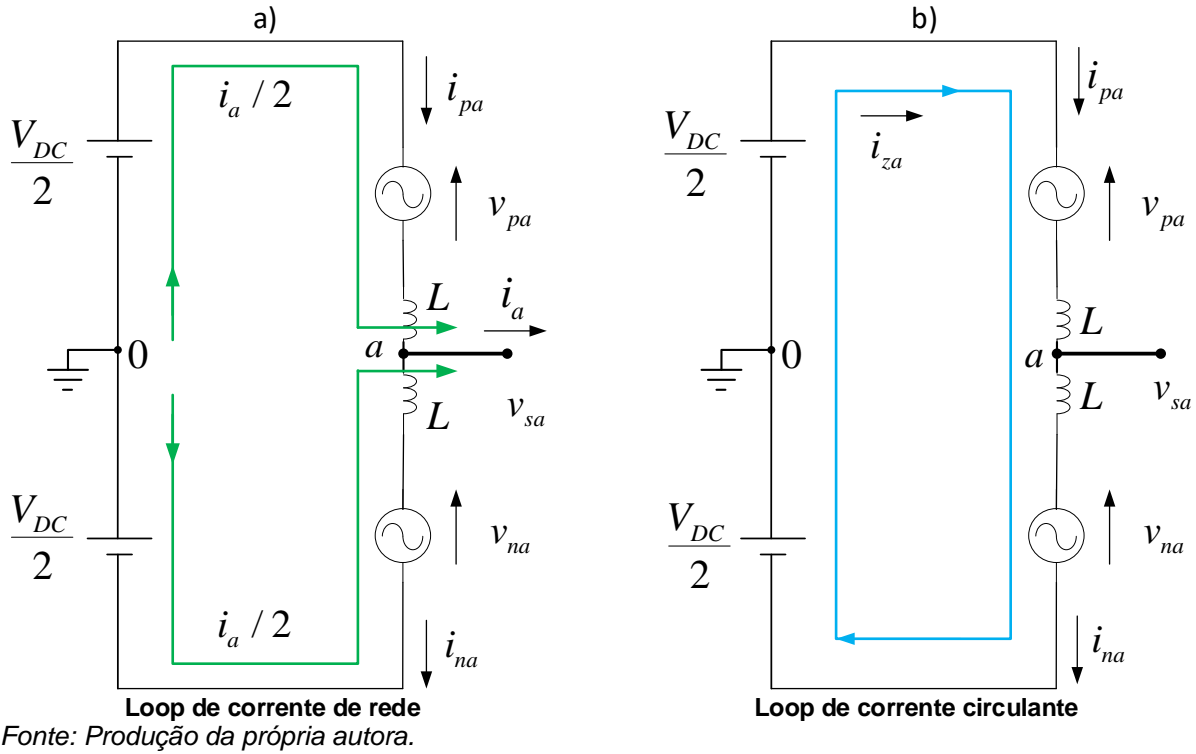
Figura 3-1 - Modelo do MMC monofásico. a) MMC modelando os submódulos como fontes de tensão ideais, b) Modelo do MMC considerando a associação série das fontes em cada braço como uma única fonte equivalente.



Fonte: Produção da própria autora.

O circuito equivalente da Figura 3-1b pode ser dividido em duas partes, uma parcela de modo diferencial e uma parcela de modo comum [42]. A parcela de modo comum é dada pelo *loop* de corrente que sai do conversor (que é a corrente de rede) e a parcela de modo diferencial é dada pelo *loop* de corrente que circula internamente ao conversor (que é chamada de corrente circulante) [28], [47]. Os *loops* de corrente de rede e corrente circulante são mostrados na Figura 3-2a e na Figura 3-2b, respectivamente.

Figura 3-2 – Loops de corrente de rede e circulante.



Aplicando-se a primeira lei de Kirchhoff para o *loop* de corrente de rede e utilizando-se as polaridades de corrente mostradas na Figura 3-1 chega-se na corrente de rede (i_a) do conversor, conforme mostra a equação (3.1).

$$i_a = i_{pa} - i_{na} \quad (3.1)$$

A tensão de saída do *loop* de corrente de rede é dada por v_{sa} , que é a tensão no ponto entre os indutores (ponto a) e o ponto 0 . A tensão equivalente de Thévenin do *loop* de corrente de rede é dada pela equação (3.2).

$$v_{sa} = \frac{(V_{DC} - v_{pa}) - (V_{DC} + v_{na})}{2} = \frac{v_{na} - v_{pa}}{2} \quad (3.2)$$

A corrente circulante pode ser calculada de forma análoga ao caso de *loop* de corrente de rede. Esta corrente é dada pela parcela comum entre as correntes do braço superior e inferior (i_{pa} e i_{na} , respectivamente). Esta corrente é calculada pela equação (3.3).

$$i_{za} = \frac{i_{pa} + i_{na}}{2} \quad (3.3)$$

A tensão do *loop* diferencial que cai nos dois indutores é dada pela equação (3.4).

$$v_L = \frac{V_{DC}}{2} + \frac{V_{DC}}{2} - v_{pa} - v_{na} = V_{DC} - v_{pa} - v_{na} \quad (3.4)$$

A partir das equações (3.1) até (3.3) observa-se que a tensão de saída do conversor MMC está relacionada com a diferença entre as tensões do braço inferior e superior, a corrente de rede do conversor é dada pela diferença entre as correntes do braço superior e inferior. A diferença de tensão entre as fontes do lado DC do conversor e as tensões AC dos braços causa uma queda de tensão nos indutores do braço, e por consequência uma corrente que circula internamente ao conversor.

As tensões e correntes de operação em cada braço do conversor MMC podem ser calculadas a partir do balanço de energia que é mostrado a seguir.

A potência instantânea do lado AC do conversor (p_{AC}) é mostrada pela equação (3.5).

$$p_{AC} = v_{sa} \cdot i_a \quad (3.5)$$

A potência fornecida pelo barramento CC é dada pela tensão de barramento total (V_{DC}) multiplicada pela corrente comum que circula nas fontes CC superior e inferior (i_{za}), conforme mostra a equação (3.6).

$$p_{DC} = 2 \cdot \frac{V_{DC}}{2} \cdot i_{za} = V_{DC} \cdot i_{za} \quad (3.6)$$

Para o funcionamento adequado do MMC é necessário que a potência média fornecida pelo lado DC seja igual à potência média fornecida pelo lado AC, ou seja a potência média em cada submódulo deve ser nula. Para o caso particular onde a tensão e a corrente do lado AC são senoidais e a corrente i_a possui uma defasagem com relação a tensão v_{sa} , conforme mostram as equações (3.7) e (3.8).

$$v_{sa} = V_{sa} \cdot \cos(\omega t) \quad (3.7)$$

$$i_a = I_a \cdot \cos(\omega t + \theta) \quad (3.8)$$

A potência média do lado AC é calculada pela equação (3.9).

$$P_{AC} = \frac{V_{sa} \cdot I_a}{2} \cdot \cos(\theta) \quad (3.9)$$

Igualando a potência média do lado AC calculada pela equação (3.9) com a potência média do lado DC mostrada pela equação (3.6), obtém-se o resultado mostrado pela equação (3.10).

$$P_{DC} = P_{AC} = V_{DC} \cdot i_{za} = \frac{V_{sa} \cdot I_a}{2} \cos(\theta) \quad (3.10)$$

Portanto, para que exista transferência de potência entre o lado DC com o lado AC do conversor MMC é necessário ter uma corrente interna circulante i_{za} com valor médio não nulo. Considerando-se que a corrente circulante i_{za} seja constante, seu valor é dado pela equação (3.11).

$$i_{za} = \frac{V_{sa} \cdot I_a}{2 \cdot V_{DC}} \cdot \cos(\theta) \quad (3.11)$$

Considerando as correntes de rede i_a e circulante i_{za} calculadas pelas equações (3.8) e (3.11), respectivamente, pode-se calcular a potência instantânea em cada braço. As potências instantâneas no braço superior e inferior são dadas pelas equações (3.12) e (3.13), respectivamente.

$$p_{pa} = v_{pa} \cdot i_{pa} \quad (3.12)$$

$$p_{na} = v_{na} \cdot i_{na} \quad (3.13)$$

A partir das equações (3.1) e (3.3) encontram-se os valores das correntes nos braços superior e inferior em função da corrente de saída e da corrente circulante, conforme mostra a equação (3.14).

$$\begin{cases} i_{pa} = \frac{i_a}{2} + i_{za} \\ i_{na} = -\frac{i_a}{2} + i_{za} \end{cases} \quad (3.14)$$

Conforme mostrado no capítulo anterior, a tensão em cada braço do MMC varia de 0 até $N \cdot V_C$ volts. Esta tensão não assume valor negativo, portanto esta tensão sempre terá valor médio não nulo. Observou-se pela equação (3.2) que a tensão de saída é proporcional à diferença entre as tensões do braço superior e inferior do MMC. Portanto, para se obter tensão senoidal na saída do MMC é necessário que as tensões do braço superior e inferior possuam uma componente senoidal na mesma frequência da tensão desejada na saída. Para manter a simetria entre os braços superior e inferior do conversor, considera-se que as componentes senoidais das tensões nos braços v_{pa} e v_{na} são de mesma amplitude e sinais opostos¹. Portanto para se obter tensão v_{sa} na saída do conversor, as componentes alternadas das tensões nos braços superior e inferior devem ser iguais a $-v_{sa}$ e v_{sa} , respectivamente. Da mesma forma, deseja-se que o valor médio das tensões nos braços superior e inferior sejam iguais. As tensões nos braços superior e inferior são mostradas pela equação (3.15).

$$\begin{cases} v_{pa} = \bar{v} - v_{sa} \\ v_{na} = \bar{v} + v_{sa} \end{cases} \quad (3.15)$$

A potência nos braços superior e inferior fica:

$$\begin{cases} p_{pa} = (\bar{v} - v_{sa}) \cdot \left(\frac{i_a}{2} + i_{za} \right) = \bar{v} \cdot \frac{i_a}{2} + \bar{v} \cdot i_{za} - v_{sa} \cdot \frac{i_a}{2} + v_{sa} i_{za} \\ p_{na} = (\bar{v} + v_{sa}) \cdot \left(-\frac{i_a}{2} + i_{za} \right) = -\bar{v} \cdot \frac{i_a}{2} + \bar{v} \cdot i_{za} - v_{sa} \cdot \frac{i_a}{2} + v_{sa} i_{za} \end{cases} \quad (3.16)$$

Para que o balanço de potência do conversor MMC fique correto, a potência média nos braços superior e inferior deve ser nula. Esta condição garante que não haja troca de potência ativa entre os lados CC e CA dos submódulos. Observa-se pela equação (3.16) que as parcelas de média não nula da potência nos braços são dadas pelo produto da tensão de saída CA e corrente CA e da parcela constante da tensão no braço pela corrente circulante (foi assumida constante). Portanto, a parcela constante de tensão nos braços é definida de forma a cancelar a potência média gerada pelo produto de v_a e i_{za} .

$$P_{pa} = 0 = \bar{v} \cdot i_{za} - \frac{V_{sa} \cdot I_a}{4} \cdot \cos(\theta) \quad (3.17)$$

¹ Esta hipótese foi feita apenas neste ponto para se calcular as potências na situação de operação ideal, em regime permanente. A partir do item 3.2.2, v_{pa} e v_{na} serão os valores necessários para se garantir instantaneamente a correta operação do conversor.

$$P_{na} = 0 = \bar{v} \cdot i_{za} - \frac{V_{sa} \cdot I_a}{4} \cdot \cos(\theta) \quad (3.18)$$

Substituindo a equação (3.11) nas equações (3.17) e (3.18) encontra-se que, para que a potência média nos braços superior e inferior sejam nulas, a tensão média em cada braço é calculada conforme a equação (3.19).

$$\bar{v} = \frac{1}{i_{za}} \cdot \frac{V_{sa} \cdot I_a}{4} \cos(\theta) = \frac{1}{i_{za}} \frac{V_{DC} \cdot i_{za}}{2} = \frac{V_{DC}}{2} \quad (3.19)$$

Dado que o valor médio da tensão em cada braço deve ser igual a $\frac{V_{DC}}{2}$, verifica-se que a amplitude máxima de v_a também é $\frac{V_{DC}}{2}$, pois conforme dito anteriormente o braço não pode fornecer tensões negativas.

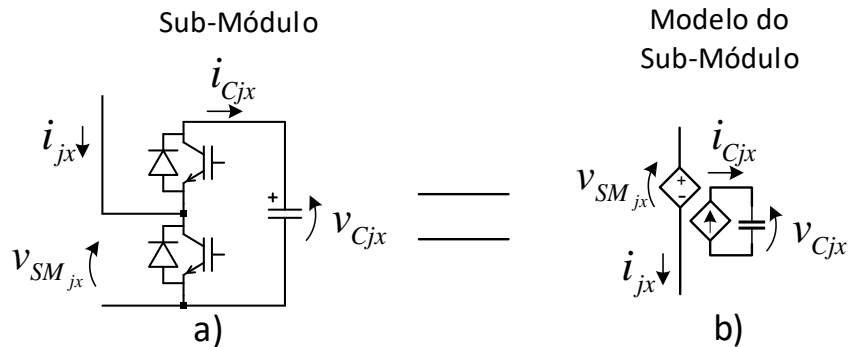
A partir das equações (3.15) e (3.19) observa-se que a tensão no braço superior e inferior do conversor MMC são dadas conforme mostra a equação (3.20).

$$\begin{cases} v_{pa} = \frac{V_{DC}}{2} - v_{sa} \\ v_{na} = \frac{V_{DC}}{2} + v_{sa} \end{cases} \quad (3.20)$$

3.2. Modelo do MMC 4 fios

Este capítulo mostra os comportamentos das tensões e correntes nos braços de um MMC trifásico a quatro fios. Para se considerar o comportamento da tensão DC dos submódulos a modelagem do MMC da Figura 3-1 é aprimorada, passando-se para a Figura 3-3 onde cada submódulo (Figura 3-3a) é representado com o modelo da Figura 3-3b.

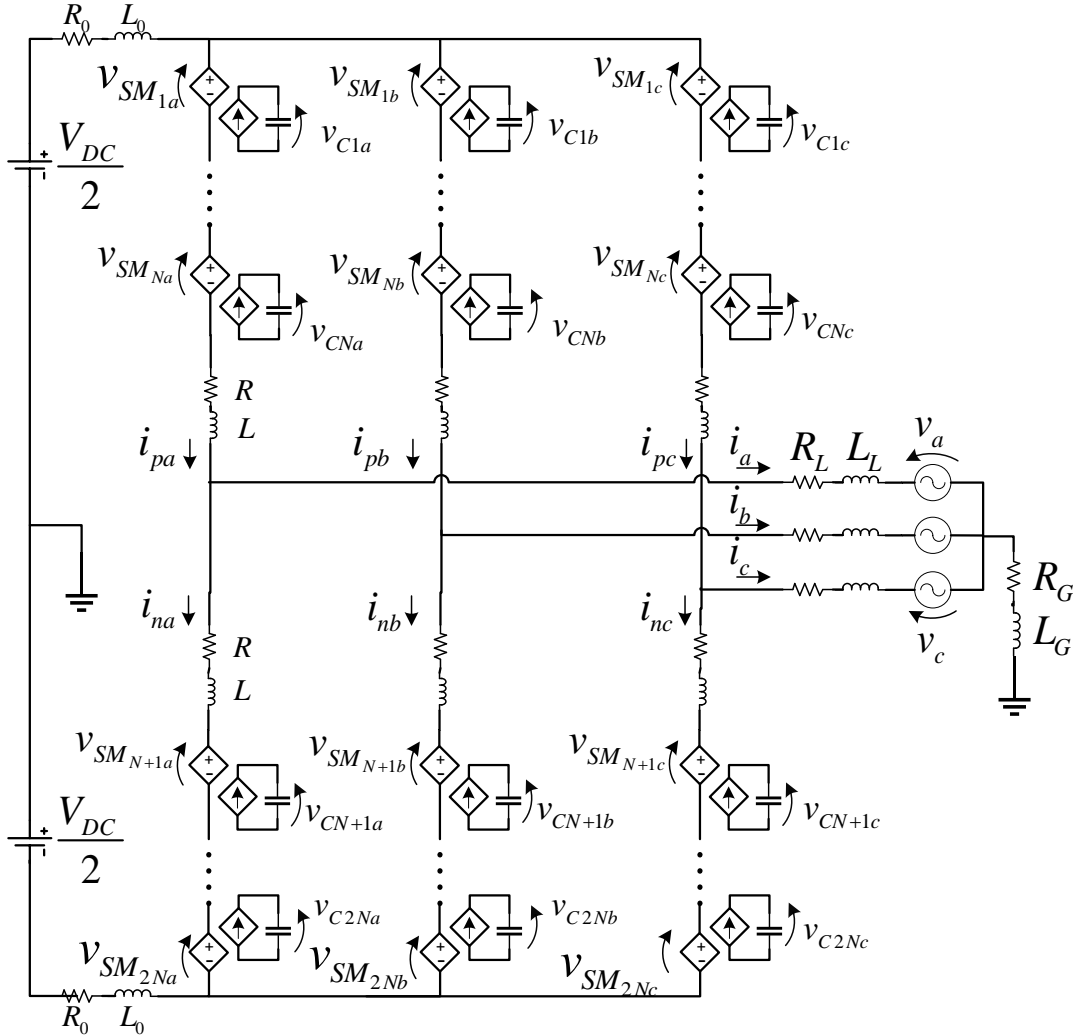
Figura 3-3 – Modelo de submódulo. a) Circuito elétrico do submódulo, b) modelo equivalente do submódulo.



Fonte: Produção da própria autora.

O MMC trifásico a quatro fios com o novo modelo de submódulos é mostrado abaixo.

Figura 3-4 – Modelo do MMC com todos os submódulos.



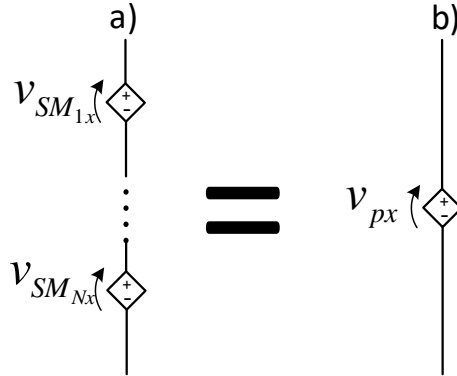
Fonte: Produção da própria autora.

As fontes de tensão ligadas em série de cada braço podem ser representadas por fontes de tensão equivalentes dos braços superiores (índice p) e inferiores (índice n), conforme mostram as equações (3.21) e (3.22) respectivamente. A Figura 3-5 ilustra a fonte de tensão equivalente para o braço superior da fase x .

$$v_{px} = \sum_{i=1}^N v_{SM_{ix}} \quad (3.21)$$

$$v_{nx} = \sum_{i=N+1}^{2N} v_{SM_{ix}} \quad (3.22)$$

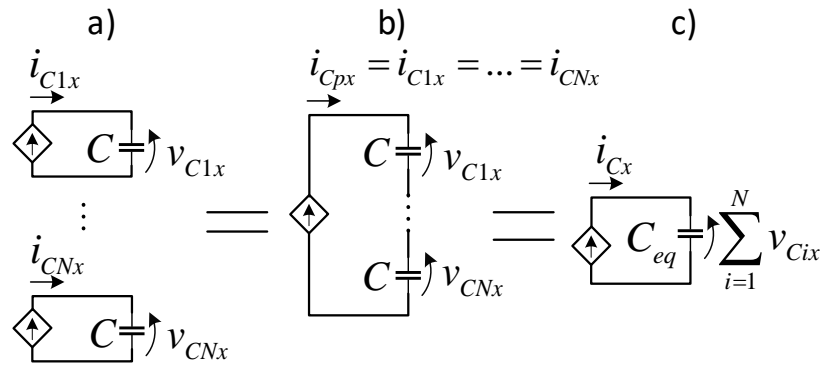
Figura 3-5 – Fonte de tensão equivalente para o braço superior (p) da fase x.



Fonte: Produção da própria autora.

Em regime permanente, pode-se considerar que os sinais de modulação de todos os submódulos de cada braço são iguais entre si. Portanto, também se pode considerar que as correntes em cada capacitor dos submódulos do braço são iguais. Desta forma, as fontes de correntes vinculadas de cada braço (Figura 3-6a) podem ser modeladas por um único circuito [28], conforme mostra a Figura 3-6b (que ilustra o circuito equivalente das fontes de corrente dos braços superiores).

Figura 3-6 – Circuito equivalente das fontes de corrente. a) fontes de corrente ligadas aos respectivos capacitores, b) capacitores dos submódulos conectados a uma fonte de corrente equivalente, c) capacitor equivalente à associação série dos capacitores dos submódulos.



Fonte: Produção da própria autora.

O capacitor equivalente C_{eq} (Figura 3-6c) é dado pela associação em série dos N capacitores que formam cada braço. O valor da capacitância equivalente é calculado pela equação (3.23).

$$C_{eq} = \frac{C}{N} \quad (3.23)$$

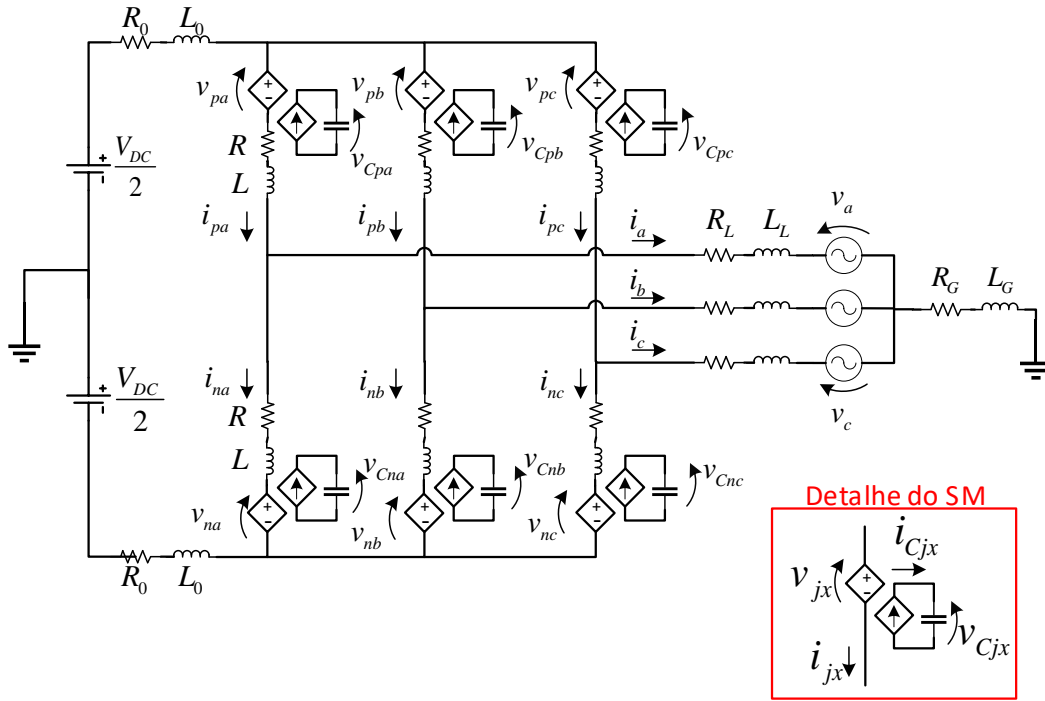
A tensão no capacitor equivalente de cada braço é dada pela soma das tensões dos capacitores dos submódulos que formam cada braço. As equações (3.24) e (3.25) calculam as tensões dos capacitores dos braços superiores e inferiores, respectivamente.

$$v_{Cpx} = \sum_{i=1}^N v_{Cix} \quad (3.24)$$

$$v_{Cnx} = \sum_{i=N+1}^{2N} v_{Cix} \quad (3.25)$$

O modelo utilizado para este estudo é mostrado na Figura 3-7 [15], [27]. Este modelo considera que cada braço é formado por uma fonte de tensão equivalente (Figura 3-5) e uma fonte de corrente equivalente ligada a um capacitor equivalente (Figura 3-6),

Figura 3-7 – Modelo do MMC trifásico a 4 fios.



Fonte: Produção da própria autora.

No modelo adotado, o comportamento das saídas das fontes de tensão (que são as tensões nos braços) e de correntes (que são as correntes que passam pelos capacitores dos braços) são mostrados abaixo. O valor de m_{jx} é dado pela média local do índice de modulação, que neste modelo é um valor que varia continuamente de 0 a 1.

$$\begin{cases} v_{jx} = m_{jx} \cdot v_{Cjx} \\ i_{Cjx} = m_{jx} \cdot i_{jx} \end{cases} \quad (j = p, n) \quad (x = a, b, c) \quad (3.26)$$

Para simplificar a apresentação do equacionamento do sistema trifásico, o equacionamento é realizado em forma matricial, obedecendo a notação apresentada a seguir.

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_p &= \begin{bmatrix} i_{pa}(t) \\ i_{pb}(t) \\ i_{pc}(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i}_n = \begin{bmatrix} i_{na}(t) \\ i_{nb}(t) \\ i_{nc}(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \mathbf{i}_p - \mathbf{i}_n \\ \mathbf{v}_p &= \begin{bmatrix} v_{pa}(t) \\ v_{pb}(t) \\ v_{pc}(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}_n = \begin{bmatrix} v_{na}(t) \\ v_{nb}(t) \\ v_{nc}(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.27)$$

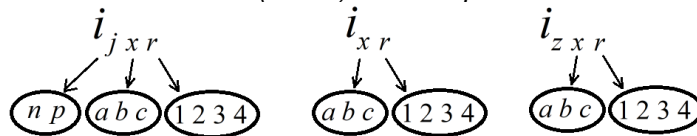
3.2.1. Equacionamento das correntes nos braços

Neste item é calculado o comportamento das correntes de saída (i_a, i_b, i_c) e correntes circulantes (i_{za}, i_{zb}, i_{zc}) a partir das tensões injetadas nos braços ($v_{pa}, v_{pb}, v_{pc}, v_{na}, v_{nb}, v_{nc}$), das tensões da rede e das tensões do lado DC. Utilizando-se o princípio da sobreposição, o modelo da Figura 3-7 pode ser calculado pela soma de quatro circuitos:

- Circuito 1: calcula as correntes geradas pelas fontes de tensão nas fases a, b e c dos braços superiores do MMC (v_{pa}, v_{pb}, v_{pc}).
- Circuito 2: equaciona as correntes geradas pelas fontes de tensão dos braços inferiores (v_{na}, v_{nb}, v_{nc}).
- Circuito 3: calcula as correntes geradas pelas tensões da rede (v_a, v_b, v_c).
- Circuito 4: calcula as correntes geradas pela tensão do *link* DC (V_{DC}).

A nomenclatura adotada para as correntes calculadas em cada circuito é mostrada pela figura abaixo.

Figura 3-8 – Ilustração da nomenclatura das correntes nos braços (esquerda), correntes de rede (centro) e correntes circulantes (direita) onde r representa o número do circuito

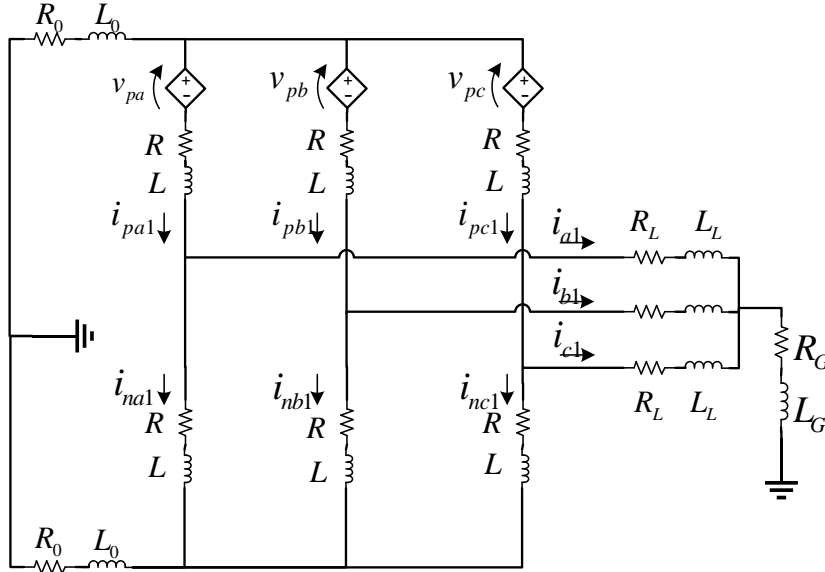


Fonte: Produção da própria autora.

- i. Circuito 1 – Tensões nos braços superiores:

A Figura 3-9 mostra o circuito 1 que considera as tensões nas fases a , b e c dos braços superiores.

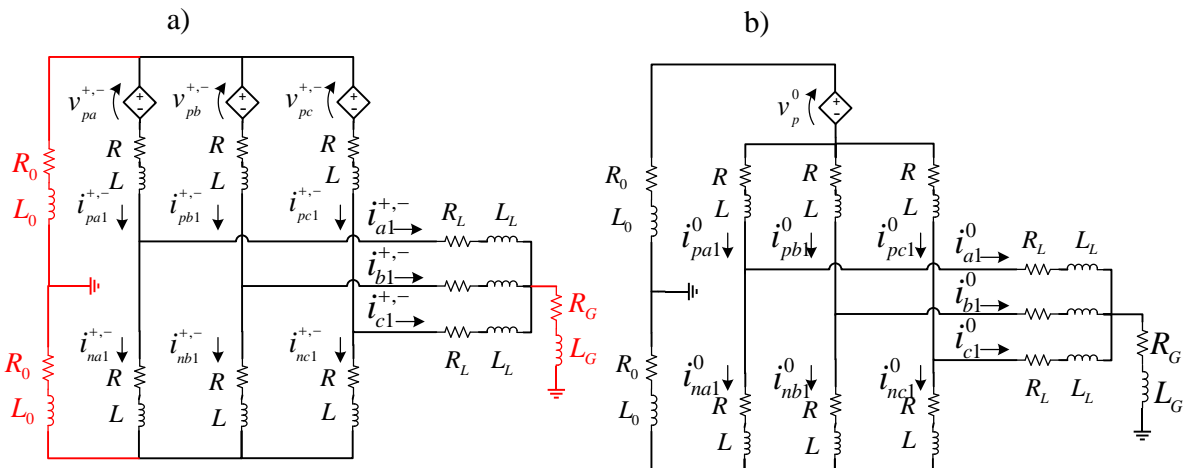
Figura 3-9 – Circuito 1 do MMC a 4 fios considerando apenas as tensões nos braços superiores.



Fonte: Produção da própria autora.

O circuito da Figura 3-9 poder ser dividido em duas partes, a primeira contendo as parcelas de sequência positiva e negativa do terno de tensões $[v_{pa} \ v_{pb} \ v_{pc}]$ e a segunda contendo a sequência zero. Os circuitos equivalentes de sequência positiva e negativa são mostrados na Figura 3-10.

Figura 3-10 – a) circuito equivalente de sequência positiva e negativa, b) circuito equivalente para sequência zero.



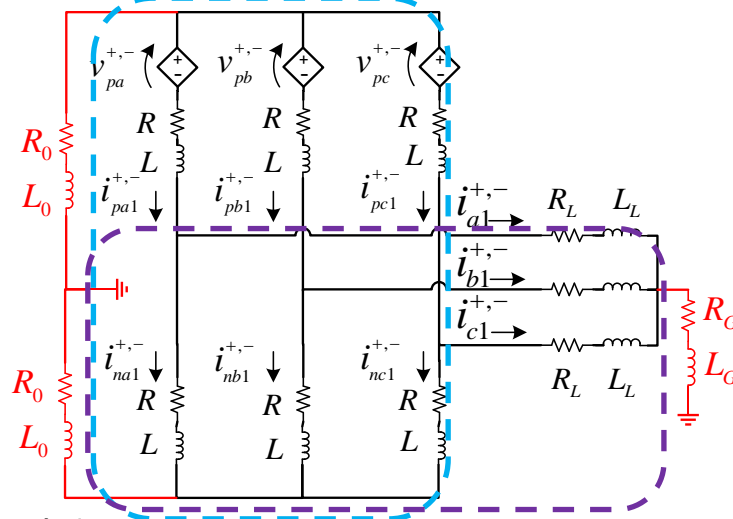
Fonte: Produção da própria autora.

As impedâncias dos braços superiores e inferiores e da rede são equilibradas, portanto as tensões $v_{pa}^{+,-}$, $v_{pb}^{+,-}$, $v_{pc}^{+,-}$ não geram correntes de sequência zero. Conclui-se que no circuito da

Figura 3-10a não há passagem de corrente no trecho destacado em vermelho. O cálculo das correntes nos braços geradas a partir das tensões de sequência positiva e negativa dos braços superiores é mostrado abaixo.

As tensões $v_{pa}^{+,-}$, $v_{pb}^{+,-}$, $v_{pc}^{+,-}$ não possuem parcela de sequência zero. Consequentemente, os potenciais nos pontos que interligam as fases a , b e c das correntes de rede, das correntes nos braços superiores e das correntes nos braços inferiores são iguais entre si. Aplicando-se a segunda lei de Kirchhoff no circuito da Figura 3-10a, obtém-se o sistema da equação (3.28). A Figura 3-11 mostra os ramos utilizados para a construção do sistema de equações de (3.28). A matriz \mathbf{S} realiza o cálculo das componentes de sequência positiva e negativa de um conjunto de sinais trifásicos. Esta matriz é definida pela equação (3.29).

Figura 3-11 – Ramos utilizados para cálculo das correntes do sistema da equação (3.28).



Fonte: Produção da própria autora.

$$\begin{cases} R \cdot \mathbf{i}_{p1}^{+,-} + L \cdot \frac{d\mathbf{i}_{p1}^{+,-}}{dt} + R \cdot \mathbf{i}_{n1}^{+,-} + L \cdot \frac{d\mathbf{i}_{n1}^{+,-}}{dt} = -\mathbf{S} \cdot \mathbf{v}_p \\ R \cdot \mathbf{i}_{n1}^{+,-} + L \cdot \frac{d\mathbf{i}_{n1}^{+,-}}{dt} - R_L \cdot \left(\mathbf{i}_{p1}^{+,-} - \mathbf{i}_{n1}^{+,-} \right) - L_L \cdot \frac{d \left(\mathbf{i}_{p1}^{+,-} - \mathbf{i}_{n1}^{+,-} \right)}{dt} = 0 \end{cases} \quad (3.28)$$

$$\mathbf{S} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

As correntes circulantes de sequência positiva e negativa do Circuito 1 $\mathbf{i}_{z1}^{+,-}$, são obtidas diretamente a partir da primeira equação do sistema mostrado pela equação (3.28), conforme mostra a equação (3.30). A definição de corrente circulante é mostrada na equação (3.3).

$$R \cdot (\mathbf{i}_{p1}^{+,-} + \mathbf{i}_{n1}^{+,-}) + L \cdot \frac{d(\mathbf{i}_{p1}^{+,-} + \mathbf{i}_{n1}^{+,-})}{dt} = -\mathbf{S} \cdot \mathbf{v}_p \Rightarrow 2R \cdot \mathbf{i}_{z1}^{+,-} + 2L \cdot \frac{d\mathbf{i}_{z1}^{+,-}}{dt} = -\mathbf{S} \cdot \mathbf{v}_p \quad (3.30)$$

A equação da corrente de rede parcial é obtida a partir do sistema mostrado pela equação (3.28) multiplicando-se a segunda equação por (-2) e somando-se a primeira equação, conforme mostra a equação (3.31). A corrente de rede em função das tensões nos braços é dada pela subtração da corrente do braço superior pela corrente do braço inferior, conforme foi mostrado em (3.1).

$$\begin{aligned} R \cdot \mathbf{i}_{p1}^{+,-} + L \cdot \frac{d\mathbf{i}_{p1}^{+,-}}{dt} + R \cdot \mathbf{i}_{n1}^{+,-} + L \cdot \frac{d\mathbf{i}_{n1}^{+,-}}{dt} - 2R \cdot \mathbf{i}_{n1}^{+,-} - 2L \cdot \frac{d\mathbf{i}_{n1}^{+,-}}{dt} + \\ + 2R_L \cdot (\mathbf{i}_{p1}^{+,-} - \mathbf{i}_{n1}^{+,-}) + 2L_L \cdot \frac{d(\mathbf{i}_{p1}^{+,-} - \mathbf{i}_{n1}^{+,-})}{dt} = -\mathbf{S} \cdot \mathbf{v}_p \quad (3.31) \\ \Rightarrow (R + 2R_L) \cdot \mathbf{i}_1^{+,-} + (L + 2L_L) \cdot \frac{d\mathbf{i}_1^{+,-}}{dt} = -\mathbf{S} \cdot \mathbf{v}_p \end{aligned}$$

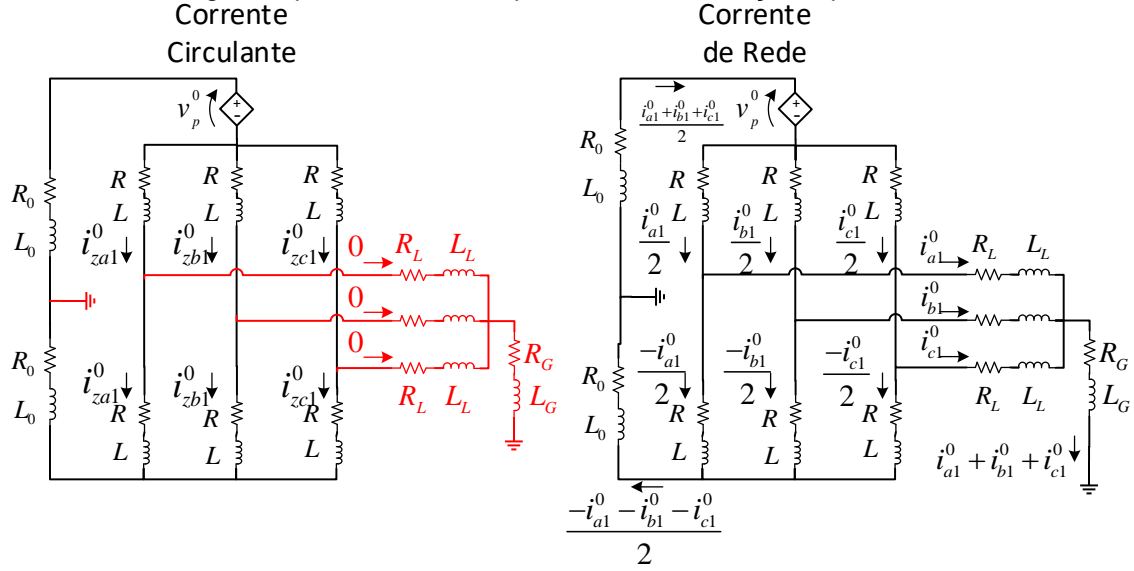
Por fim, as correntes circulante e de rede do Circuito 1 geradas pelas componentes de sequência positiva e negativa das tensões dos braços superiores são dadas pelas equação (3.32) e (3.33).

$$\frac{d\mathbf{i}_1^{+,-}}{dt} = -\frac{(R + 2R_L)}{(L + 2L_L)} \cdot \mathbf{i}_1^{+,-} - \frac{1}{(L + 2L_L)} \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{v}_p \quad (3.32)$$

$$\frac{d\mathbf{i}_{z1}^{+,-}}{dt} = -\frac{R}{L} \cdot \mathbf{i}_{z1}^{+,-} - \frac{1}{2L} \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{v}_p \quad (3.33)$$

A seguir é realizado o cálculo das correntes de sequência zero do Circuito 1, que é mostrado pela Figura 3-10b. As correntes nos braços podem ser expressas como uma combinação entre a corrente de rede e a corrente circulante, conforme mostra a equação (3.14). Para simplificar os cálculos, o circuito da Figura 3-10b é calculado em função das correntes de rede e circulantes. O circuito da corrente circulante, conforme mostra a Figura 3-12, considera que as correntes que passam nos braços superiores e inferiores são iguais. Como essas correntes são iguais, a corrente de rede é nula. O circuito do lado direito da Figura 3-12 considera que as correntes nos braços superiores e inferiores possuem mesma amplitude e sinais opostos.

Figura 3-12 – Parcelas de corrente de rede e corrente circulante da corrente de sequência zero gerada pela tensão de sequência zero dos braços superiores.



Fonte: Produção da própria autora.

O cálculo das correntes circulantes de sequência zero considera que $i_{za1}^0 = i_{zb1}^0 = i_{zc1}^0$, pois as impedâncias nas fases a , b e c dos braços são iguais. As correntes que circulam pelo *link* DC são iguais a $i_{za1}^0 + i_{zb1}^0 + i_{zc1}^0$. Com base nestas premissas e aplicando-se a segunda lei de Kirchhoff, obtém-se o cálculo das correntes circulantes de sequência zero do Circuito 1, conforme mostra a equação (3.34). A matriz S_0 realiza o cálculo da sequência zero de um sinal trifásico, e é definida pela equação (3.35).

$$2R_0 \cdot 3i_{zc1}^0 + 2L_0 \cdot 3 \frac{di_{zc1}^0}{dt} + 2R \cdot i_{zc1}^0 + 2L \cdot \frac{di_{zc1}^0}{dt} = -S_0 \cdot v_p \quad (3.34)$$

$$S_0 = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

O cálculo das correntes de rede considera que as correntes entre as fases a , b e c dos braços superiores são iguais entre si. As correntes nos braços inferiores possuem mesma amplitude e sinal oposto às correntes dos braços superiores. A amplitude das correntes nos braços é igual a metade da amplitude da corrente de rede. A corrente que circula pelo neutro da rede é igual a $i_{a1}^0 + i_{b1}^0 + i_{c1}^0$. As correntes que circulam pelo polo positivo e negativo do *link* DC são iguais a $\frac{i_{a1}^0 + i_{b1}^0 + i_{c1}^0}{2}$ e $\frac{-i_{a1}^0 - i_{b1}^0 - i_{c1}^0}{2}$ respectivamente. A partir destas considerações e aplicando-se a segunda lei de Kirchhoff, obtém-se a equação (3.36).

$$\frac{3R_0}{2} \cdot \mathbf{i}_1^0 + \frac{3L_0}{2} \cdot \frac{d\mathbf{i}_1^0}{dt} + \frac{R}{2} \cdot \mathbf{i}_1^0 + \frac{L}{2} \cdot \frac{d\mathbf{i}_1^0}{dt} + R_L \cdot \mathbf{i}_1^0 + L_L \cdot \frac{d\mathbf{i}_1^0}{dt} + 3R_G \cdot \mathbf{i}_1^0 + 3L_G \cdot \frac{d\mathbf{i}_1^0}{dt} = -\frac{1}{2} \cdot \mathbf{S}_0 \cdot \mathbf{v}_p \quad (3.36)$$

As equações (3.37) e (3.38) mostram as expressões das correntes de rede e circulantes de sequência zero do Circuito 1, respectivamente.

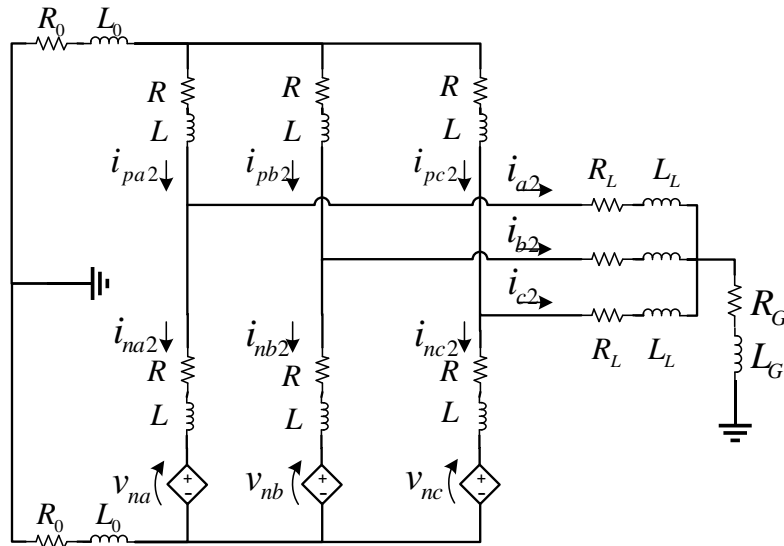
$$\frac{d\mathbf{i}_1^0}{dt} = -\frac{(R+2R_L+3R_0+6R_G)}{(L+2L_L+3L_0+6L_G)} \cdot \mathbf{i}_1^0 - \frac{1}{(L+2L_L+3L_0+6L_G)} \cdot \mathbf{S}_0 \cdot \mathbf{v}_p \quad (3.37)$$

$$\frac{d\mathbf{i}_{z1}^0}{dt} = -\frac{(R+3R_0)}{(L+3L_0)} \cdot \mathbf{i}_{z1}^0 - \frac{1}{2(L+3L_0)} \cdot \mathbf{S}_0 \cdot \mathbf{v}_p \quad (3.38)$$

ii. Circuito 2 – Tensões nos braços inferiores:

A Figura 3-13 mostra o Circuito 2 que considera as tensões nas fases *a*, *b* e *c* dos braços inferiores. Observa-se que o circuito da Figura 3-13 é similar ao da Figura 3-9, portanto o equacionamento pode ser feito de forma análoga ao Circuito 1.

Figura 3-13 - Circuito 2 do MMC a 4 fios considerando apenas as tensões nos braços inferiores.



Fonte: Produção da própria autora.

Assim como visto no Circuito 1, as correntes de rede e circulantes são divididas em duas parcelas, uma parcela de sequência positiva e negativa e outra parcela de sequência zero. O circuito equivalente que analisa as sequências positiva e negativa e o circuito de sequência zero são muito similares aos circuitos mostrados na Figura 3-10, portanto, não serão mostrados novamente. É importante ressaltar que a diferença entre os circuitos está no posicionamento das fontes de tensão, que agora se encontram nos ramos localizados dos braços inferiores, o que resulta na mudança de sinais de alguns elementos das equações que são mostradas adiante.

O sistema de equações que calcula as correntes nos braços a partir das tensões v_{na} , v_{nb} , v_{nc} do Circuito 2 é mostrado pela equação (3.39).

$$\begin{cases} R \cdot \mathbf{i}_{p2}^{+,-} + L \cdot \frac{d\mathbf{i}_{p2}^{+,-}}{dt} + R \cdot \mathbf{i}_{n2}^{+,-} + L \cdot \frac{d\mathbf{i}_{n2}^{+,-}}{dt} = -\mathbf{S} \cdot \mathbf{v}_n \\ R \cdot \mathbf{i}_{p2}^{+,-} + L \cdot \frac{d\mathbf{i}_{p2}^{+,-}}{dt} + R_L \cdot (\mathbf{i}_{p2}^{+,-} - \mathbf{i}_{n2}^{+,-}) + L_L \cdot \frac{d(\mathbf{i}_{p2}^{+,-} - \mathbf{i}_{n2}^{+,-})}{dt} = 0 \end{cases} \quad (3.39)$$

A partir de cálculos similares aos realizados no Circuito 1, as correntes de rede e circulante (de sequência positiva e negativa) são calculadas conforme as equações (3.40) e (3.41) respectivamente.

$$\frac{d\mathbf{i}_2^{+,-}}{dt} = -\frac{(R+2R_L)}{(L+2L_L)} \cdot \mathbf{i}_2^{+,-} + \frac{1}{(L+2L_L)} \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{v}_n \quad (3.40)$$

$$\frac{d\mathbf{i}_{z2}^{+,-}}{dt} = -\frac{R}{L} \cdot \mathbf{i}_{z2}^{+,-} - \frac{1}{2L} \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{v}_n \quad (3.41)$$

As correntes de rede e corrente circulantes de sequência zero do Circuito 2 são calculadas de forma similar ao Circuito 1, portanto, as figuras e os cálculos não serão repetidos. A equação (3.42) mostra a expressão da corrente circulante do Circuito 2 e a equação (3.43) calcula a corrente de rede.

$$2R_0 \cdot 3\mathbf{i}_{z2}^0 + 2L_0 \cdot 3 \frac{d\mathbf{i}_{z2}^0}{dt} + 2R \cdot \mathbf{i}_{z2}^0 + 2L \cdot \frac{d\mathbf{i}_{z2}^0}{dt} = -\mathbf{S}_0 \cdot \mathbf{v}_n \quad (3.42)$$

$$\frac{3R_0}{2} \cdot \mathbf{i}_2^0 + \frac{3L_0}{2} \cdot \frac{d\mathbf{i}_2^0}{dt} + \frac{R}{2} \cdot \mathbf{i}_2^0 + \frac{L}{2} \cdot \frac{d\mathbf{i}_2^0}{dt} + R_L \cdot \mathbf{i}_2^0 + L_L \cdot \frac{d\mathbf{i}_2^0}{dt} + 3R_G \cdot \mathbf{i}_2^0 + 3L_G \cdot \frac{d\mathbf{i}_2^0}{dt} = \frac{1}{2} \cdot \mathbf{S}_0 \cdot \mathbf{v}_n \quad (3.43)$$

Isolando as parcelas derivativas das equações acima, encontram-se as expressões (3.44) e (3.45) que mostram as correntes de rede e circulante de sequência zero do Circuito 2.

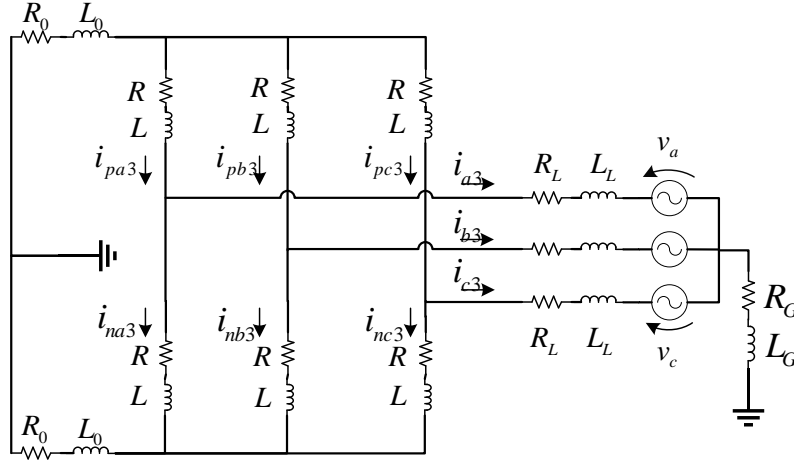
$$\frac{d\mathbf{i}_2^0}{dt} = -\frac{(R+2R_L+3R_0+6R_G)}{(L+2L_L+3L_0+6L_G)} \cdot \mathbf{i}_2^0 - \frac{1}{(L+2L_L+3L_0+6L_G)} \cdot \mathbf{S}_0 \cdot \mathbf{v}_n \quad (3.44)$$

$$\frac{d\mathbf{i}_{z2}^0}{dt} = -\frac{(R+3R_0)}{(L+3L_0)} \cdot \mathbf{i}_{z2}^0 - \frac{1}{2(L+3L_0)} \cdot \mathbf{S}_0 \cdot \mathbf{v}_n \quad (3.45)$$

iii. Circuito 3 – Tensões da rede:

A Figura 3-14 mostra o Circuito 3 que considera as tensões nas fases a , b e c da rede.

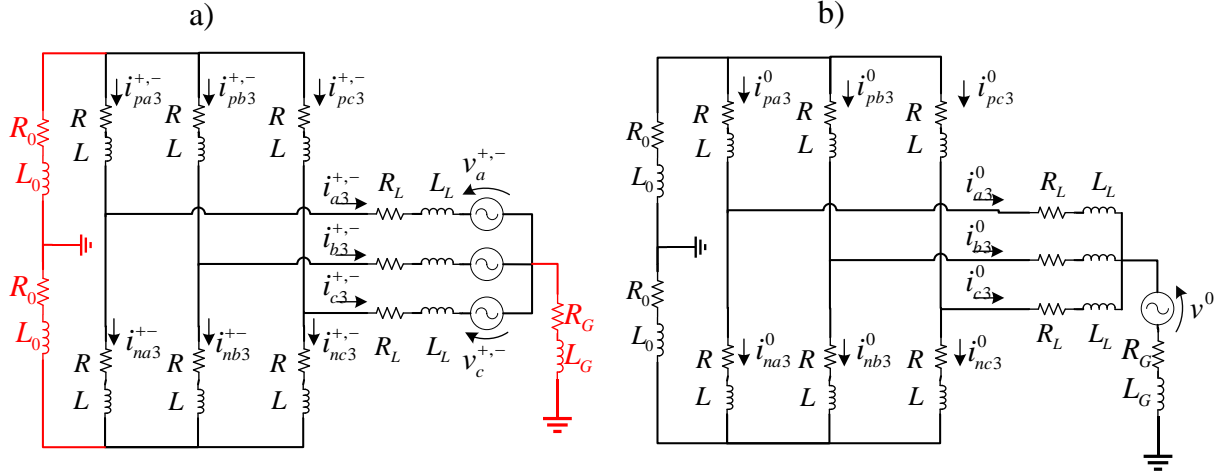
Figura 3-14 - Circuito parcial do MMC a 4 fios considerando apenas as tensões da rede.



Fonte: Produção da própria autora.

A Figura 3-15 mostra o circuito equivalente de sequência positiva e negativa e o circuito de sequência zero.

Figura 3-15 - a) circuito equivalente de sequência positiva e negativa, b) circuito equivalente para sequência zero.



Fonte: Produção da própria autora.

O circuito da Figura 3-15a possui impedâncias equilibradas² entre as fases a , b e c , portanto não há circulação de corrente de sequência zero (não circula corrente nos trechos do circuito destacados em vermelho). Como o circuito da Figura 3-15a não apresenta tensões de rede com componentes de sequência zero, os pontos comuns entre as fases a , b e c dos ramos dos braços superiores, dos ramos dos braços inferiores e dos ramos das correntes de rede são equipotenciais. Aplicando-se segunda lei de Kirchhoff nos ramos das correntes de rede e das correntes nos braços superiores encontra-se a primeira equação do sistema mostrado em (3.46).

² Neste trabalho considerou-se impedâncias equilibradas para assim obter um sistema desacoplado para as malhas de corrente. Porém desequilíbrios nas tensões de rede são considerados no modelo.

A segunda equação do sistema é calculada aplicando-se a segunda lei de Kirchhoff entre os ramos das correntes dos braços superiores e inferiores.

$$\begin{cases} R \cdot \mathbf{i}_{p3}^{+,-} + L \cdot \frac{d\mathbf{i}_{p3}^{+,-}}{dt} + R_L \cdot \overbrace{(\mathbf{i}_{p3}^{+,-} - \mathbf{i}_{n3}^{+,-})}^{\mathbf{i}_3^{+,-}} + L_L \cdot \frac{d\overbrace{(\mathbf{i}_{p3}^{+,-} - \mathbf{i}_{n3}^{+,-})}^{\mathbf{i}_3^{+,-}}}{dt} = -\mathbf{S} \cdot \mathbf{v} \\ R \cdot \mathbf{i}_{p3}^{+,-} + L \cdot \frac{d\mathbf{i}_{p3}^{+,-}}{dt} + R \cdot \mathbf{i}_{n3}^{+,-} + L \cdot \frac{d\mathbf{i}_{n3}^{+,-}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (3.46)$$

A equação das correntes circulantes de sequência positiva e negativa do Circuito 3 podem ser obtidas diretamente a partir da segunda equação do sistema mostrado em (3.46), conforme mostra a equação (3.47).

$$\begin{aligned} R \cdot \mathbf{i}_{p3}^{+,-} + L \cdot \frac{d\mathbf{i}_{p3}^{+,-}}{dt} + R \cdot \mathbf{i}_{n3}^{+,-} + L \cdot \frac{d\mathbf{i}_{n3}^{+,-}}{dt} &= 0 \\ L \cdot \frac{d\overbrace{(\mathbf{i}_{p3}^{+,-} + \mathbf{i}_{n3}^{+,-})}^{2\mathbf{i}_3^{+,-}}}{dt} &= -R \cdot \overbrace{(\mathbf{i}_{p3}^{+,-} + \mathbf{i}_{n3}^{+,-})}^{2\mathbf{i}_3^{+,-}} \\ \frac{d\mathbf{i}_3^{+,-}}{dt} &= -\frac{R}{L} \cdot \mathbf{i}_3^{+,-} \end{aligned} \quad (3.47)$$

A corrente de rede de sequência positiva e negativa do Circuito 3 é obtida multiplicando-se a primeira equação do sistema mostrado em (3.46) por 2 e subtraindo-se da segunda equação. As correntes de sequência positiva e negativa de rede do Circuito 3 são mostradas na equação (3.48).

$$\frac{d\mathbf{i}_3^{+,-}}{dt} = -\frac{(R + 2R_L)}{(L + 2L_L)} \cdot \mathbf{i}_3^{+,-} + \frac{2}{(L + 2L_L)} \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{v} \quad (3.48)$$

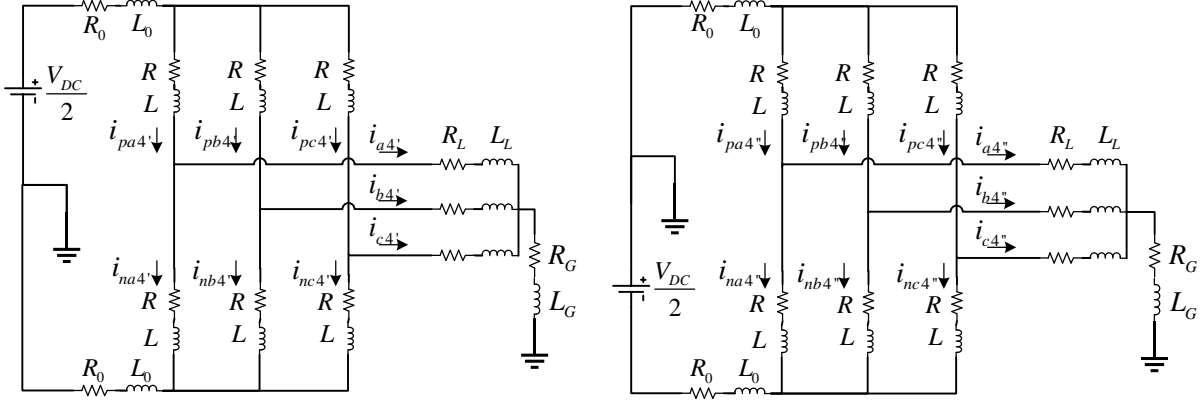
Observa-se pela Figura 3-15b a tensão de sequência zero da rede gera correntes que nas fases a , b e c que se dividem igualmente entre os ramos dos braços superiores e inferiores (pois esses ramos possuem mesma impedância). Portanto, como correntes nos braços possuem mesma amplitude e sinais opostos, conclui-se que a tensão de sequência zero da rede não gera correntes circulantes. A corrente de rede de sequência zero do Circuito 3 é calculada abaixo.

$$\begin{aligned} \frac{3R_0}{2} \cdot \mathbf{i}_3^0 + \frac{3L_0}{2} \cdot \frac{d\mathbf{i}_3^0}{dt} + \frac{R}{2} \cdot \mathbf{i}_3^0 + \frac{L}{2} \cdot \frac{d\mathbf{i}_3^0}{dt} + R_L \cdot \mathbf{i}_3^0 + L_L \cdot \frac{d\mathbf{i}_3^0}{dt} + 3R_G \cdot \mathbf{i}_3^0 + 3L_G \cdot \frac{d\mathbf{i}_3^0}{dt} &= -\mathbf{S}_0 \cdot \mathbf{v} \\ \frac{d\mathbf{i}_3^0}{dt} &= -\frac{(R + 2R_L + 3R_0 + 6R_G)}{(L + 2L_L + 3L_0 + 6L_G)} \cdot \mathbf{i}_3^0 - \frac{2}{(L + 2L_L + 3L_0 + 6L_G)} \cdot \mathbf{S}_0 \cdot \mathbf{v} \end{aligned} \quad (3.49)$$

iv. Circuito 4 – Tensão do *link* DC superior e inferior:

O *link* DC é composto por duas fontes de tensão conectadas a um ponto central. Para simplificar os cálculos, o Circuito 4 é dividido em duas partes, conforme mostra a Figura 3-16.

Figura 3-16 - Circuitos parciais do MMC a 4 fios considerando as tensões do lado DC.



Fonte: Produção da própria autora.

Observa-se que os circuitos da Figura 3-16 são similares aos circuitos parciais de sequência zero dos braços superiores (mostrado na Figura 3-10b) e inferiores. Portanto, conforme visto anteriormente, as fontes DC não geram correntes de sequência positiva e negativa, conforme mostra a equação (3.50).

$$\mathbf{i}_4^{+,-} = \mathbf{i}_{z4}^{+,-} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

O equacionamento das correntes de rede e circulantes de sequência zero do Circuito 4 é similar ao equacionamento mostrado nas equações de (3.34) a (3.38). A única diferença entre os circuitos está na polaridade das tensões DC, que estão invertidas com relação às tensões de sequência zero dos braços. As equações (3.51) e (3.52) mostram as correntes de sequência zero de rede e circulantes do Circuito 4, respectivamente.

$$\begin{aligned}
\frac{d\mathbf{i}_4^0}{dt} = & -\frac{(R+2R_L+3R_0+6R_G)}{(L+2L_L+3L_0+6L_G)} \cdot \mathbf{i}_{4'}^0 + \frac{1}{(L+2L_L+3L_0+6L_G)} \cdot \begin{bmatrix} V_{DC}/2 \\ V_{DC}/2 \\ V_{DC}/2 \end{bmatrix} + \\
& -\frac{(R+2R_L+3R_0+6R_G)}{(L+2L_L+3L_0+6L_G)} \cdot \mathbf{i}_{4''}^0 - \frac{1}{(L+2L_L+3L_0+6L_G)} \cdot \begin{bmatrix} V_{DC}/2 \\ V_{DC}/2 \\ V_{DC}/2 \end{bmatrix} \quad (3.51) \\
\frac{d\mathbf{i}_4^0}{dt} = & -\frac{(R+2R_L+3R_0+6R_G)}{(L+2L_L+3L_0+6L_G)} \cdot \mathbf{i}_4^0
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{d\mathbf{i}_{z4}^0}{dt} = & -\frac{(R+3R_0)}{(L+3L_0)} \cdot \mathbf{i}_{z4'}^0 + \frac{1}{2(L+3L_0)} \cdot \begin{bmatrix} V_{DC}/2 \\ V_{DC}/2 \\ V_{DC}/2 \end{bmatrix} - \frac{(R+3R_0)}{(L+3L_0)} \cdot \mathbf{i}_{z4''}^0 + \frac{1}{2(L+3L_0)} \cdot \begin{bmatrix} V_{DC}/2 \\ V_{DC}/2 \\ V_{DC}/2 \end{bmatrix} \quad (3.52) \\
\frac{d\mathbf{i}_{z4}^0}{dt} = & -\frac{(R+3R_0)}{(L+3L_0)} \cdot \mathbf{i}_{z4}^0 + \frac{1}{(L+3L_0)} \cdot \begin{bmatrix} V_{DC}/2 \\ V_{DC}/2 \\ V_{DC}/2 \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

As correntes de rede e circulantes do MMC a quatro fios são obtidas através da soma das correntes calculadas nos Circuitos 1 a 4.

As correntes de rede de sequência positiva e negativa são calculadas conforme mostrado em (3.53).

$$\begin{aligned}
\frac{d\mathbf{i}^{+,-}}{dt} = & \frac{d(\mathbf{i}_1^{+,-} + \mathbf{i}_2^{+,-} + \mathbf{i}_3^{+,-})}{dt} = \frac{d\mathbf{i}_1^{+,-}}{dt} + \frac{d\mathbf{i}_2^{+,-}}{dt} + \frac{d\mathbf{i}_3^{+,-}}{dt} = \\
= & \left(-\frac{(R+2R_L)}{(L+2L_L)} \cdot \mathbf{i}_1^{+,-} - \frac{1}{(L+2L_L)} \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{v}_p \right) + \\
& + \left(-\frac{(R+2R_L)}{(L+2L_L)} \cdot \mathbf{i}_2^{+,-} + \frac{1}{(L+2L_L)} \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{v}_n \right) + \\
& + \left(-\frac{(R+2R_L)}{(L+2L_L)} \cdot \mathbf{i}_3^{+,-} + \frac{2}{(L+2L_L)} \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{v} \right) \quad (3.53) \\
\Rightarrow \frac{d\mathbf{i}^{+,-}}{dt} = & -\frac{(R+2R_L)}{(L+2L_L)} \cdot \mathbf{i}^{+,-} - \frac{1}{(L+2L_L)} \cdot \mathbf{S} \cdot (\mathbf{v}_p - \mathbf{v}_n) - \frac{2}{(L+2L_L)} \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{v}
\end{aligned}$$

O mesmo procedimento realizado em (3.53) é feito para as outras correntes, obtendo-se os resultados mostrados pelas equações (3.54), (3.55) e (3.56).

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{i}^0}{dt} = & -\frac{(R+2R_L+3R_0+6R_G)}{(L+2L_L+3L_0+6L_G)} \cdot \mathbf{i}^0 - \frac{1}{(L+2L_L+3L_0+6L_G)} \cdot \mathbf{S}_0 (\mathbf{v}_p - \mathbf{v}_n) - \\ & - \frac{2}{(L+2L_L+3L_0+6L_G)} \cdot \mathbf{S}_0 \cdot \mathbf{v} \end{aligned} \quad (3.54)$$

$$\frac{d\mathbf{i}_z^{+,-}}{dt} = -\frac{R}{L} \cdot \mathbf{i}_z^{+,-} - \frac{1}{2L} \cdot \mathbf{S} \cdot (\mathbf{v}_p + \mathbf{v}_n) \quad (3.55)$$

$$\frac{d\mathbf{i}_z^0}{dt} = -\frac{(R+3R_0)}{(L+3L_0)} \cdot \mathbf{i}_z^0 - \frac{1}{2(L+3L_0)} \cdot \mathbf{S}_0 \cdot (\mathbf{v}_p + \mathbf{v}_n) + \frac{1}{2(L+3L_0)} \cdot \begin{bmatrix} V_{DC} \\ V_{DC} \\ V_{DC} \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

Finalmente, as expressões das correntes de rede e circulante são obtidas a partir da soma das suas componentes sequência positiva e negativa com a parcela de sequência zero. Observa-se que as componentes de corrente de sequência positiva e negativa e sequência zero podem ser expressas em função da corrente total, conforme mostra a equação (3.57).

$$\begin{cases} \mathbf{i}^{+,-} = \mathbf{S} \cdot \mathbf{i} \\ \mathbf{i}^0 = \mathbf{S}_0 \cdot \mathbf{i} \end{cases}, \quad \begin{cases} \mathbf{i}_z^{+,-} = \mathbf{S} \cdot \mathbf{i}_z \\ \mathbf{i}_z^0 = \mathbf{S}_0 \cdot \mathbf{i}_z \end{cases} \quad (3.57)$$

A equação (3.58) mostra a expressão das correntes de rede do MMC a quatro fios. A equação (3.58) é obtida a partir da substituição de (3.57) na soma das equações (3.53) e (3.54). Observa-se pela equação (3.58) que a dinâmica da corrente de rede não é afetada pela corrente circulante. Adicionalmente, esta dinâmica é influenciada pela diferença entre as tensões nos braços superior e inferior. As tensões do *link* DC não influenciam na dinâmica das correntes de rede.

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{i}^{+,-}}{dt} + \frac{d\mathbf{i}^0}{dt} = \frac{d\mathbf{i}}{dt} = & -\frac{(R+2R_L)}{(L+2L_L)} \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{i} - \frac{1}{(L+2L_L)} \cdot \mathbf{S} \cdot (\mathbf{v}_p - \mathbf{v}_n) - \frac{2}{(L+2L_L)} \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{v} - \\ & - \frac{(R+2R_L+3R_0+6R_G)}{(L+2L_L+3L_0+6L_G)} \cdot \mathbf{S}_0 \cdot \mathbf{i} - \frac{1}{(L+2L_L+3L_0+6L_G)} \cdot \mathbf{S}_0 (\mathbf{v}_p - \mathbf{v}_n) - \\ & - \frac{2}{(L+2L_L+3L_0+6L_G)} \cdot \mathbf{S}_0 \cdot \mathbf{v} \end{aligned} \quad (3.58)$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow \frac{d\mathbf{i}}{dt} = & -\left(\frac{(R+2R_L)}{(L+2L_L)} \cdot \mathbf{S} + \frac{(R+2R_L+3R_0+6R_G)}{(L+2L_L+3L_0+6L_G)} \cdot \mathbf{S}_0 \right) \cdot \mathbf{i} - \\ & - \left(\frac{1}{(L+2L_L)} \cdot \mathbf{S} + \frac{1}{(L+2L_L+3L_0+6L_G)} \cdot \mathbf{S}_0 \right) \cdot (\mathbf{v}_p - \mathbf{v}_n + 2\mathbf{v}) \end{aligned}$$

A expressão (3.59) mostra as correntes circulantes do MMC a quatro fios. Esta expressão é obtida a partir da substituição da equação (3.57) na soma das equações (3.55) e (3.56). A equação (3.59) mostra que as tensões e correntes de rede não influenciam na dinâmica das correntes circulantes. Observa-se pela equação que a dinâmica das correntes circulantes é afetada pela soma das tensões dos braços superior e inferior e pela tensão de *link* DC.

$$\begin{aligned}
\frac{d\mathbf{i}_z^{+,-}}{dt} + \frac{d\mathbf{i}_z^0}{dt} = \frac{d\mathbf{i}_z}{dt} = & -\frac{R}{L} \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{i}_z - \frac{1}{2L} \cdot \mathbf{S} \cdot (\mathbf{v}_p + \mathbf{v}_n) - \frac{(R+3R_0)}{(L+3L_0)} \cdot \mathbf{S}_0 \cdot \mathbf{i}_z - \\
& - \frac{1}{2(L+3L_0)} \cdot \mathbf{S}_0 \cdot (\mathbf{v}_p + \mathbf{v}_n) + \frac{1}{2(L+3L_0)} \cdot \begin{bmatrix} V_{DC} \\ V_{DC} \\ V_{DC} \end{bmatrix} \\
\Rightarrow \frac{d\mathbf{i}_z}{dt} = & -\left(\frac{R}{L} \cdot \mathbf{S} + \frac{(R+3R_0)}{(L+3L_0)} \cdot \mathbf{S}_0 \right) \cdot \mathbf{i}_z - \left(\frac{1}{2L} \cdot \mathbf{S} + \frac{1}{2(L+3L_0)} \cdot \mathbf{S}_0 \right) \cdot (\mathbf{v}_p + \mathbf{v}_n) + \\
& + \frac{1}{2(L+3L_0)} \cdot \begin{bmatrix} V_{DC} \\ V_{DC} \\ V_{DC} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.59}$$

Com o intuito de simplificar as equações (3.58) e (3.59), a partir deste ponto são criadas duas novas variáveis. A primeira representa a soma das tensões nos braços superior e inferior (\mathbf{v}_z). A segunda representa a tensão de Thévenin equivalente na saída do MMC (conforme visto no item anterior) que é dada pela metade da diferença entre as tensões no braço inferior e superior (\mathbf{v}_s). As duas variáveis são mostradas abaixo.

$$\begin{cases} \mathbf{v}_z = \mathbf{v}_p + \mathbf{v}_n \\ \mathbf{v}_s = \frac{1}{2} \cdot (\mathbf{v}_n - \mathbf{v}_p) \end{cases} \tag{3.60}$$

Substituindo-se a equação (3.60) nas equações (3.58) e (3.59) obtém-se o resultado mostrado pelas equações (3.61) e (3.62).

$$\begin{aligned}
\frac{d\mathbf{i}}{dt} = & -\overbrace{\left(\frac{(R+2R_L)}{(L+2L_L)} \cdot \mathbf{S} + \frac{(R+2R_L+3R_0+6R_G)}{(L+2L_L+3L_0+6L_G)} \cdot \mathbf{S}_0 \right)}^A \cdot \mathbf{i} - \\
& - \left(\frac{1}{(L+2L_L)} \cdot \mathbf{S} + \frac{1}{(L+2L_L+3L_0+6L_G)} \cdot \mathbf{S}_0 \right) \cdot (-2\mathbf{v}_s + 2\mathbf{v})
\end{aligned} \tag{3.61}$$

$$\frac{d\mathbf{i}_z}{dt} = -\left(\frac{R}{L} \cdot \mathbf{S} + \frac{(R+3R_0)}{(L+3L_0)} \cdot \mathbf{S}_0\right) \cdot \mathbf{i}_z - \left(\frac{1}{2L} \cdot \mathbf{S} + \frac{1}{2(L+3L_0)} \cdot \mathbf{S}_0\right) \cdot \mathbf{v}_z + \frac{1}{2(L+3L_0)} \cdot \begin{bmatrix} V_{DC} \\ V_{DC} \\ V_{DC} \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

As expressões (3.61) e (3.62) mostram que as correntes de rede e circulantes são independentes entre si. As expressões acima mostram que há acoplamento entre as fases a , b e c das correntes de rede (pois a matriz A não é uma matriz identidade) e acoplamento entre as fases a , b e c das correntes circulantes (pois a matriz B não é uma matriz identidade).

Caso as resistências e indutâncias do lado DC ($R_0 = 0$ e $L_0 = 0$) e do ponto de neutro da rede ($R_G = 0$ e $L_G = 0$) sejam desprezadas (e dado que a soma das matrizes \mathbf{S} e \mathbf{S}_0 é a matriz identidade) o acoplamento entre as fases deixa de existir, conforme mostram as equações (3.63) e (3.64). Este resultado mostra que a dinâmica das correntes se torna mais simples, permitindo o controle de cada corrente de forma independente.

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{i}}{dt} &= -\left(\frac{(R+2R_L)}{(L+2L_L)} \cdot (\mathbf{S} + \mathbf{S}_0)\right) \cdot \mathbf{i} - \left(\frac{1}{(L+2L_L)} \cdot (\mathbf{S} + \mathbf{S}_0)\right) \cdot (-2\mathbf{v}_s + 2\mathbf{v}) \\ &= -\frac{(R+2R_L)}{(L+2L_L)} \cdot \mathbf{i} - \frac{1}{(L+2L_L)} \cdot (-2\mathbf{v}_s + 2\mathbf{v}) \end{aligned} \quad (3.63)$$

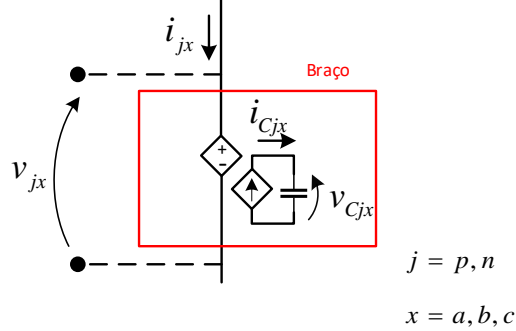
$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{i}_z}{dt} &= -\left(\frac{R}{L} \cdot (\mathbf{S} + \mathbf{S}_0)\right) \cdot \mathbf{i}_z - \left(\frac{1}{2L} \cdot (\mathbf{S} + \mathbf{S}_0)\right) \cdot \mathbf{v}_z + \frac{1}{2(L+3L_0)} \cdot \begin{bmatrix} V_{DC} \\ V_{DC} \\ V_{DC} \end{bmatrix} \\ &= -\left(\frac{R}{L}\right) \cdot \mathbf{i}_z - \left(\frac{1}{2L}\right) \cdot \mathbf{v}_z + \frac{1}{2(L+3L_0)} \cdot \begin{bmatrix} V_{DC} \\ V_{DC} \\ V_{DC} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.64)$$

As correntes $\mathbf{i}^{+,-}$, \mathbf{i}^0 , $\mathbf{i}_z^{+,-}$, e \mathbf{i}_z^0 (mostradas nas equações (3.53), (3.54), (3.55) e (3.56)) possuem relação direta com as correntes \mathbf{i}_o , \mathbf{i}_m , \mathbf{i}_s e \mathbf{i}_z , definidas por Perez [3], [32], conforme pode ser visto no Anexo C. Porém, neste trabalho optou-se por equacionar a dinâmica das correntes de rede e de correntes circulantes sem separar as componentes de sequências positiva e negativa das componentes de sequência zero. Desta forma, conforme será visto no capítulo 4, obtém-se uma relação direta entre as correntes circulantes e de rede na variação da soma e da diferença das tensões nos capacitores dos braços superiores e inferiores de cada fase do MMC.

3.2.2. Equacionamento das tensões nos capacitores

Conforme mostrado na figura Figura 3-7, o modelo de submódulo adotado neste trabalho é composto por uma fonte de tensão controlada ligada a cada braço do MMC, cada fonte de tensão é acoplada a uma fonte de corrente ligada a um capacitor. O equivalente de cada braço do MMC adotado neste trabalho é mostrado pela na Figura 3-17.

Figura 3-17 – Detalhe do modelo do submódulo.



Fonte: Produção da própria autora.

A derivada de tensão do capacitor é proporcional à sua corrente, conforme mostra a equação (3.65).

$$C_{eq} \frac{dv_{Cjx}}{dt} = i_{Cjx} \quad (3.65)$$

Conforme dito anteriormente, o circuito equivalente de cada braço considera que, em regime permanente os sinais de modulação dos submódulos que formam cada braço são iguais entre si, conforme mostram (3.66) e (3.67).

$$m_{1x} = \dots = m_{Nx} = m_{px} \quad (3.66)$$

$$m_{N+1x} = \dots = m_{2Nx} = m_{nx} \quad (3.67)$$

As correntes nos capacitores equivalentes dos braços superiores e inferiores são calculadas por (3.68).

$$i_{Cjx} = m_{jx} \cdot i_{jx} \quad \begin{cases} j = p, n \\ x = a, b, c \end{cases} \quad (3.68)$$

A tensão equivalente em cada braço pode ser calculada como a soma das tensões no lado AC de cada SM. Como os índices de modulação são iguais para todos os submódulos do braço, a tensão equivalente dos braços superior e inferior podem ser calculadas conforme (3.69) e (3.70) respectivamente.

$$v_{px} = \sum_{i=1}^N m_{px} \cdot v_{Cix} = m_{px} \cdot \sum_{i=1}^N v_{Cix} = m_{px} \cdot v_{Cpx} \quad (3.69)$$

$$v_{nx} = \sum_{i=N+1}^{2N} m_{nx} \cdot v_{Cix} = m_{nx} \cdot \sum_{i=N+1}^{2N} v_{Cix} = m_{nx} \cdot v_{Cnx} \quad (3.70)$$

Isolando-se os índices de modulação das equações (3.69) e (3.70) e substituindo-se na equação (3.68) obtém-se o resultado mostrado em .

$$i_{Cjx} = \frac{v_{jx}}{v_{Cjx}} \cdot i_{jx} \quad \begin{cases} j = p, n \\ x = a, b, c \end{cases} \quad (3.71)$$

Substituindo a equação (3.71) na equação (3.65), obtém-se (3.72).

$$\begin{aligned} C_{eq} \frac{dv_{Cjx}}{dt} &= \frac{v_{jx}}{v_{Cjx}} i_{jx} \rightarrow C_{eq} \cdot v_{Cjx} \cdot \frac{dv_{Cjx}}{dt} = v_{jx} \cdot i_{jx} \\ \frac{C_{eq}}{2} \frac{dv_{Cjx}^2}{dt} &= v_{jx} \cdot i_{jx} \end{aligned} \quad (3.72)$$

A equação (3.72) pode ser reescrita como duas equações matriciais (cada matriz representado as tensões nas fases a, b e c nos braços superiores ou inferiores) conforme mostram as equações (3.73) e (3.74), onde os vetores λ_{Cp} e λ_{Cn} são definidos de acordo com (3.75). O operador $(\cdot)^3$ denota multiplicação ponto a ponto entre dois vetores.

$$\frac{d\lambda_{Cp}}{dt} = \frac{2}{C} \cdot \mathbf{v}_p \cdot \mathbf{i}_p \quad (3.73)$$

$$\frac{d\lambda_{Cn}}{dt} = \frac{2}{C} \cdot \mathbf{v}_n \cdot \mathbf{i}_n \quad (3.74)$$

$$\lambda_{Cp} = \begin{bmatrix} v_{Cpa}^2 \\ v_{Cpb}^2 \\ v_{Cpc}^2 \end{bmatrix}, \quad \lambda_{Cn} = \begin{bmatrix} v_{Cna}^2 \\ v_{Cnb}^2 \\ v_{Cnc}^2 \end{bmatrix} \quad (3.75)$$

³ Exemplo de multiplicação ponto a ponto: $\mathbf{v}_p \cdot \mathbf{i}_p = \begin{bmatrix} v_{pa} \cdot i_{pa} \\ v_{pb} \cdot i_{pb} \\ v_{pc} \cdot i_{pc} \end{bmatrix}$

A partir da equação (3.60), encontra-se que \mathbf{v}_p e \mathbf{v}_n podem ser escritos conforme mostra (3.76).

$$\begin{cases} \mathbf{v}_p = -\mathbf{v}_s + \frac{\mathbf{v}_z}{2} \\ \mathbf{v}_n = \mathbf{v}_s + \frac{\mathbf{v}_z}{2} \end{cases} \quad (3.76)$$

Reescrevendo as equações (3.73) e (3.74), encontra-se (3.77) e (3.78) [33].

$$\frac{d\lambda_{Cp}}{dt} = \frac{2}{C} \cdot \left(-\mathbf{v}_s + \frac{\mathbf{v}_z}{2} \right) \cdot * \left(\frac{\mathbf{i}}{2} + \mathbf{i}_z \right) \quad (3.77)$$

$$\frac{d\lambda_{Cn}}{dt} = \frac{2}{C} \cdot \left(\mathbf{v}_s + \frac{\mathbf{v}_z}{2} \right) \cdot * \left(-\frac{\mathbf{i}}{2} + \mathbf{i}_z \right) \quad (3.78)$$

Por fim as equações que descrevem as dinâmicas da soma e da diferença dos quadrados das tensões nos capacitores dos braços superiores e inferiores são mostradas pelas equações (3.79) e (3.80). Esta equação será tratada com maiores detalhes no próximo capítulo.

$$\frac{d(\lambda_{Cp} + \lambda_{Cn})}{dt} = \frac{2}{C} \cdot (\mathbf{v}_z \cdot * \mathbf{i}_z - \mathbf{v}_s \cdot * \mathbf{i}) \quad (3.79)$$

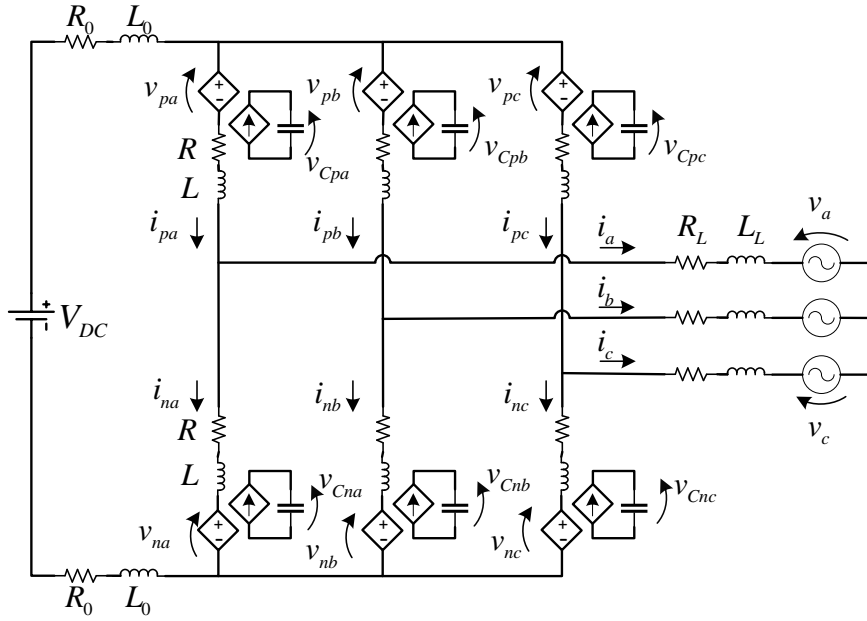
$$\frac{d(\lambda_{Cp} - \lambda_{Cn})}{dt} = \frac{2}{C} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \mathbf{v}_z \cdot * \mathbf{i} - 2 \cdot \mathbf{v}_s \cdot * \mathbf{i}_z \right) \quad (3.80)$$

É importante ressaltar que o equacionamento apresentado neste item é o mesmo para o MMC a três ou quatro fios, portanto não há necessidade de repeti-lo adiante.

3.3. Modelo do MMC 3 fios

A Figura 3-18 mostra o modelo adotado para o MMC trifásico a três fios. É possível observar pela figura que neste modelo as correntes da rede não possuem caminho para a circulação de sequência zero. Portanto, a soma das correntes de rede é nula conforme mostra a equação (3.81).

Figura 3-18 - Modelo do MMC trifásico a 3 fios.



Fonte: Produção da própria autora.

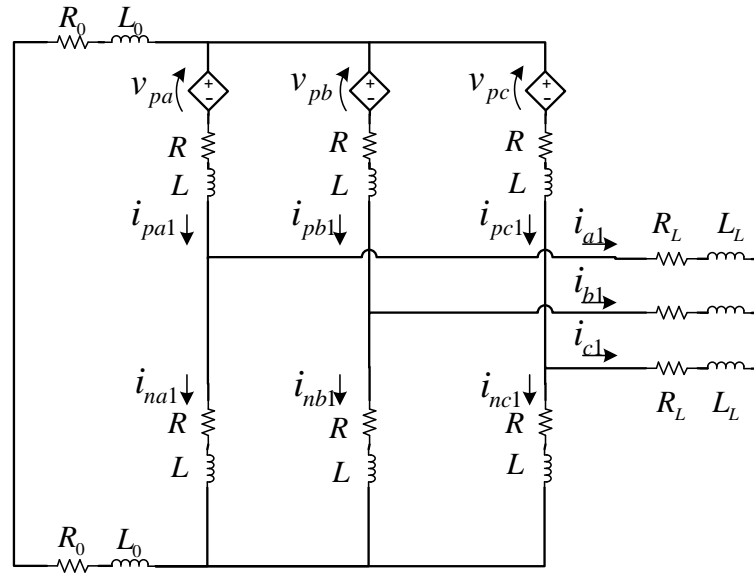
$$(i_{pa} - i_{na}) + (i_{pb} - i_{nb}) + (i_{pc} - i_{nc}) = 0 \quad (3.81)$$

Assim como foi feito para o caso a quatro fios, o sistema a três fios será dividido em quatro circuitos que calculam as correntes do MMC de acordo com cada fonte de tensão analisada.

- i. Circuito 1 – Tensões nos braços superiores:

A Figura 3-19 mostra o Circuito 1 do MMC a três fios que considera apenas as tensões nas fases a , b e c dos braços superiores.

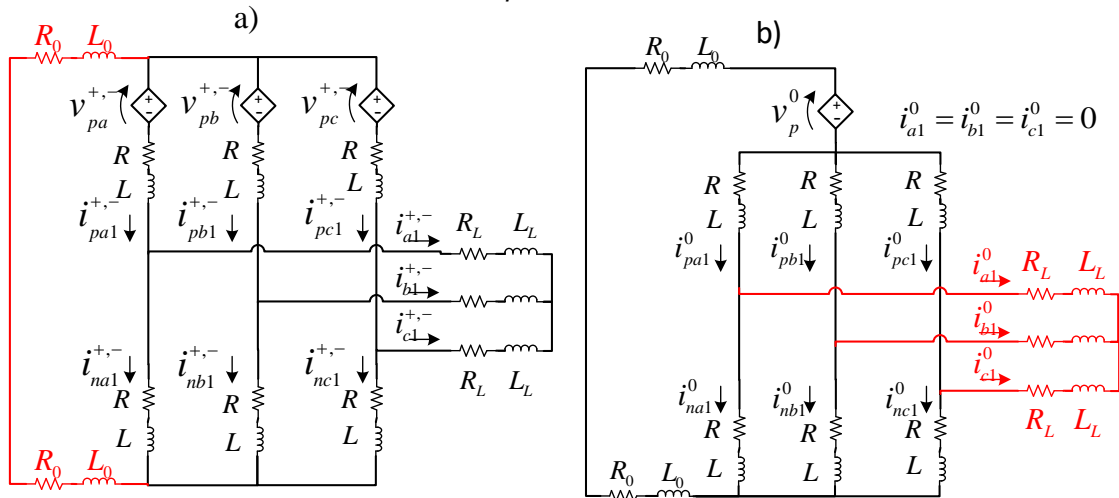
Figura 3-19 - Circuito parcial do MMC a 3 fios considerando apenas as tensões nos braços superiores.



Fonte: Produção da própria autora.

A Figura 3-20 mostra o circuito equivalente de sequência positiva e negativa e o circuito de sequência zero. Observa-se que o circuito equivalente de sequência positiva e negativa é igual ao caso a quatro fios mostrado na Figura 3-10a. Como não circula corrente de rede de sequência zero, o circuito equivalente de sequência zero mostrado na Figura 3-20b apresenta somente parcela de corrente circulante de sequência zero.

Figura 3-20 - a) circuito equivalente de sequência positiva e negativa, b) circuito equivalente para sequência zero.



Fonte: Produção da própria autora.

Como o Circuito 1 de sequência positiva e negativa do MMC a três é igual ao do MMC a quatro fios, as equações de correntes de rede e circulantes de sequência positiva e negativa

ficam iguais. As correntes de rede e circulantes de sequência positiva e negativa do Circuito 1 são dadas pela equação (3.82) e (3.83), respectivamente.

$$\frac{d\mathbf{i}_1^{+,-}}{dt} = -\frac{(R+2R_L)}{(L+2L_L)} \cdot \mathbf{i}_1^{+,-} - \frac{1}{(L+2L_L)} \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{v}_p \quad (3.82)$$

$$\frac{d\mathbf{i}_{z1}^{+,-}}{dt} = -\frac{R}{L} \cdot \mathbf{i}_{z1}^{+,-} - \frac{1}{2L} \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{v}_p \quad (3.83)$$

As correntes de rede de sequência zero do Circuito 1 são nulas, conforme mostra (3.84). As correntes circulantes de sequência zero geradas pelas tensões nos braços superiores são iguais às calculadas para o caso a quatro fios. Estas correntes são mostradas na equação (3.85).

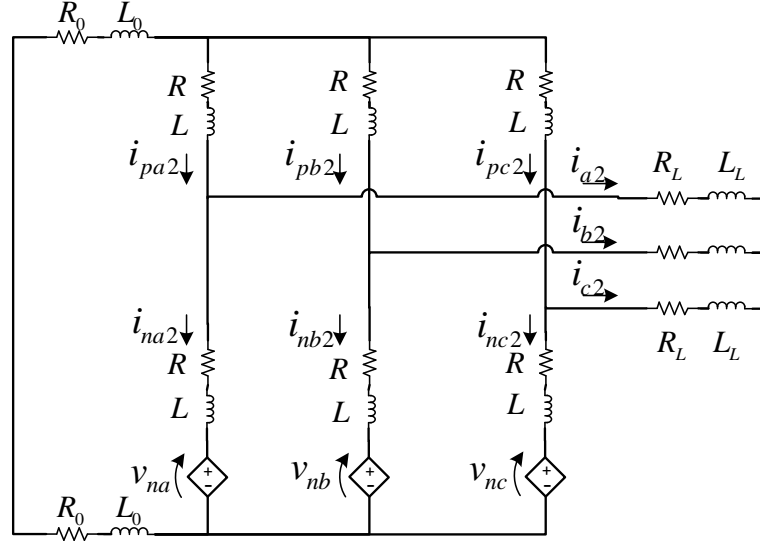
$$\mathbf{i}_1^0 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.84)$$

$$\frac{d\mathbf{i}_{z1}^0}{dt} = -\frac{(R+3R_0)}{(L+3L_0)} \cdot \mathbf{i}_{z1}^0 - \frac{1}{2(L+3L_0)} \cdot \mathbf{S}_0 \cdot \mathbf{v}_p \quad (3.85)$$

ii. Circuito 2 – Tensões nos braços inferiores:

A Figura 3-21 mostra o Circuito 2 do MMC a três fios que considera apenas as tensões nas fases *a*, *b* e *c* dos braços inferiores. O circuito mostrado abaixo é similar ao da Figura 3-19. Observa-se que o circuito de sequência positiva e negativa é igual ao caso do MMC a quatro fios e que só há corrente circulante de sequência zero, assim como mostrado no Circuito 1 do MMC a três fios.

Figura 3-21 - Circuito parcial do MMC a 3 fios considerando apenas as tensões nos braços inferiores.



Fonte: Produção da própria autora.

A equação (3.86) mostra as correntes de rede de sequência positiva e negativa do Circuito 2. A equação (3.87) mostra as correntes circulantes de sequência positiva e negativa. A equação (3.88) mostra as correntes de rede de sequência zero e a equação (3.89) apresenta as correntes circulantes de sequência zero.

$$\frac{d\mathbf{i}_2^{+,-}}{dt} = -\frac{(R+2R_L)}{(L+2L_L)} \cdot \mathbf{i}_2^{+,-} + \frac{1}{(L+2L_L)} \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{v}_n \quad (3.86)$$

$$\frac{d\mathbf{i}_{z2}^{+,-}}{dt} = -\frac{R}{L} \cdot \mathbf{i}_{z2}^{+,-} - \frac{1}{2L} \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{v}_n \quad (3.87)$$

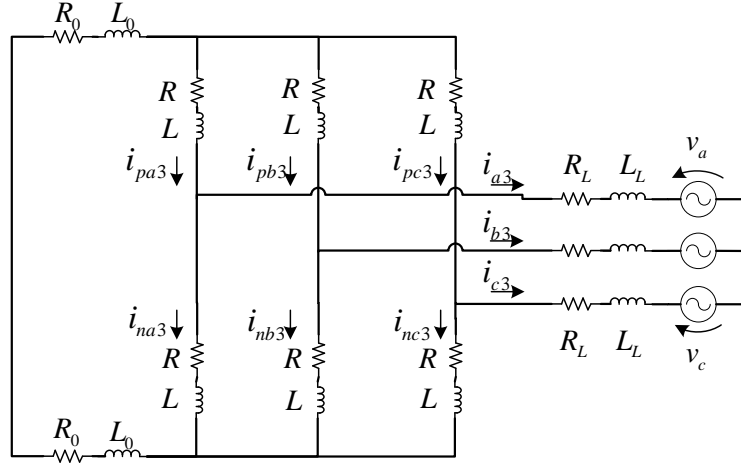
$$\mathbf{i}_2^0 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.88)$$

$$\frac{d\mathbf{i}_{z2}^0}{dt} = -\frac{(R+3R_0)}{(L+3L_0)} \cdot \mathbf{i}_{z2}^0 - \frac{1}{2(L+3L_0)} \cdot \mathbf{S}_0 \cdot \mathbf{v}_n \quad (3.89)$$

iii. Circuito 3 – Tensões da rede:

A Figura 3-22 mostra o Circuito 3 que considera apenas as tensões na rede. A partir da Figura 3-22 observa-se que não há caminho para circulação de correntes de rede e circulantes de sequência zero neste circuito. Também pode-se notar que o circuito de sequência positiva e negativa é igual ao do circuito do MMC a quatro fios.

Figura 3-22 - Circuito parcial do MMC a 3 fios considerando apenas as tensões da rede



Fonte: Produção da própria autora.

As equações (3.90) e (3.91) mostram as correntes de rede e circulantes de sequência positiva e negativa do Circuito 3.

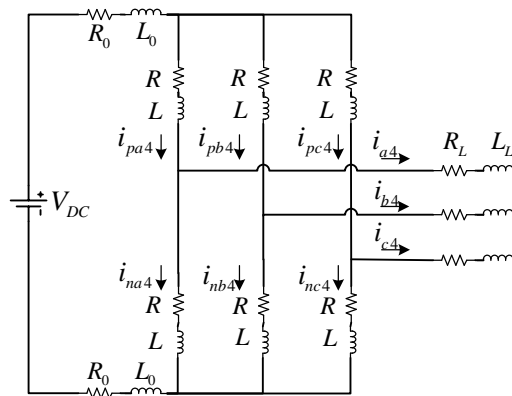
$$\frac{d\mathbf{i}_3^{+,-}}{dt} = -\frac{(R+2R_L)}{(L+2L_L)} \cdot \mathbf{i}_3^{+,-} + \frac{2}{(L+2L_L)} \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{v} \quad (3.90)$$

$$\frac{d\mathbf{i}_{z3}^{+,-}}{dt} = -\frac{R}{L} \mathbf{i}_{z3}^{+,-} \quad (3.91)$$

iv. Circuito 4 – Tensão do link DC:

A Figura 3-23 mostra o Circuito 4 do MMC trifásico a três fios que considera apenas a tensão do *link DC*. Observa-se pela Figura 3-23 que a tensão da V_{DC} injeta apenas correntes de sequência zero, como não há caminho para circulação de corrente de rede de sequência zero, V_{DC} não impõe corrente na rede.

Figura 3-23 - Circuito parcial do MMC a 3 fios considerando a tensão do link DC



Fonte: Produção da própria autora.

A corrente circulante de sequência zero do Circuito 4 é mostrada abaixo.

$$\frac{d\mathbf{i}_{z4}^0}{dt} = -\frac{(R + 3R_0)}{(L + 3L_0)} \cdot \mathbf{i}_{z4}^0 + \frac{1}{2(L + 3L_0)} \cdot \begin{bmatrix} V_{DC} \\ V_{DC} \\ V_{DC} \end{bmatrix} \quad (3.92)$$

A partir da soma de todas as correntes calculadas dos circuitos de 1 a 4, encontram-se as equações das correntes circulantes e de rede do MMC a três fios, conforme mostrado em (3.93) e (3.94). Observa-se que a equação da corrente circulante é a mesma para os casos a três ou quatro fios. Também pode-se notar pela equação (3.93) que a corrente de rede apresenta somente componentes de sequência positiva e negativa, portanto há acoplamento entre as fases a , b e c .

$$\frac{d\mathbf{i}}{dt} = -\frac{(R + 2R_L)}{(L + 2L_L)} \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{i} - \frac{1}{(L + 2L_L)} \cdot \mathbf{S} \cdot (-2\mathbf{v}_s + 2\mathbf{v}) \quad (3.93)$$

$$\frac{d\mathbf{i}_z}{dt} = -\left(\frac{R}{L} \cdot \mathbf{S} + \frac{(R + 3R_0)}{(L + 3L_0)} \cdot \mathbf{S}_0\right) \cdot \mathbf{i}_z - \left(\frac{1}{2L} \cdot \mathbf{S} + \frac{1}{2(L + 3L_0)} \cdot \mathbf{S}_0\right) \cdot \mathbf{v}_z + \frac{1}{2(L + 3L_0)} \cdot \begin{bmatrix} V_{DC} \\ V_{DC} \\ V_{DC} \end{bmatrix} \quad (3.94)$$

Neste capítulo foram apresentados os equacionamentos dos comportamentos das correntes nos braços e tensões nos capacitores de um MMC trifásico operando a três ou quatro fios. Observou-se que os modelos dos comportamentos das tensões nos capacitores e das correntes circulantes são iguais para os casos de três e quatro fios. Além disso, verificou-se que as malhas de corrente de rede do MMC a quatro fios são desacopladas entre si e que para o caso a três fios existe acoplamento entre as correntes de rede. No capítulo 4 é mostrado que controlando-se apenas duas fases da corrente de rede, é possível realizar o desacoplamento das malhas de corrente de rede.

4. ESTRATÉGIA DE CONTROLE PROPOSTA

Estuda-se neste capítulo o MMC trifásico a três fios conectado a uma fonte DC de amplitude fixa com os seguintes objetivos de controle: i) rastrear as correntes de rede com amplitude e fase pré-definidas e ii) regular as tensões individuais em cada submódulo.

O primeiro é facilmente atingido estipulando-se quais são as tensões v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} que impõem as correntes desejadas, podendo ser utilizada qualquer estratégia empregada para conversores trifásicos de dois níveis [48], [49]. O segundo objetivo não é simples, pois existem vários modos de se variarem as tensões nos capacitores, correndo-se o risco de se ter malhas acopladas, onde por exemplo, a regulação das tensões nos capacitores afetaria o rastreamento das correntes de rede. Na proposta apresentada nesta tese, explora-se a decomposição em variáveis de rede e circulantes, apresentada no capítulo 3, que permite que o MMC seja decomposto em dois circuitos desacoplados. Utiliza-se também a análise da sessão 3.2.2 onde se mostra o efeito das variáveis circulantes e de rede em duas variáveis $\lambda_{Cp} + \lambda_{Cn}$ e $\lambda_{Cp} - \lambda_{Cn}$, onde:

$$\lambda_{Cp} = \begin{bmatrix} v_{Cpa}^2 \\ v_{Cpb}^2 \\ v_{Cpc}^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\sum_{i=1}^N v_{Cia} \right)^2 \\ \left(\sum_{i=1}^N v_{Cib} \right)^2 \\ \left(\sum_{i=1}^N v_{Cic} \right)^2 \end{bmatrix}, \quad \lambda_{Cn} = \begin{bmatrix} v_{Cna}^2 \\ v_{Cnb}^2 \\ v_{Cnc}^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\sum_{i=N+1}^{2N} v_{Cia} \right)^2 \\ \left(\sum_{i=N+1}^{2N} v_{Cib} \right)^2 \\ \left(\sum_{i=N+1}^{2N} v_{Cic} \right)^2 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Nota-se que $\lambda_{Cp} + \lambda_{Cn}$ representa algo semelhante à soma das tensões dos capacitores nos $2N$ submódulos de cada fase. Já o termo $\lambda_{Cp} - \lambda_{Cn}$ representa algo semelhante à diferença entre as somas das tensões nos capacitores do braço superior e do inferior para cada fase. Assim, o objetivo final de regular a tensão dos $3 \cdot 2 \cdot N$ capacitores em v_{c_ref} será alcançado por 3 conjuntos de controladores, que agem simultaneamente, porém com atuações completamente desacopladas. São eles:

- “o controlador da soma” que impõe (4.2) resultando em 3 controladores (3 equações):

$$\lambda_{Cp} + \lambda_{Cn} = 2N^2 V_{C_ref}^2 \cdot [1 \ 1 \ 1]^T \quad (4.2)$$

- “o controlador da diferença”, que impõe (4.3) resultando em 3 controladores (3 equações):

$$\lambda_{Cp} - \lambda_{Cn} = [0 \ 0 \ 0]^T \quad (4.3)$$

- “o controlador de equalização das tensões nos capacitores de cada braço”, que força que a tensão em cada capacitor de um braço seja igual à média das N tensões dos capacitores deste braço. Não se regulam a tensões em um valor de tensão pré-fixado, apenas força-se sua equalização, ou seja, impõe-se (4.4), resultando em $6N$ controladores ($6N$ equações):

$$\begin{aligned} v_{Cix} \Big|_{i=1:N; x=a,b,c} &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N v_{Cix} \\ v_{Cix} \Big|_{i=N+1:2N; x=a,b,c} &= \frac{1}{N} \sum_{i=N+1}^{2N} v_{Cix} \end{aligned} \quad (4.4)$$

4.1. Apresentação da estrutura do controle proposta

A estratégia de controle que é proposta neste capítulo foi idealizada a partir do estudo da influência das correntes de rede e circulantes nas tensões dos capacitores dos submódulos. Como foi mostrado no capítulo 3.2.2, a soma e diferença das tensões entre os braços superiores e inferiores de uma determinada fase são dadas por:

$$\frac{d(\lambda_{Cp} + \lambda_{Cn})}{dt} = \frac{2}{C} \cdot (\mathbf{v}_z \cdot \mathbf{i}_z - \mathbf{v}_s \cdot \mathbf{i}) \quad (4.5)$$

$$\frac{d(\lambda_{Cp} - \lambda_{Cn})}{dt} = \frac{2}{C} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \mathbf{v}_z \cdot \mathbf{i} - 2 \cdot \mathbf{v}_s \cdot \mathbf{i}_z \right) \quad (4.6)$$

Considera-se inicialmente que na operação em regime permanente, as correntes e tensões de saída são puramente senoidais. As correntes circulantes e tensões \mathbf{v}_z são consideradas sem harmônicos no ponto de operação, portanto possuem somente uma parcela constante e outra parcela senoidal de frequência fundamental. Desta forma, as tensões e correntes presentes nas equações (4.5) e (4.6) podem ser representadas como a soma de suas parcelas constantes (representadas com o sinal ‘-’ sobre o vetor) com suas parcelas senoidais (representadas com o sinal ‘~’ em cima do vetor), conforme mostra a equação (4.7).

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_z &= \overline{\mathbf{v}}_z + \tilde{\mathbf{v}}_z \\ \mathbf{i}_z &= \overline{\mathbf{i}}_z + \tilde{\mathbf{i}}_z \\ \mathbf{v}_s &= \tilde{\mathbf{v}}_s \\ \mathbf{i} &= \tilde{\mathbf{i}} \end{aligned} \quad (4.7)$$

A equações (4.5) e (4.6) podem ser reescritas para o sistema no ponto de operação em regime permanente conforme mostram (4.8) e (4.9).

$$\frac{d(\lambda_{Cp} + \lambda_{Cn})}{dt} = \frac{2}{C} \cdot \left((\bar{\mathbf{v}}_z + \tilde{\mathbf{v}}_z) \cdot (\bar{\mathbf{i}}_z + \tilde{\mathbf{i}}_z) - \tilde{\mathbf{v}}_s \cdot \tilde{\mathbf{i}} \right) \quad (4.8)$$

$$\frac{d(\lambda_{Cp} - \lambda_{Cn})}{dt} = \frac{2}{C} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot (\bar{\mathbf{v}}_z + \tilde{\mathbf{v}}_z) \cdot \tilde{\mathbf{i}} - 2 \cdot \tilde{\mathbf{v}}_s \cdot (\bar{\mathbf{i}}_z + \tilde{\mathbf{i}}_z) \right) \quad (4.9)$$

As equações (4.8) e (4.9) podem ser divididas em duas parcelas, uma parcela de média não nula e outra de média nula, conforme mostram as equações (4.10) e (4.11). As parcelas de média nula mostradas em (4.10) e (4.11) são desconsideradas na análise feita a seguir, pois essas parcelas contribuem apenas para a ondulação das tensões nos braços.

$$\frac{d(\lambda_{Cp} + \lambda_{Cn})}{dt} = \frac{2}{C} \cdot \overbrace{(\bar{\mathbf{v}}_z \cdot \bar{\mathbf{i}}_z + \tilde{\mathbf{v}}_z \cdot \tilde{\mathbf{i}}_z - \tilde{\mathbf{v}}_s \cdot \tilde{\mathbf{i}})}^{\text{Parcela de média não nula}} + \frac{2}{C} \cdot \overbrace{(\bar{\mathbf{v}}_z \cdot \tilde{\mathbf{i}}_z + \tilde{\mathbf{v}}_z \cdot \bar{\mathbf{i}}_z)}^{\text{Parcela de média nula}} \quad (4.10)$$

$$\frac{d(\lambda_{Cp} - \lambda_{Cn})}{dt} = \frac{2}{C} \cdot \underbrace{\left(\frac{1}{2} \cdot \tilde{\mathbf{v}}_z \cdot \tilde{\mathbf{i}} - 2 \cdot \tilde{\mathbf{v}}_s \cdot \tilde{\mathbf{i}}_z \right)}_{\text{Parcela de média não nula}} + \frac{2}{C} \cdot \underbrace{\left(\frac{1}{2} \cdot \bar{\mathbf{v}}_z \cdot \tilde{\mathbf{i}} - 2 \cdot \tilde{\mathbf{v}}_s \cdot \bar{\mathbf{i}}_z \right)}_{\text{Parcela de média nula}} \quad (4.11)$$

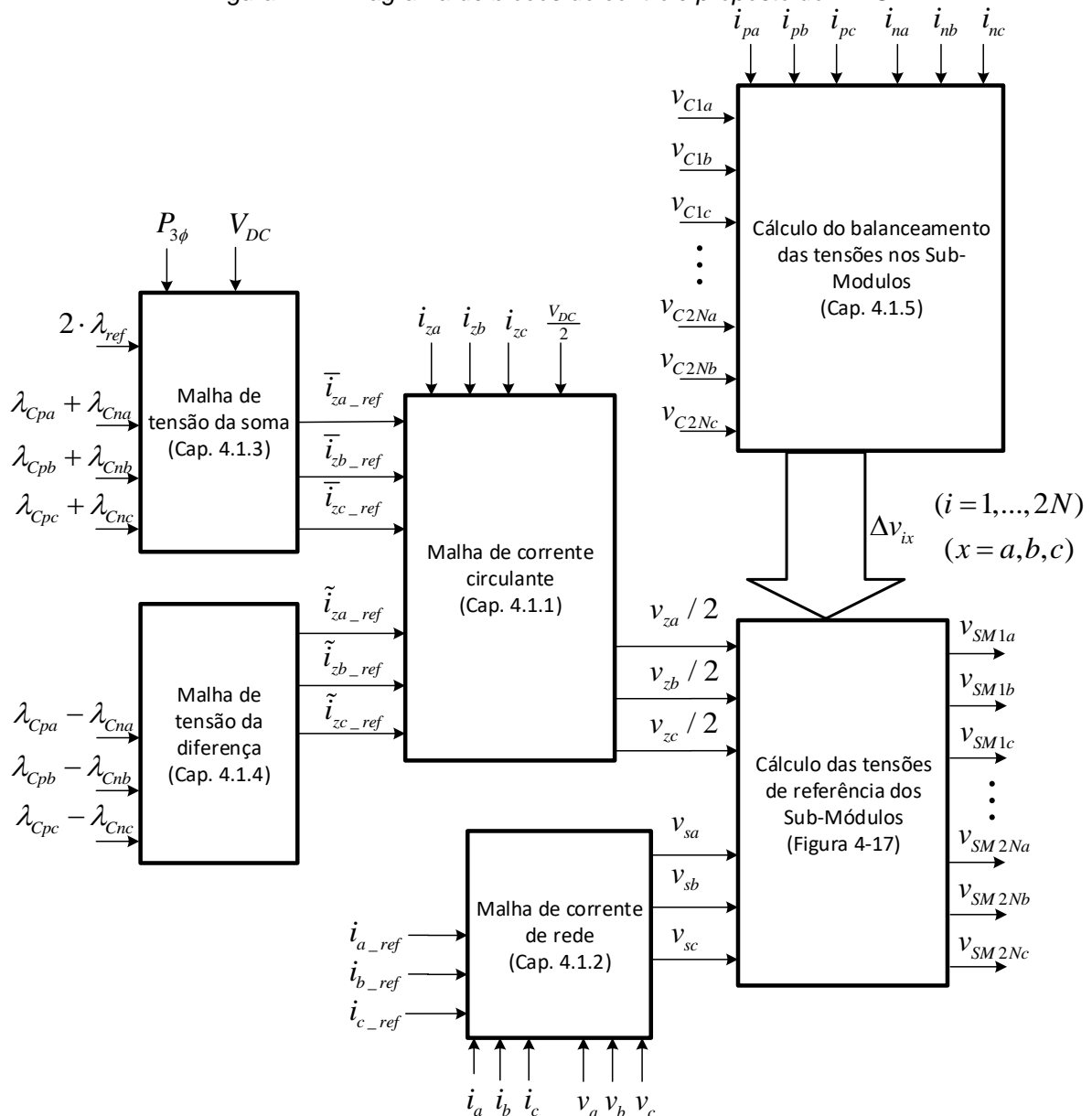
A equação (4.10) mostra que a potência injetada do lado AC do MMC (esta potência é dada pelo valor médio do produto $\tilde{\mathbf{v}}_s \cdot \tilde{\mathbf{i}}$) influencia a dinâmica da soma $\lambda_{Cp} + \lambda_{Cn}$. O produto $\bar{\mathbf{v}}_z \cdot \bar{\mathbf{i}}_z$ também afeta a dinâmica mostrada pela equação (4.10). As parcelas $\tilde{\mathbf{v}}_s \cdot \tilde{\mathbf{i}}$ e $\bar{\mathbf{v}}_z \cdot \bar{\mathbf{i}}_z$ representam as potências nos lados AC e DC do conversor MMC, respectivamente. A diferença entre estas parcelas de potência é absorvida pelos submódulos do MMC. Esta dinâmica também é influenciada por $\tilde{\mathbf{v}}_z \cdot \tilde{\mathbf{i}}_z$; porém, como será mostrado adiante, é uma parcela muito pequena⁴ quando comparada às demais e pode ser desconsiderada.

Observa-se pela equação (4.11) que as parcelas $\bar{\mathbf{v}}_z$ e $\bar{\mathbf{i}}_z$ não afetam a dinâmica de $\lambda_{Cp} - \lambda_{Cn}$. As parcelas de tensão e corrente $\tilde{\mathbf{v}}_z$ e $\tilde{\mathbf{i}}_z$ influenciam esta dinâmica. É mostrado neste capítulo que essas duas parcelas são importantes para o controle da diferença das tensões dos capacitores dos braços superiores e inferiores.

⁴ A corrente circulante AC utilizada na malha da diferença de tensão apresenta amplitudes menores que 0.1 pu. Portanto, sua amplitude é muito menor que a corrente de rede.

A partir da análise da dinâmica das tensões nos capacitores dos submódulos nos braços propõe-se a estratégia de controle mostrada pela Figura 4-1. A estratégia de controle proposta consiste em duas malhas de tensão e duas malhas de corrente para cada fase do MMC. A descrição das malhas de controle é realizada a seguir. É importante ressaltar que este trabalho se foca em aplicações onde o conversor MMC impõe uma potência P fixa na rede (lado AC). Desta forma, o controle do balanço de potência do conversor é ajustado a partir da corrente circulante média \bar{i}_z . Neste trabalho não serão estudados casos de despacho de potência a partir do lado DC (casos de despacho de energia fotovoltaico por exemplo) onde a corrente \bar{i}_z é pré-determinada e varia-se a potência na saída AC.

Figura 4-1 – Diagrama de blocos do controle proposto do MMC.

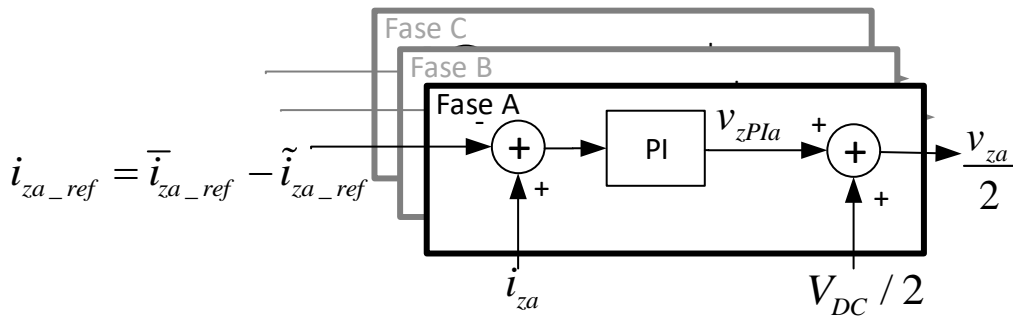


Fonte: Produção da própria autora.

4.1.1. Malha da corrente circulante

A malha de corrente circulante rastreia as parcelas de corrente DC (\bar{i}_z) e senoidais (\tilde{i}_z) das correntes circulantes simultaneamente. A Figura 4-2 mostra o diagrama de blocos dos controladores das correntes circulantes. A partir da figura observa-se que são usados três controladores idênticos que controlam as fases *a*, *b* e *c* de forma independente. O controle das malhas é realizado por controladores PI.

Figura 4-2 – Diagrama de blocos do controle de corrente circulante.



Fonte: Produção da própria autora.

Conforme mostra o capítulo 3, as correntes circulantes e de rede são totalmente desacopladas; portanto seu controle é feito de forma independente. No mesmo capítulo observa-se que quando as impedâncias do *link DC* são desprezadas o acoplamento entre as fases *a*, *b* e *c* das correntes circulantes desaparece. Neste trabalho as impedâncias de *link DC* foram desprezadas para a modelagem das plantas das malhas de corrente. A equação do comportamento das correntes circulantes, conforme calculado em (3.94) e considerando-se $R_0 = 0$ e $L_0 = 0$, é mostrada em (4.12).

$$\frac{d\mathbf{i}_z}{dt} = -\frac{R}{L} \cdot \mathbf{i}_z - \frac{1}{2L} \cdot \mathbf{v}_z + \frac{1}{2L} \cdot \begin{bmatrix} V_{DC} \\ V_{DC} \\ V_{DC} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Observa-se que a equação (4.12) não apresenta acoplamento entre as fases, é possível reescrevê-la na sua forma escalar, conforme mostrado em (4.13).

$$\begin{aligned} \frac{di_{zx}}{dt} &= -\frac{R}{L} \cdot i_{zx} - \frac{v_{zx}}{2L} + \frac{V_{DC}}{2L} & (x = a, b, c) \\ L \cdot \frac{di_{zx}}{dt} + R \cdot i_{zx} &= -\frac{v_{zx}}{2} + \frac{V_{DC}}{2} \end{aligned} \quad (4.13)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace para o sistema mostrado em (4.13), obtém-se (4.14).

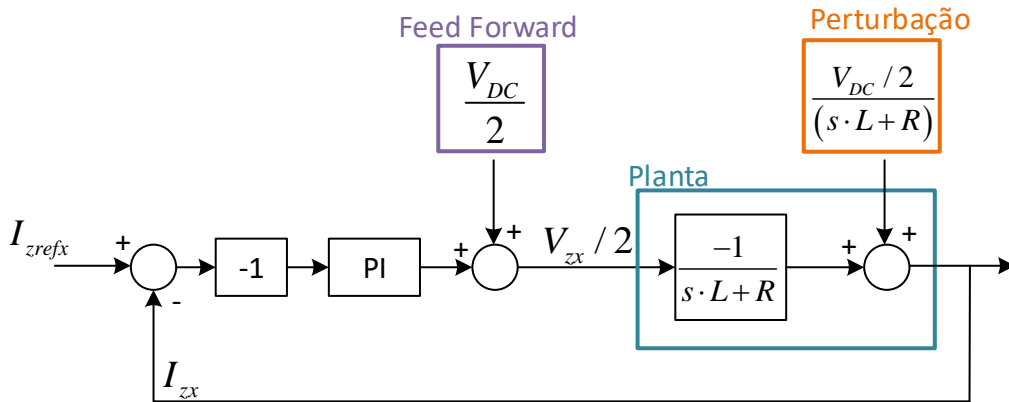
$$I_{zx}(s) = -\frac{V_{zx}(s)/2}{(s \cdot L + R)} + \frac{V_{DC}(s)/2}{(s \cdot L + R)} \quad (x = a, b, c) \quad (4.14)$$

A função de transferência utilizada para o ajuste do controle de rastreamento das correntes circulantes é mostrada em (4.15), correspondendo à primeira parcela da equação (4.14). A segunda parcela corresponde à perturbação causada por V_{DC} , cujo efeito pode ser minimizado pela inclusão de uma parcela *feed forward* no controlador, como feito na Figura 4-3. Também é possível o projeto de um controlador que a rejeite adequadamente.

$$G_{mix}(s) = \frac{I_{zx}(s)}{V_{zx}(s)/2} = \frac{-1}{(s \cdot L + R)} \quad (x = a, b, c) \quad (4.15)$$

A Figura 4-3 mostra o diagrama de blocos do sistema de controle de corrente circulante. É importante ressaltar que outros autores controlam as correntes circulantes no sistema $dq0$ [29], [32]. Neste trabalho propõe-se mostrar que é possível controlar as correntes circulantes no sistema abc de forma desacoplada e sem transformações de coordenadas. Além disso, é visto adiante que no sistema abc é possível calcular de forma clara como cada corrente circulante de cada fase influencia as dinâmicas da soma e da diferença das tensões nos capacitores dos braços superiores e inferiores.

Figura 4-3 – Diagrama de blocos da malha de corrente circulante em malha fechada.



Fonte: Produção da própria autora.

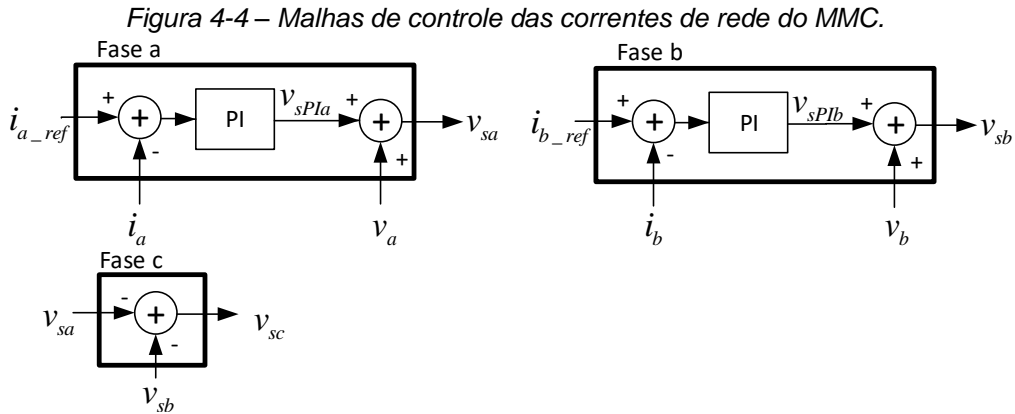
4.1.2. Malha da corrente de rede

O capítulo 3 mostra que os modelos das correntes de rede do MMC são diferentes para os casos a três e quatro fios. Para o caso do MMC a quatro fios é mostrado que as correntes de rede ficam desacopladas quando as impedâncias de *link DC* são desprezadas. Já o caso a três

fios (que é o caso adotado neste trabalho para obtenção de resultados de simulação e experimentais) apresenta acoplamento entre as correntes de rede (que é calculado pelas equações (3.93)), conforme mostra a equação (4.16).

$$\frac{d\mathbf{i}}{dt} = -\frac{(R+2R_L)}{(L+2L_L)} \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{i} - \frac{1}{(L+2L_L)} \cdot \mathbf{S} \cdot (-2\mathbf{v}_s + 2\mathbf{v}) \quad (4.16)$$

O acoplamento entre as correntes de rede é o mesmo acoplamento presente em conversores do tipo fonte de tensão trifásicos de dois níveis a três fios que operam no sistema de coordenadas abc. Existem na literatura inúmeras maneiras de desacoplar esse sistema [50], [51]. Neste trabalho optou-se pelo controle das correntes de rede no sistema abc com o uso de dois controladores, conforme mostra a Figura 4-4. A ação de controle da fase c (v_{sc}) pode ser obtida por $v_{sc} = -v_{sa} - v_{sb}$. Esta escolha é adequada pois desacopla as 3 correntes da rede, como mostrado a seguir.



Fonte: Produção da própria autora.

Considerando no modelo da equação (4.16) que a fase c é função das fases a e b , obtém-se (4.17). Como a fase c é composta por uma combinação linear das fases a e b , bastam dois controladores para o controle das correntes de rede.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} &= -\frac{(R+2R_L)}{(L+2L_L)} \cdot \mathbf{S} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ -i_a - i_b \end{bmatrix} - \frac{1}{(L+2L_L)} \cdot \mathbf{S} \cdot \left(-2 \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ -v_{sa} - v_{sb} \end{bmatrix} + 2 \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ -v_a - v_b \end{bmatrix} \right) \\ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} &= -\frac{(R+2R_L)}{(L+2L_L)} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ -i_a - i_b \end{bmatrix} - \frac{1}{(L+2L_L)} \cdot \left(-2 \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ -v_{sa} - v_{sb} \end{bmatrix} + 2 \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ -v_a - v_b \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (4.17)$$

A partir da segunda linha de (4.17) mostra-se que o novo sistema se torna desacoplado. A equação (4.18) mostra a aplicação da transformada de Laplace no sistema que descreve as correntes de rede para as fases a e b .

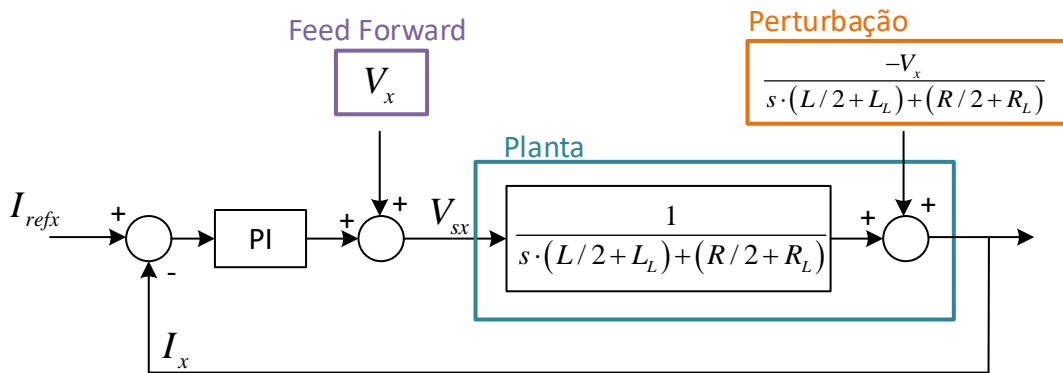
$$I_x(s) = \frac{V_{sx}(s) - V_x(s)}{s \cdot (L/2 + L_L) + (R/2 + R_L)} \quad (x = a, b) \quad (4.18)$$

A partir da aplicação de um *feed forward* para eliminar a perturbação da rede no sistema, é obtida a função de transferência de rastreamento utilizada para o ajuste do controle de corrente de rede, conforme mostra a equação (4.19).

$$G_{mix}(s) = \frac{I_x(s)}{V_{sx}(s)} = \frac{1}{s \cdot (L/2 + L_L) + (R/2 + R_L)} \quad (x = a, b) \quad (4.19)$$

A Figura 4-5 mostra o diagrama de blocos do sistema em malha fechada de controle da corrente de rede do MMC utilizando um controlador PI. Qualquer outro controlador pode ser utilizado. Escolheu-se o PI devido ao seu bom desempenho para o rastreamento de correntes na frequência da rede [51], [52]. Isso certamente contraria pesquisadores [10], [29], [32] que veem a utilização de PI no sistema dq ou então os controladores ressonantes como a solução para o rastreamento de correntes, mas segue-se aqui a linha seguida pelo Laboratório de Eletrônica de Potência da USP (LEP), de se fazer o controle de rastreamento no sistema abc , sem transformações de coordenadas, se possível com controladores simples.

Figura 4-5 – Diagrama de blocos do sistema em malha fechada de controle de corrente de rede.



Fonte: Produção da própria autora.

4.1.3. Malha de controle da soma das tensões nos capacitores

Cada uma das três malhas de controle da soma regula a soma das tensões nos braços superior e inferior de cada fase. A partir da análise mostrada no item 3.2.2 optou-se por regular o quadrado da soma das tensões nos braços superior e inferior (conforme visto no diagrama de

blocos da Figura 4-1) para linearizar o sistema. A Figura 4-6 ilustra o diagrama de blocos dos três controladores empregados, um para cada fase. A ondulação do sinal de erro de tensão, que contém componentes de frequência fundamental e 2ª harmônica, é atenuada por um filtro passa baixas⁵. O comportamento da soma do quadrado da somatória das tensões nos capacitores nos braços inferior e superior é discutida abaixo.

Observa-se pela equação (4.20), deduzida na sessão 4.1, que os termos $\tilde{v}_z \cdot \tilde{i}_z$ e $\tilde{v}_s \cdot \tilde{i}$ geram ondulações de segunda harmônica (resultado do produto entre dois sinais senoidais de frequência fundamental). Os termos $\bar{v}_z \cdot \tilde{i}_z$ e $\tilde{v}_z \cdot \bar{i}$ geram ondulações de frequência fundamental pois são resultado do produto entre sinais de média não nula por sinais senoidais de frequência fundamental.

$$\frac{d(\lambda_{Cp} + \lambda_{Cn})}{dt} = \frac{2}{C} \cdot \left[\overbrace{\bar{v}_z \cdot \bar{i}_z + \tilde{v}_z \cdot \tilde{i}_z - \tilde{v}_s \cdot \tilde{i}}^{\text{Parcela de média não nula}} \right] + \frac{2}{C} \cdot \left[\overbrace{\bar{v}_z \cdot \tilde{i}_z + \tilde{v}_z \cdot \bar{i}_z}^{\text{Parcela de média nula}} \right] \quad (4.20)$$

Gera ondulação de frequência dupla
Gera ondulação de frequência fundamental

O controle da “soma das tensões”⁶ (Figura 4-6) é realizado por um controlador do tipo Proporcional (P), que é justificado neste item. Na saída do controlador é inserido um *Feed Forward* que reduz o efeito da perturbação causada pela potência do MMC injetada na rede P_{AC} , esta perturbação é mostrada na equação (4.21). Esta é uma das cinco parcelas de potência presentes na equação (4.20).

$$P_{AC} = \tilde{v}_s \cdot \tilde{i} \quad (4.21)$$

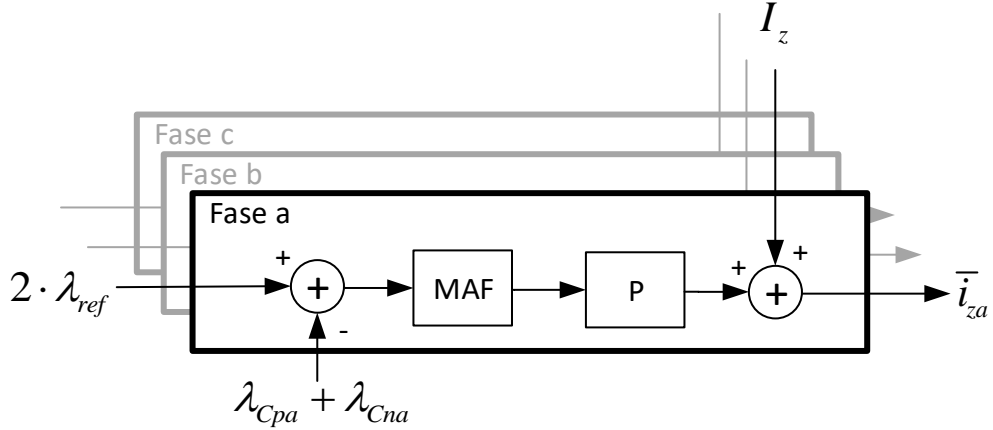
A compensação *feedforward* age no sentido de antecipar a necessidade de um acréscimo na corrente I_z , para acréscimos em P_{AC} , evitando-se afundamento/elevações nas tensões no lado DC dos submódulos. O sinal utilizado para o *feedforward* é calculado por (4.22).

$$I_z = \frac{P_{AC}}{3 \cdot V_{DC}} \quad (4.22)$$

⁵ Na implementação digital será usado o filtro de média móvel pela sua simplicidade e elevada atenuação dos sinais de média nula nas frequências múltiplas da frequência escolhida para ser atenuada.

⁶ A partir deste ponto as expressões soma das tensões e diferença das tensões farão referência respectivamente à i) soma do quadrado da somatória das tensões nos capacitores nos braços inferior e superior de uma fase; ii) da diferença do quadrado da somatória das tensões nos capacitores nos braços superior e inferior de uma fase.

Figura 4-6 – Diagrama de blocos do controle da soma das tensões.



Fonte: Produção da própria autora.

Conforme mostrado anteriormente, a equação que descreve a dinâmica do valor médio da soma das tensões nos capacitores dos braços superior e inferior é obtida eliminando-se as parcelas de média nula da equação (4.20), conforme mostra (4.23).

$$\frac{d(\lambda_{cp} + \lambda_{cn})}{dt} = \frac{2}{C} \cdot (\bar{\mathbf{v}}_z \cdot \mathbf{i}_z + \tilde{\mathbf{v}}_z \cdot \mathbf{i}_z - \tilde{\mathbf{v}}_s \cdot \mathbf{i}) \quad (4.23)$$

Considerando o sistema de controle proposto, a tensão \mathbf{v}_z (que é a tensão imposta pela saída da malha de corrente circulante, conforme mostra a Figura 4-1) é dada pela soma do sinal de *Feed Forward* ($V_{DC}/2$) com o sinal de saída do PI da malha de corrente circulante \mathbf{v}_{zPI} (Figura 4-2). Observa-se que a malha de corrente circulante rastreia correntes DC e correntes senoidais, portanto a tensão \mathbf{v}_z apresenta componente de média não nula e senoidal. A tensão de saída do MMC é dada pela soma da tensão de *Feed Forward* (que é a própria tensão da rede) pela tensão de saída do controlador PI de corrente de rede (que a partir de agora será denominado \mathbf{v}_{sPI}). Portanto, as tensões $\bar{\mathbf{v}}_z$, $\tilde{\mathbf{v}}_z$ e $\tilde{\mathbf{v}}_s$ podem ser expressas de acordo com (4.24).

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{v}}_s &= \tilde{\mathbf{v}} + \tilde{\mathbf{v}}_{sPI} \\ \bar{\mathbf{v}}_s &= 0 \\ \bar{\mathbf{v}}_z &= \begin{bmatrix} V_{DC}/2 \\ V_{DC}/2 \\ V_{DC}/2 \end{bmatrix} + \bar{\mathbf{v}}_{zPI} \\ \tilde{\mathbf{v}}_z &= \tilde{\mathbf{v}}_{zPI} \end{aligned} \quad (4.24)$$

A estratégia de controle proposta neste trabalho realiza o controle da soma das tensões nos braços superior e inferior a partir da corrente circulante média $\bar{\mathbf{i}}_z$. Conforme mostrado

anteriormente (equação (4.10)), uma parcela de potência gerada pela corrente circulante senoidal ($\tilde{\mathbf{v}}_z \cdot \tilde{\mathbf{i}}_z$) e a potência injetada na rede ($\tilde{\mathbf{v}}_s \cdot \tilde{\mathbf{i}}$) causam perturbações neste sistema. É razoável considerar que a perturbação causada pela potência gerada pela corrente circulante senoidal é desprezível quando comparada à perturbação causada pela injeção de potência ativa na rede. Conforme é mostrado adiante, a amplitude da tensão $\tilde{\mathbf{v}}_z$ e da corrente circulante senoidal ($\tilde{\mathbf{i}}_z$), necessários para o controle da diferença das tensões são muito inferiores aos valores nominais e a potência gerada por essas componentes é muito pequena⁷. Desta forma a corrente circulante senoidal é desprezada no modelo do sistema do *loop* de tensão que controla a soma das tensões nos braços superior e inferior.

A partir da substituição da equação (4.24) na equação (4.23) e desprezando a contribuição gerada pela corrente circulante senoidal obtém-se (4.25).

$$\frac{d(\lambda_{Cp} + \lambda_{Cn})}{dt} = \frac{2}{C} \cdot \left(\left(\begin{bmatrix} V_{DC}/2 \\ V_{DC}/2 \\ V_{DC}/2 \end{bmatrix} + \bar{\mathbf{v}}_{zPI} \right) \cdot \tilde{\mathbf{i}}_z - (\tilde{\mathbf{v}} + \tilde{\mathbf{v}}_{sPI}) \cdot \tilde{\mathbf{i}} \right) \quad (4.25)$$

Para um sistema estável e operando em regime permanente é válido considerar que os sinais nas saídas dos controladores PI das correntes de rede (\mathbf{v}_{sPI}) e circulantes (\mathbf{v}_{zPI}) são muito menores que seus respectivos sinais de *Feed Forward* (pois as indutâncias e resistências nos braços e na rede são baixas). Portanto, a equação (4.25) pode ser simplificada conforme mostrado em (4.26).

$$\frac{d(\lambda_{Cp} + \lambda_{Cn})}{dt} \simeq \frac{2}{C} \cdot \left(\frac{V_{DC}}{2} \cdot \tilde{\mathbf{i}}_z - \tilde{\mathbf{v}} \cdot \tilde{\mathbf{i}} \right) \quad (4.26)$$

A parcela média de $\tilde{\mathbf{v}} \cdot \tilde{\mathbf{i}}$ presente na equação (4.26) é o vetor que contém as potências ativas injetadas na rede para cada fase. Neste trabalho considera-se que as correntes injetadas pelo MMC e as tensões na rede são equilibradas, portando as potências injetadas nas fases a, b e c são iguais entre si e definidas conforme (4.27)⁸. Como $\frac{V_{DC}}{2} \cdot \tilde{\mathbf{i}}_z$ é a potência absorvida pelo MMC do seu elo DC, a equação (4.26) representa o balanço de potência entre os lados DC e

⁷ Como os indutores nos braços possuem impedâncias muito maiores que as resistências de perdas, as tensões $\tilde{\mathbf{v}}_z$ e correntes $\tilde{\mathbf{i}}_z$ são praticamente perpendiculares e, portanto, geram potência ativa desprezível.

⁸ Para sistemas desequilibrados basta considerar a contribuição da potência AC em cada fase.

AC, ou seja a potência consumida pelo MMC, responsável por aumentar a soma das tensões nos submódulos.

$$P_a = P_b = P_c = \frac{v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c}{3} = \frac{P_{AC}}{3} \quad (4.27)$$

Substituindo a equação (4.27) em (4.26) e aplicando a transformada de Laplace, obtém-se o resultado mostrado em (4.28).

$$s \cdot (\Lambda_{Cp}(s) + \Lambda_{Cn}(s)) = \frac{2}{C} \cdot \left(\frac{V_{DC}}{2} \cdot \bar{I}_z(s) - \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} P_{AC}(s) \\ P_{AC}(s) \\ P_{AC}(s) \end{bmatrix} \right) \quad (4.28)$$

Como a equação (4.28) apresenta desacoplamento entre as fases a , b e c , e considerando que a perturbação causada pela potência do lado AC pode ser bastante atenuada pela injeção do sinal *feed forward* I_z , a equação (4.28) pode ser reescrita em sua forma escalar conforme mostra a equação (4.29).

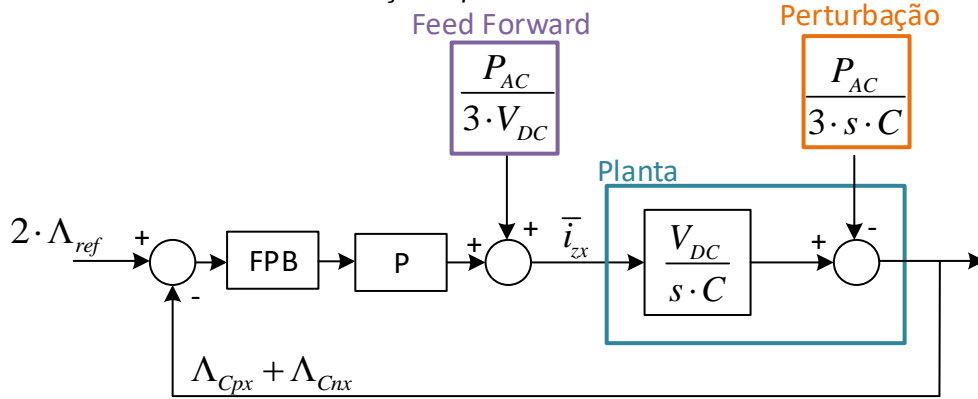
$$s \cdot (\Lambda_{Cpx}(s) + \Lambda_{Cnx}(s)) = \frac{2}{C} \cdot \frac{V_{DC} \cdot \bar{I}_{zx}(s)}{2} \quad (x = a, b, c) \quad (4.29)$$

A partir de (4.29) obtém-se a função de transferência do sistema de controle da soma das tensões nos braços superiores e inferiores em malha aberta, conforme mostra (4.30). Observa-se pela equação que o sistema é de ordem 1 e possui um polo na origem. Como o objetivo do controlador é regular o valor médio da parcela $(\Lambda_{Cpx}(s) + \Lambda_{Cnx}(s))$, conclui-se que a aplicação de um controlador do tipo proporcional é suficiente.

$$G_{mvex}(s) = \frac{(\Lambda_{Cpx}(s) + \Lambda_{Cnx}(s))}{\bar{I}_{zx}} = \frac{V_{DC}}{s \cdot C} \quad (x = a, b, c) \quad (4.30)$$

O diagrama de blocos em malha fechada do controle da soma das tensões nos braços superior e inferior é mostrado pela Figura 4-7. Observa-se pela Figura 4-7 que um filtro passa baixas é aplicado para eliminar as componentes oscilatórias que compõem a ondulação da tensão nos capacitores.

Figura 4-7 – Diagrama de blocos da planta em malha fechada do controle da soma das tensões nos braços superior e inferior.

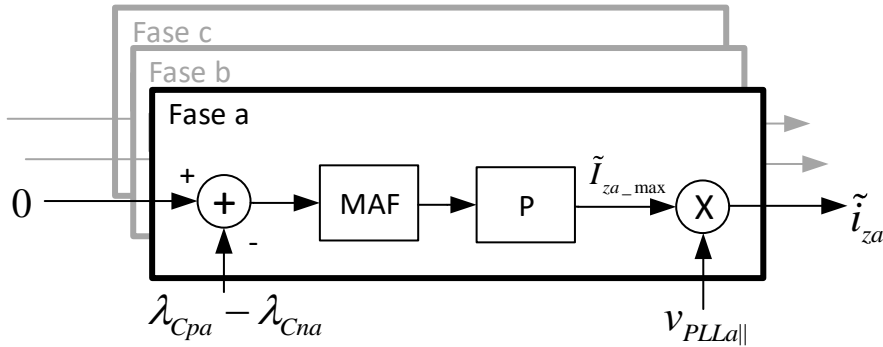


Fonte: Produção da própria autora.

4.1.4. Malha de controle da diferença das tensões nos capacitores

A Figura 4-8 mostra o diagrama de blocos do controlador da malha da diferença de tensões. Observa-se pela figura que é aplicado um controlador P para estas malhas de tensão. Este controlador será justificado neste item. O sinal $v_{PLL\alpha||}$ é um sinal senoidal em fase com a tensão de fase da rede, com amplitude unitária e é justificado neste item. Estas três malhas forçam que a diferença do quadrado da somatória das tensões nos braços superior e inferior seja nula para cada fase.

Figura 4-8 – Diagrama de blocos do controlador da malha da diferença de tensões.



Fonte: Produção da própria autora.

A equação (4.11) que descreve o comportamento da diferença das tensões nos capacitores dos braços superior e inferior é rerepresentada em (4.31).

$$\frac{d(\lambda_{Cp} - \lambda_{Cn})}{dt} = \frac{2}{C} \cdot \underbrace{\left(\frac{1}{2} \cdot \tilde{\mathbf{v}}_z \cdot \tilde{\mathbf{i}} - 2 \cdot \tilde{\mathbf{v}}_s \cdot \tilde{\mathbf{i}}_z \right)}_{\text{Parcela de média não nula}} + \frac{2}{C} \cdot \underbrace{\left(\frac{1}{2} \cdot \bar{\mathbf{v}}_z \cdot \tilde{\mathbf{i}} - 2 \cdot \tilde{\mathbf{v}}_s \cdot \bar{\mathbf{i}}_z \right)}_{\text{Parcela de média nula}} \quad (4.31)$$

O modelo que considera apenas as parcelas de potência de média não nula do sistema é mostrado em (4.32). Observa-se pela equação (4.32) que a aplicação de uma tensão $\tilde{\mathbf{v}}_z$ senoidal ou corrente circulante senoidal ($\tilde{\mathbf{i}}_z$) afeta a diferença entre as tensões nos capacitores dos braços superiores e inferiores. Existem trabalhos [10], [33] que realizam o controle da diferença de tensões a partir da aplicação de uma tensão senoidal $\tilde{\mathbf{v}}_z$ em fase com a corrente de rede $\tilde{\mathbf{i}}$. Observa-se que esta estratégia apresenta problemas para corrente de rede nula, pois o controle proposto em [10] apresenta saída nula para casos em que o MMC não injeta corrente na rede ($\tilde{\mathbf{i}} = 0$). Além disso, os controles de diferença de tensão apresentados em [10] possuem um ganho de +1 ou -1 de acordo com a defasagem entre corrente de saída AC e a tensão da rede, o que torna o controlador não linear, dificultando seu projeto. Este trabalho propõe uma estratégia de controle diferente para esta malha de tensão.

$$\frac{d(\lambda_{Cp} - \lambda_{Cn})}{dt} = \frac{2}{C} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \tilde{\mathbf{v}}_z \cdot \tilde{\mathbf{i}} - 2 \cdot \tilde{\mathbf{v}}_s \cdot \tilde{\mathbf{i}}_z \right) \quad (4.32)$$

O controle proposto para a malha de diferença entre as tensões nos capacitores dos braços superior e inferior baseia-se na inserção de uma corrente circulante senoidal ($\tilde{\mathbf{i}}_z$) em fase com a tensão da rede (\mathbf{v}). Conforme visto na Figura 4-4, a tensão $\tilde{\mathbf{v}}_s$ é dada pela saída do PI da malha de corrente de rede (\mathbf{v}_{sPI}) e da tensão do *Feed Forward* (que é o valor de tensão da rede \mathbf{v}). Para o sistema em regime, como os valores de indutâncias (indutâncias de filtro e dos cabos) e resistências (que representam perdas ôhmicas nos cabos) são baixos, a tensão de saída do PI da malha de corrente é muito pequena quando comparada ao valor de *Feed Forward*. Portanto, a equação (4.32) pode ser expressa de forma aproximada conforme descrito em (4.33).

$$\frac{d(\lambda_{Cp} - \lambda_{Cn})}{dt} = \frac{1}{C} \cdot (\tilde{\mathbf{v}}_z \cdot \tilde{\mathbf{i}} - 4 \cdot \mathbf{v} \cdot \tilde{\mathbf{i}}_z) \quad (4.33)$$

Considerando que as resistências nos fios e as indutâncias são pequenas⁹ (ou seja, uma pequena variação em $\tilde{\mathbf{v}}_z$ causa grandes variações em $\tilde{\mathbf{i}}_z$), pode-se admitir que $\tilde{\mathbf{v}}_z \cdot \tilde{\mathbf{i}} \ll 4 \cdot \mathbf{v} \cdot \tilde{\mathbf{i}}_z$.

⁹ Adotando-se uma abordagem em valores por unidade (pu) como exemplo, para uma impedância total (resistência com indutância) igual a 0.1pu, para se obter 1pu de corrente senoidal circulante, basta injetar 0.1 pu de tensão v_z . Considerando também que a corrente injetada na rede é 1pu (a tensão na saída também é próxima de 1pu) As potências nesse caso são:

$$P = \frac{1}{C} \cdot ((0.1 \cdot v_{base}) \cdot 1 \cdot i_{base} - 4 \cdot (1 \cdot v_{base}) \cdot 1 \cdot i_{base}) = \frac{1}{C} \cdot (0.1 \cdot v_{base} \cdot i_{base} - 4 \cdot v_{base} \cdot i_{base})$$

Conforme dito anteriormente, a tensão na rede é considerada senoidal e equilibrada. Além disso, as correntes $\tilde{\mathbf{i}}_z$ são senoidais e estão em fase com as tensões da rede. As correntes e tensões da rede podem ser expressas conforme mostra a equação (4.34).

$$\begin{aligned} \mathbf{v} &= \begin{bmatrix} V_{\max} \cdot \cos(\omega t) \\ V_{\max} \cdot \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ V_{\max} \cdot \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \\ \tilde{\mathbf{i}}_z &= \begin{bmatrix} \tilde{I}_{za_max} \cdot \cos(\omega t) \\ \tilde{I}_{zb_max} \cdot \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ \tilde{I}_{zc_max} \cdot \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.34)$$

Substituindo os valores de (4.34) em (4.33) e desconsiderando a parcela $\tilde{\mathbf{v}}_z * \tilde{\mathbf{i}}_z$, obtém-se (4.35).

$$\frac{d(\lambda_{Cp} - \lambda_{Cn})}{dt} \simeq \frac{-2 \cdot V_{\max}}{C} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{I}_{za} \\ \tilde{I}_{zb} \\ \tilde{I}_{zc} \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

Como a equação (4.35) apresenta desacoplamento entre as fases a , b e c , o sistema pode ser descrito por três equações independentes. Aplicando-se a transformada de Laplace, encontra-se o resultado mostrado em (4.36) que é a função de transferência da planta da malha de controle da diferença de tensões nos capacitores entre os braços superior e inferior (mostrada em sua forma escalar).

$$G_{mv\Delta x}(s) = \frac{\Lambda_{Cpx}(s) - \Lambda_{Cnx}(s)}{\tilde{I}_{zx}(s)} = \frac{-2 \cdot V_{\max}}{s \cdot C} \quad (x = a, b, c) \quad (4.36)$$

Para a obtenção do sinal de corrente $\tilde{\mathbf{i}}_z$ em fase com a tensão de saída, é preciso rastrear a fase de \mathbf{v} . Para isto é utilizado um rastreador PLL (Phase-Locked Loop) [53], [54]. Na saída do PLL são obtidos os sinais $v_{PLL|a|}$, $v_{PLL|b|}$ e $v_{PLL|c|}$, que são sinais de tensão em fase com as tensões da rede de amplitude unitária. O PLL é explicado no capítulo 6.

As amplitudes das correntes $\tilde{\mathbf{i}}_z$ em fase com as tensões da rede são calculadas pelos controladores da malha de tensão e essas amplitudes são multiplicadas pelos sinais de saída do

Para esse caso, a parcela gerada pela corrente i_z é quarenta vezes maior que a parcela gerada por v_z , caso as impedâncias nos braços sejam menores a diferença é ainda maior.

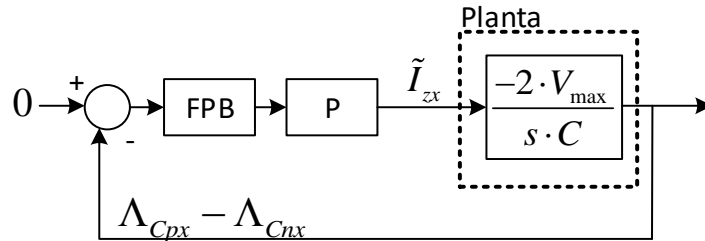
PLL, conforme mostra a Figura 4-8. A equação (4.37) mostra o cálculo da corrente $\tilde{\mathbf{i}}_z$ em função das correntes calculadas pelos controladores P e das saídas do PLL.

$$\tilde{\mathbf{i}}_z = \begin{bmatrix} \tilde{I}_{za_max} \cdot \cos(\omega t) \\ \tilde{I}_{zb_max} \cdot \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ \tilde{I}_{zc_max} \cdot \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{I}_{za_max} \cdot v_{PLL|a|} \\ \tilde{I}_{zb_max} \cdot v_{PLL|b|} \\ \tilde{I}_{zc_max} \cdot v_{PLL|c|} \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

Observa-se pela equação (4.36) que o sistema possui um polo em zero. Além disso os controladores rastreiam sinais de valores constantes (o controlador regula apenas a amplitudes das correntes circulantes senoidais), portanto o controlador do tipo P pode ser empregado sem que haja erro em regime.

O diagrama de blocos do sistema de controle em malha fechada da diferença de tensão entre os capacitores dos braços superior e inferior é mostrado pela Figura 4-9. Nesta malha, assim como na malha de tensão anterior, é aplicado um filtro passa baixas para eliminar as ondulações presentes nos sinais de erro.

Figura 4-9 – Diagrama de blocos em malha fechada do sistema de controle da diferença das tensões nos capacitores dos braços superiores e inferiores.

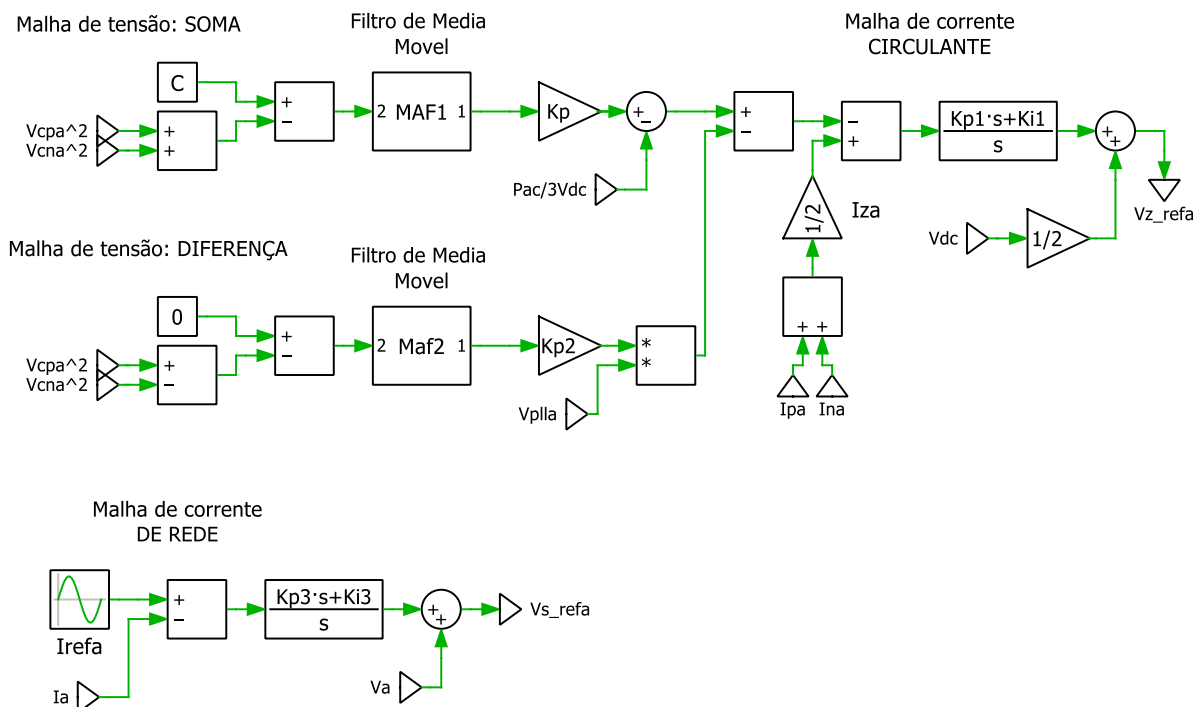


Fonte: Produção da própria autora.

Para ilustrar o controle proposto uma simulação foi realizada no software PLECS. O circuito do MMC utilizado é mostrado pela Figura 4-10, utilizando-se submódulos equivalentes por braço. O problema do balanceamento das tensões nos capacitores dos submódulos individuais pode ser feito separadamente, de modo desacoplado, ou seja, sem perturbar as de regulação da soma e da diferença das tensões, nem as malhas de correntes circulantes e da rede. Nesta simulação preliminar não houve projeto de ajuste dos controladores, estes foram ajustados por tentativa e erro. O objetivo da simulação realizada neste item é validar a estratégia de controle proposta baseada em malhas desacopladas. A proposta de ajuste dos controladores é apresentada no capítulo 4.2.

As malhas de tensão e corrente foram preliminarmente implementadas em tempo contínuo, conforme mostra a Figura 4-11. Inicialmente os ganhos dos controladores foram obtidos por tentativa e erro, visto que esta simulação preliminar foi realizada apenas para mostrar a viabilidade das malhas de controle propostas. A Figura 4-11 mostra todas as malhas de controle da fase *a*, as malhas das outras fases são implementadas de forma análoga, exceto a malha de corrente de rede da fase *c* (conforme mostrado pela Figura 4-4, o conversor MMC operando a três fios possui apenas dois controladores de corrente de rede). Caso o MMC opere a 4 fios, deve-se implementar três malhas de corrente de rede, portanto basta fazer a malha da fase *c* igual às malhas das fases *a* e *b* mostradas na Figura 4-4.

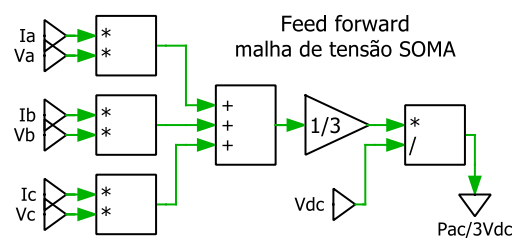
Figura 4-11 – Malhas de tensão e correntes implementadas no tempo contínuo.



Fonte: Produção da própria autora.

O *feed forward* da malha de tensão da soma é calculado conforme mostra a Figura 4-12.

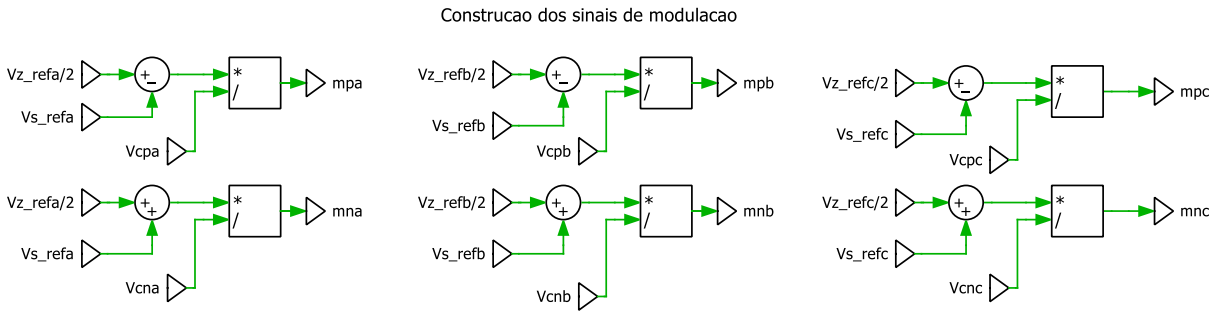
Figura 4-12 – Cálculo do feed forward das malhas de tensão da soma (fases a, b e c).



Fonte: Produção da própria autora.

A partir das malhas de controle mostradas acima são gerados os sinais de modulação para as fontes de tensão e corrente de cada braço, conforme mostra Figura 4-13. Observa-se pela figura que as tensões de referência de cada braço são calculadas conforme (3.76). Estas tensões de referência são normalizadas de acordo com as tensões nos capacitores correspondentes aos respectivos braços. Como o MMC simulado possui três fios, pode-se concluir que V_{s_refc} mostrado na Figura 4-13 é igual a $-V_{s_refa} - V_{s_refb}$.

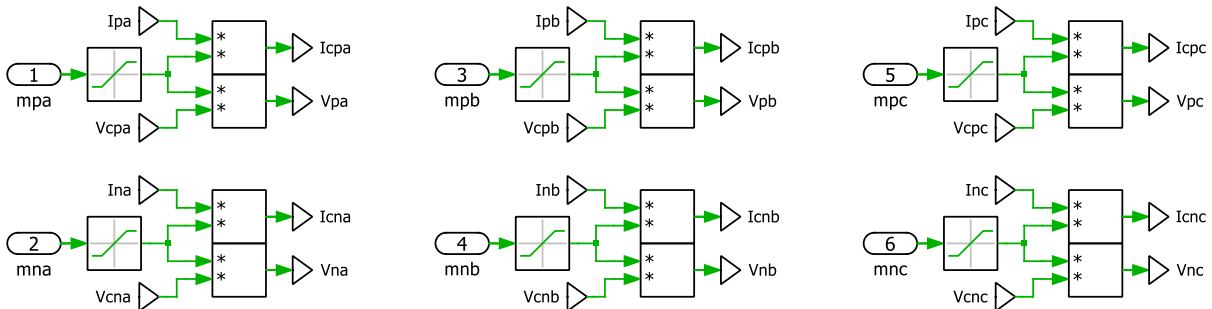
Figura 4-13 – Construção dos sinais de modulação.



Fonte: Produção da própria autora.

De acordo com o modelo adotado, os sinais das tensões nos braços e das correntes nos capacitores são calculados conforme (3.26). A Figura 4-14 mostra o cálculo dessas correntes e tensões na simulação. Observa-se pela figura que uma saturação foi aplicada nos sinais de modulação, isto se deve ao fato de os sinais de modulação devem ser valores entre 0 e 1. Nesta simulação preliminar, os efeitos de chaveamento são desconsiderados, portanto, os valores de modulação variam continuamente de 0 a 1.

Figura 4-14 – Cálculo das tensões nos braços e das correntes nos capacitores.

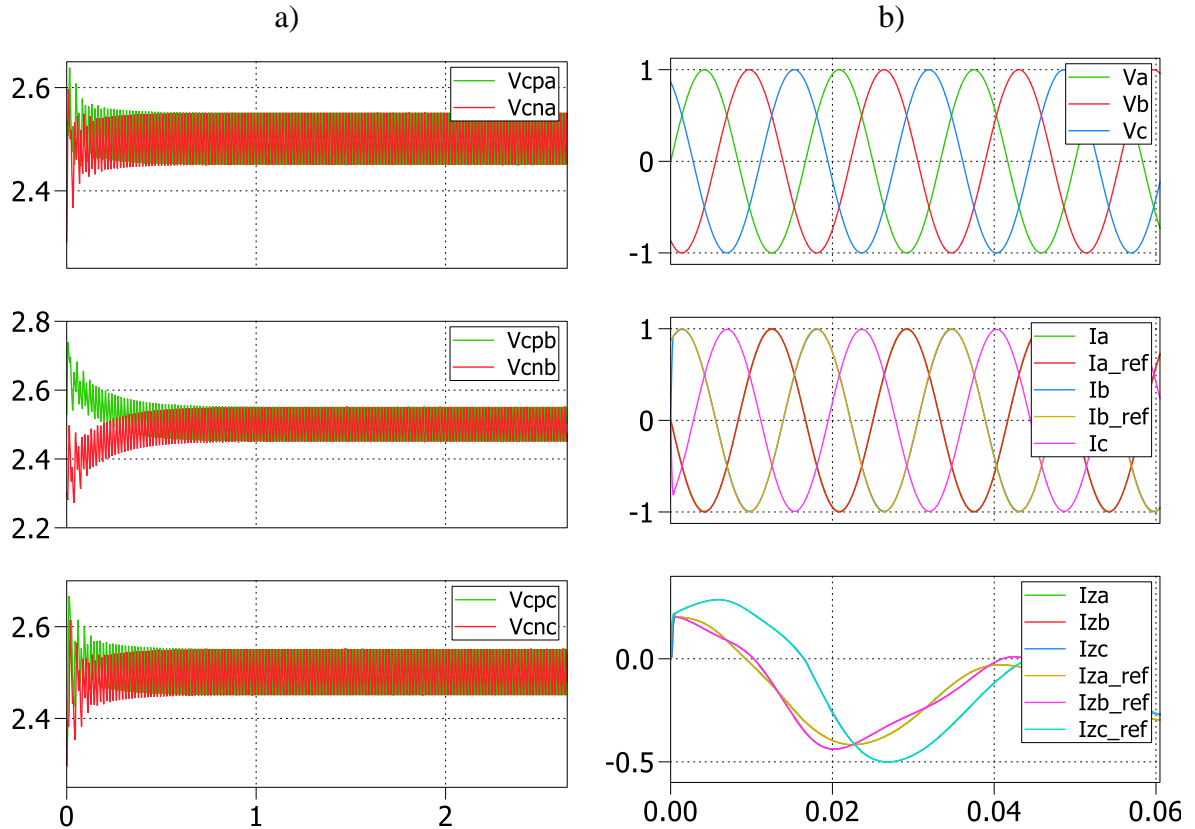


Fonte: Produção da própria autora.

Os resultados da simulação descrita acima são mostrados a seguir. A Figura 4-15 mostra o funcionamento do MMC injetando 1pu de corrente defasada de 180° com a tensão da rede. Pela Figura 4-15a observa-se o transitório inicial das tensões nos capacitores do conversor até o regime permanente ser atingido. Foram colocadas tensões iniciais desiguais nos capacitores equivalentes de cada braço para mostrar o funcionamento das malhas de tensão. A Figura 4-15b mostra o transitório inicial das correntes de rede e circulantes (junto dos seus respectivos sinais de referência). É possível observar que as malhas de corrente de rede e circulante rastreiam de forma adequada (com baixo erro de rastreamento) os sinais de referência. Desta forma, conclui-se que a aplicação de controladores PI nas malhas de corrente no sistema *abc* apresenta bons

resultados. Este resultado corrobora as pesquisas que aplicam controladores PI em conversores do tipo fontes de tensão (VSC) no sistema de coordenadas abc [51], [55].

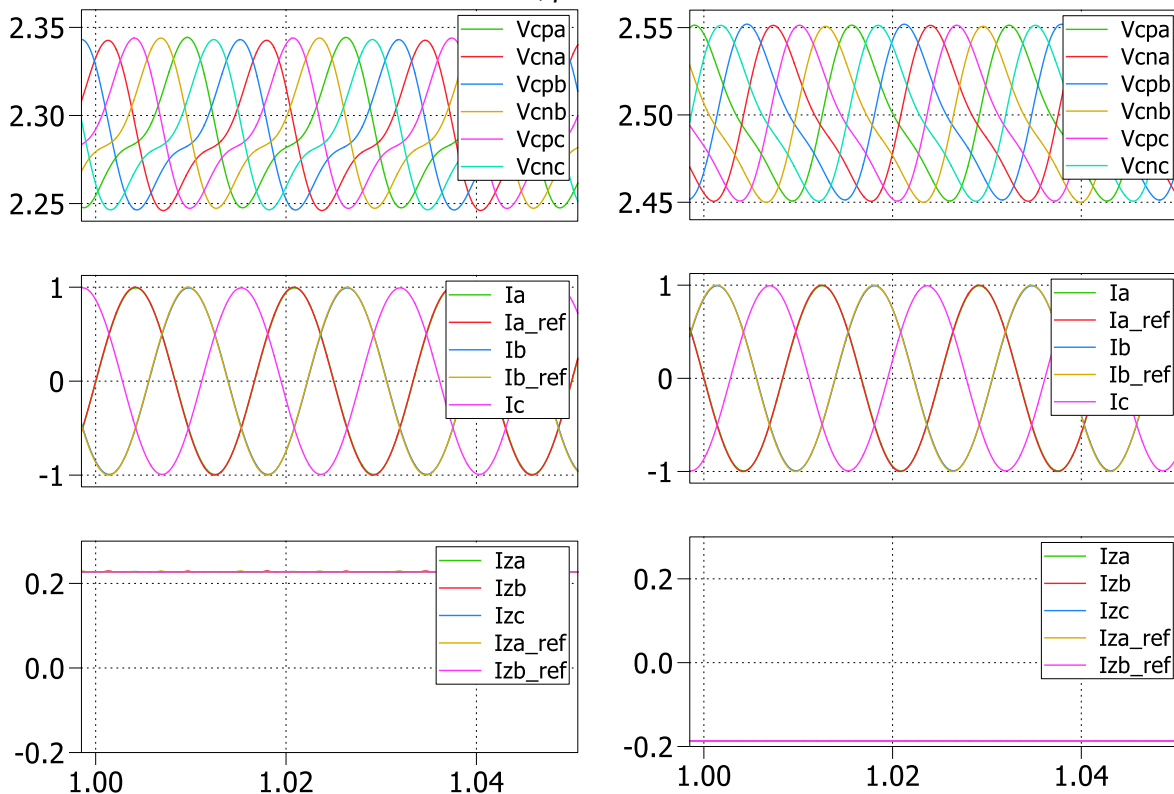
Figura 4-15 – Simulação do MMC durante transitório (escala de tempo em [s]): a) tensões nos capacitores [V] dos braços superior e inferior das fases a, b e c, b) plot superior: tensões na rede [V], plot do meio: correntes de rede [A], plot inferior: correntes circulantes [A].



Fonte: Produção da própria autora.

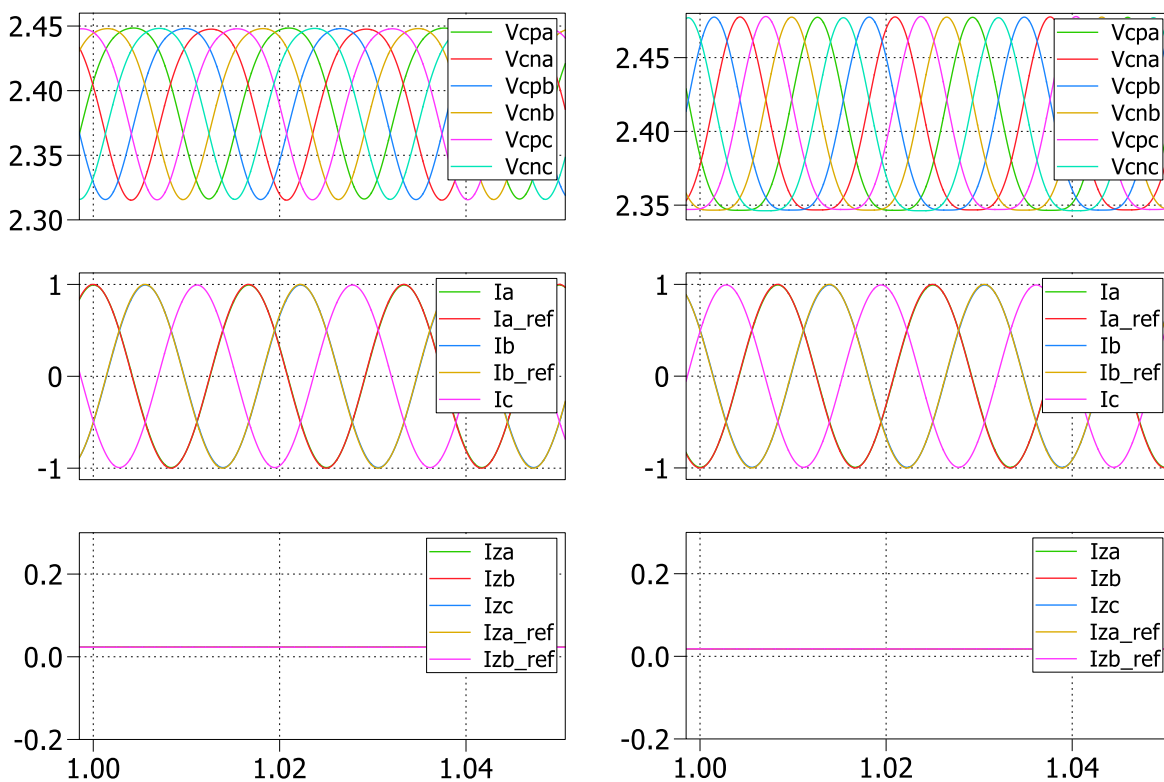
A Figura 4-16 mostra com detalhes as tensões e correntes do conversor em regime permanente operando para diversos casos. Observa-se que o método proposto funciona adequadamente para correntes defasadas de 0° , 180° , 90° e -90° . Em regime as correntes circulantes ficam constantes para todos os casos. Observa-se que para os casos de corrente defasada de 90° e -90° (Figura 4-16c e Figura 4-16d respectivamente) a corrente circulante não possui média nula, isto ocorre por causa das resistências presentes na rede conforme a Figura 4-10.

Figura 4-16 – Simulações do MMC em regime. Plot superior: tensões nos capacitores dos braços, plot inferior: correntes de rede, plot inferior: correntes circulantes.



a) Corrente em fase com a tensão da rede

b) Corrente defasada de 180°



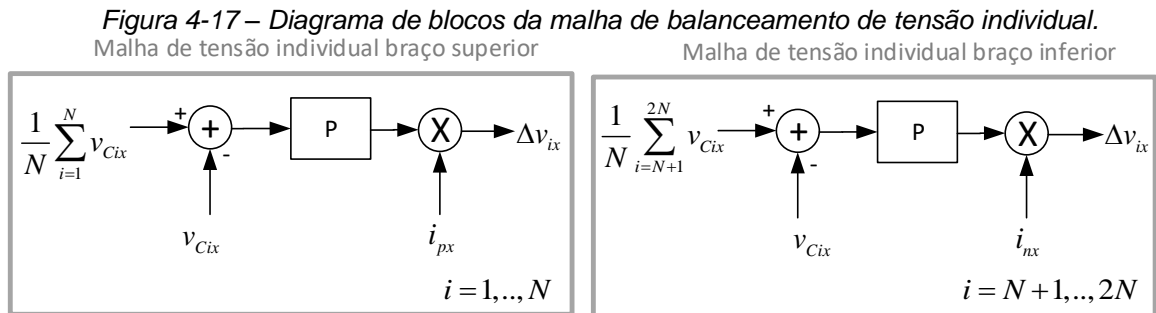
c) Corrente defasada de 90°

d) Corrente defasada de -90°

Um conversor MMC que possua mais de um submódulo por braço necessita de um controle adicional que garanta que as tensões dos submódulos dos braços fiquem iguais entre si. A seguir é mostrada a estratégia proposta para a regulação das tensões entre submódulos. Este controle é chamado de controle de equalização das tensões individuais.

4.1.5. Controle de equalização das tensões individuais dos submódulos

O controle individual para o balanceamento das tensões nos capacitores de uma perna, proposto neste trabalho, se baseia no controle apresentado por Akagi [33], [41]. Assim como em [41], o controle de tensão individual proposto é realizado por controladores do tipo proporcional (P) individuais para cada submódulo. A saída dos controladores individuais é uma tensão somada aos sinais provenientes das malhas de controle da corrente circulante e de rede. A Figura 4-17 mostra a malha de controle individual proposta. Observa-se pela Figura 4-17 que (diferentemente da estratégia de balanceamento mostrada em [33], [41]) os sinais de referência das malhas de balanceamento das tensões individuais são dadas pelas tensões médias dos braços. Os $6N$ controladores empregados nessas malhas são do tipo proporcional.



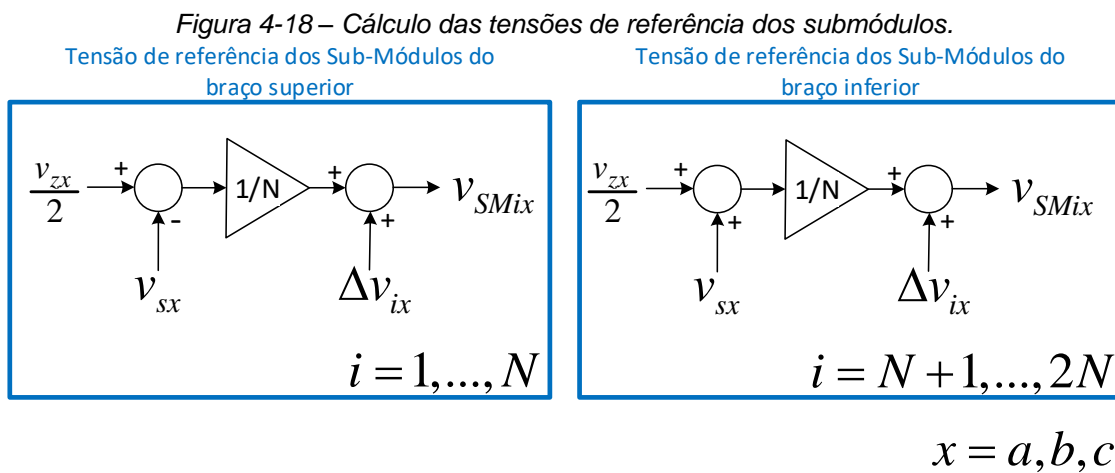
$x = a, b, c$

Fonte: Produção da própria autora.

Os trabalhos encontrados na literatura que realizam regulação das tensões entre os submódulos a partir de controle em malha fechada geralmente regulam as tensões nos capacitores em relação a um sinal de referência constante [33], [41]. Neste trabalho as tensões nos capacitores são reguladas de acordo com a média das tensões entre os submódulos pertencentes ao braço [56]. Conforme é mostrado a seguir, com a estratégia proposta nesta tese é possível eliminar a interferência causada pela operação da malha de tensão individual nas outras malhas do conversor. Em outras palavras, tem-se malhas de controle desacopladas. É importante frisar neste ponto que o foco na decomposição em variáveis desacopladas apresentada desde o capítulo 3 permitiu neste capítulo a proposta de controladores desacoplados.

Isso permite que um sistema *Multiple Input Multiple Output* (MIMO) seja decomposto em malhas *Single Input Single Output* (SISO), que são individualmente projetadas.

Conforme dito anteriormente, as tensões de referência vindas das malhas de tensão individuais são somadas às tensões de referência calculadas pelas malhas de corrente circulante e de rede do conversor (que foram mostradas no capítulo 4.1). As tensões de referência de cada submódulo são mostradas pela Figura 4-18. Conforme mostra a figura, as tensões de referência de cada braço (vindas das malhas de corrente circulante e de rede) são igualmente distribuídas entre os submódulos do braço correspondente.



Fonte: Produção da própria autora.

A malha de balanceamento de tensão individual aplica uma pequena variação na tensão (Δv_{ix}) na tensão de referência do submódulo (dada pelas saídas das malhas de corrente $v_{zx} / 2$ e v_{sx}) de acordo com a corrente que passa pelo braço ao qual pertence. Caso a corrente seja positiva e a tensão no capacitor do submódulo esteja acima da média das tensões dos outros capacitores do mesmo braço, o controle individual soma uma tensão negativa à tensão de referência. Esta tensão negativa faz com que a tensão de referência deste submódulo seja menor que a dos outros submódulos do braço, portanto este carrega seu capacitor de forma mais lenta que os outros (como cada submódulo é controlado por sinais PWM individuais, uma tensão menor de referência ocasiona menor *duty cycle*). Em outras palavras, corrente de braço (i_{jx}) positiva com Δv_{ix} negativo fornece uma parcela de potência negativa, descarregando o capacitor. Verifica-se neste ponto que a taxa de variação da tensão no capacitor do SM depende da amplitude da corrente no braço. Caso a tensão no capacitor do submódulo seja menor que a média e a corrente positiva, a malha individual soma uma tensão à sua tensão de referência, fazendo com que o submódulo carregue mais rápido que os outros que compõem o braço.

A tensão de referência de cada braço é calculada a partir das malhas de corrente circulantes e de rede, qualquer variação no valor de tensão do braço significa variação nas correntes circulantes e nas correntes de rede. Conforme visto na Figura 4-18, as malhas de tensão individuais inserem uma tensão adicional além das tensões de referência. Caso a soma das tensões de saída das malhas de tensão individuais em cada braço seja diferente de zero, isso indica que estas malhas de controle estão afetando as tensões nos braços. As equações (4.38) e (4.39) mostram como ficam as tensões nos braços com a inserção da malha de tensão individual proposta.

$$\begin{aligned}
 v_{px} &= \sum_{i=1}^N v_{SMix} = \sum_{i=1}^N \left(\frac{1}{N} \left(\frac{v_{zx}}{2} - v_{sx} \right) + \Delta v_{ix} \right) = \frac{N}{N} \left(\frac{v_{zx}}{2} - v_{sx} \right) + \sum_{i=1}^N K \cdot i_{px} \left(-v_{Cix} + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N v_{Cix} \right) \\
 &= \frac{v_{zx}}{2} - v_{sx} + K \cdot i_{px} \underbrace{\left(-\sum_{i=1}^N v_{Cix} + \frac{N}{N} \sum_{i=1}^N v_{Cix} \right)}_{=0} = \frac{v_{zx}}{2} - v_{sx}
 \end{aligned} \tag{4.38}$$

$$\begin{aligned}
 v_{nx} &= \sum_{i=N+1}^{2N} \left(\frac{1}{N} \left(\frac{v_{zx}}{2} + v_{sx} \right) + \Delta v_{ix} \right) = \left(\frac{v_{zx}}{2} + v_{sx} \right) + \sum_{i=N+1}^{2N} K \cdot i_{px} \left(-v_{Cix} + \frac{1}{N} \sum_{i=N+1}^{2N} v_{Cix} \right) \\
 &= \frac{v_{zx}}{2} + v_{sx} + K \cdot i_{px} \underbrace{\left(-\sum_{i=N+1}^{2N} v_{Cix} + \frac{N}{N} \sum_{i=N+1}^{2N} v_{Cix} \right)}_{=0} = \frac{v_{zx}}{2} + v_{sx}
 \end{aligned} \tag{4.39}$$

Como pode ser visto nas equações (4.38) e (4.39) a soma em cada braço das tensões de saída das malhas de tensão individual é igual a zero. Em estratégias encontradas na literatura, onde as malhas de tensão individuais regulam as tensões nos submódulos em uma tensão de referência fixa, a tensão total no braço fica conforme mostrado em (4.40). Como pode ser visto em (4.40), a soma das tensões de saída destas malhas individuais só se torna nula quando a soma das tensões nos capacitores dos submódulos são iguais ao valor de referência multiplicado por N . Em períodos de transitório, onde a média das tensões nos submódulos do braço ainda não alcançaram o valor de referência, a estratégia de controle individual de [33], [41] pode atrapalhar as malhas de corrente. Já o método proposto nesta tese garante que mesmo em períodos de transitório as malhas de tensão individual não perturbem as outras malhas do conversor.

$$\begin{aligned}
 v_{px} &= \sum_{i=1}^N v_{SMix} = \frac{N}{N} \left(\frac{v_{zx}}{2} - v_{sx} \right) + \sum_{i=1}^N K \cdot i_{px} \left(-v_{Cix} + V_{Cref} \right) \\
 &= \frac{v_{zx}}{2} - v_{sx} + K \cdot i_{px} \left(-\sum_{i=1}^N v_{Cix} + N \cdot V_{Cref} \right)
 \end{aligned} \tag{4.40}$$

4.2. Ajuste dos controladores

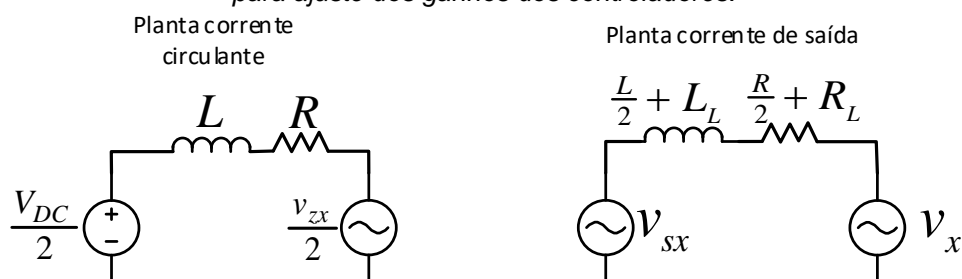
Neste item são mostrados os métodos de ajuste dos controladores do tipo P das malhas de tensão e PI das malhas de corrente de um MMC trifásico a três fios. O ajuste proposto é aplicado para um MMC contendo quatro submódulos por braço, conforme é mostrado no capítulo 7. Inicialmente são ajustadas as malhas de correntes circulantes e de rede, em seguida são ajustadas as malhas de tensão, por fim a malha de tensão individual.

4.2.1. Considerações iniciais sobre os limites de ganho proporcional

Este capítulo apresenta o cálculo dos limites de ganho para controladores proporcionais das malhas de correntes no tempo contínuo e tempo discreto. São mostradas as equações das plantas das malhas de correntes circulantes e de rede e a importância do atraso de cálculo no ajuste dos controladores. Considera-se que os submódulos são modulados por PWM, ou seja, cada submódulo recebe um sinal de tensão de referência que é comparado a um sinal de portadora triangular individual. As portadoras triangulares dos submódulos de cada fase são igualmente defasadas entre si, conforme é detalhado no capítulo 6.

Os ganhos máximos dos controladores proporcionais ajustados neste capítulo foram obtidos considerando nulas as resistências e indutâncias do lado DC (R_0 e L_0). A Figura 4-19 mostra os modelos dos sistemas de corrente circulante e de rede adotados.

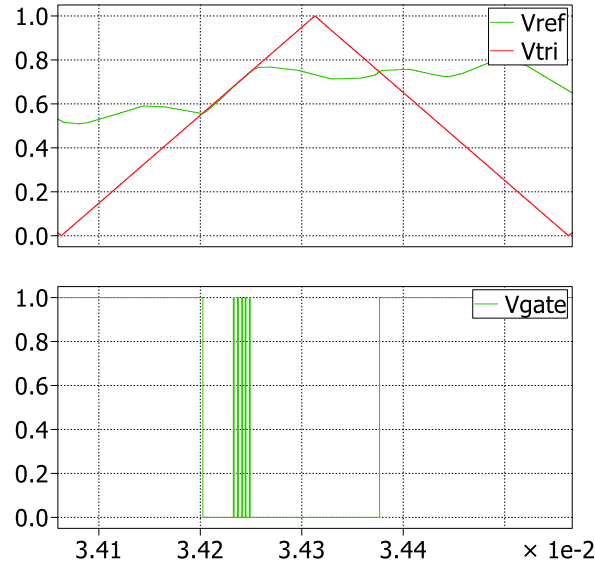
Figura 4-19 – Circuitos equivalentes, por fase, das plantas de corrente circulante e de saída usados para ajuste dos ganhos dos controladores.



Fonte: Produção da própria autora.

O ganho proporcional, em tempo contínuo, é limitado de forma a evitar múltiplos chaveamentos. Em controlador do tipo P, em tempo contínuo, o fenômeno de múltiplos chaveamentos ocorre quando a derivada da tensão de referência do bloco PWM (que é a saída do controlador de corrente, definida na Figura 4-20 como V_{ref}) fica igual ou maior que a derivada da portadora triangular (definida na Figura 4-20 como V_{tri}). Quando este fenômeno ocorre, observam-se múltiplos cruzamentos entre o sinal de referência e a portadora triangular, conforme mostra a figura abaixo.

Figura 4-20 – Ilustração do fenômeno de múltiplos chaveamentos.



Fonte: Produção da própria autora.

O controle proposto do MMC possui duas malhas de corrente paralelas, a soma das saídas destas malhas gera o sinal de tensão de referência dos blocos de PWM. Os ganhos proporcionais das duas malhas contribuem conjuntamente para a derivada da tensão de referência, portanto não é possível calcular os valores máximos de ganhos proporcionais das malhas de corrente separadamente.

A Figura 4-18 mostra que o cálculo da tensão de referência de cada submódulo é dado pela soma das tensões de referência vindas das malhas de controle de corrente circulante, corrente de rede e da malha de tensão individual. Neste trabalho considera-se que a malha individual possui um ganho muito inferior ao das malhas de corrente ($\Delta v_{ix}(t) \ll v_{sx}(t) + v_{zx}(t)/2$). Deste modo, sua contribuição para a derivada de tensão de referência pode ser desprezada. Conforme mostra a equação (4.41), a soma dos valores máximos das derivadas das tensões de referência das malhas de corrente circulante e de rede deve ter valor inferior ao da derivada da portadora triangular.

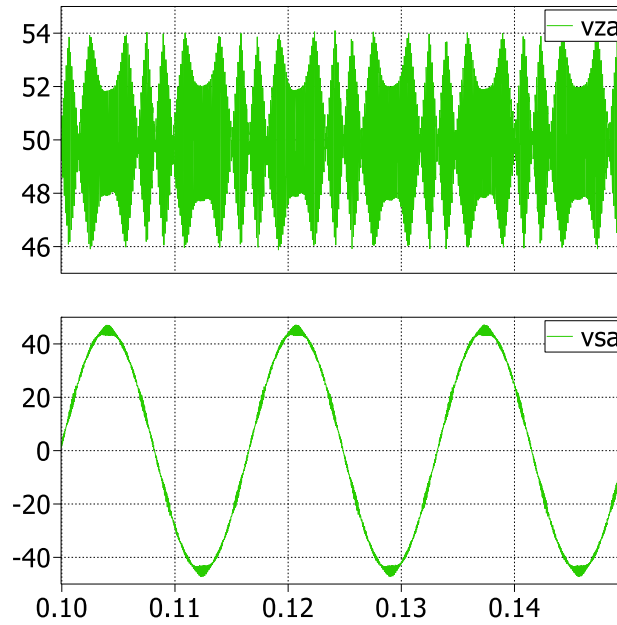
$$\left(\left. \frac{dv_{sx}(t)}{dt} \right|_{\max} \right) \cdot \frac{1}{N} + \left(\left. \frac{dv_{zx}(t)/2}{dt} \right|_{\max} \right) \cdot \frac{1}{N} \leq \frac{\frac{V_{DC}}{N}}{\frac{1}{2} \cdot T_{TRI}} \quad (x = a, b, c) \quad (4.41)$$

A tensões de referência vindas das malhas de corrente podem ser divididas em duas parcelas: uma parcela lentamente variável, correspondente ao comportamento da média local dos sinais, que pode ser considerada constante para cada ciclo de amostragem, porém variável em um ciclo de rede, (\bar{v}_{zx} e \bar{v}_{sx}) e outra parcela de alta frequência causada pelo chaveamento

dos submódulos (\tilde{v}_{zx} e \tilde{v}_{sx}), conforme mostra (4.42). Sabe-se que as tensões de saída v_{sx} possuem uma componente de 60Hz e componentes de alta frequência vindas da ondulação das correntes de rede, já v_{zx} possuem uma parcela constante, uma parcela pequena de 60Hz vinda da malha da diferença de tensões nos braços e uma parcela de alta frequência vinda da ondulação das correntes circulantes. A Figura 4-21 mostra um exemplo da forma das tensões v_{za} e v_{sa} para o sistema em regime.

$$\begin{cases} \left| \frac{dv_{zx}(t)/2}{dt} \right|_{\max} = \left| \frac{d\bar{v}_{zx}(t)/2}{dt} \right|_{\max} + \left| \frac{d\tilde{v}_{zx}(t)/2}{dt} \right|_{\max} \\ \left| \frac{dv_{sx}(t)}{dt} \right|_{\max} = \left| \frac{d\bar{v}_{sx}(t)}{dt} \right|_{\max} + \left| \frac{d\tilde{v}_{sx}(t)}{dt} \right|_{\max} \end{cases} \quad (4.42)$$

Figura 4-21 – Ilustração das tensões de saída das malhas de corrente circulante (v_{za}) e de corrente de rede (v_{sa}) na fase a do MMC (em volts).



Fonte: Produção da própria autora.

Observa-se pela Figura 4-21 que a parcela de 60Hz de v_{zx} pode ser desprezada. Portanto, a derivada $\left| \frac{d\bar{v}_{zx}(t)/2}{dt} \right|_{\max}$ pode ser considerada nula. A parcela considerada constante para cada ciclo de chaveamento de v_{sx} possui forma senoidal de 60Hz com máxima amplitude de $V_{DC} / 2$. As derivadas das parcelas \bar{v}_{zx} e \bar{v}_{sx} são mostradas em (4.43).

$$\left\{ \begin{array}{l} \left| \frac{d\bar{v}_{zx}(t)/2}{dt} \right|_{\max} \simeq 0 \\ \left| \frac{d\bar{v}_{sx}(t)}{dt} \right|_{\max} = \frac{d\left(\frac{V_{DC}}{2} \cdot \sin(\omega t)\right)}{dt} \Big|_{\max} = \frac{V_{DC}}{2} \cdot \omega \end{array} \right. \quad (4.43)$$

As parcelas \tilde{v}_{zx} e \tilde{v}_{sx} são proporcionais às amplitudes das ondulações das correntes circulantes e de rede respectivamente. As ondulações das correntes circulantes e de rede são mostradas em (4.44).

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\tilde{i}_{zx}}{dt} = \frac{\tilde{v}_{zx}}{2L} \\ \frac{d\tilde{i}_x}{dt} = \frac{\tilde{v}_{sx}}{L/2 + L_L} \end{array} \right. \quad (4.44)$$

A equação (4.44) pode ser reescrita conforme mostra (4.45), considerando-se que as ondulações \tilde{v}_{zx} e \tilde{v}_{sx} são iguais ao valor das tensões de referência menos seu valor médio local, ou seja, $\tilde{v}_{zx} = v_{zx} - \bar{v}_{zx}$ e $\tilde{v}_{sx} = v_{sx} - \bar{v}_{sx}$. Os valores máximos das diferenças $(v_{zx} - \bar{v}_{zx})$ e $(v_{sx} - \bar{v}_{sx})$ são dados pela dinâmica entre dois níveis de tensão consecutivos dos sinais multinível produzidos pelos circuitos de corrente circulante e de rede.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\tilde{i}_{zx}}{dt} = \frac{\tilde{v}_{zx}}{2L} = \frac{v_{zx} - \bar{v}_{zx}}{2L} \\ \frac{d\tilde{i}_x}{dt} = \frac{\tilde{v}_{sx}}{L/2 + L_L} = \frac{v_{sx} - \bar{v}_{sx}}{L/2 + L_L} \end{array} \right. \quad (4.45)$$

Conforme mostrado no capítulo 3, a tensão v_{zx} é dada pela soma das tensões nos braços (4.46). Cada braço é formado por N submódulos, a tensão nos capacitores de cada submódulo é igual a V_{DC} / N . Portanto, a variação da tensão v_{zx} com a inserção (ou retirada) de um submódulo é igual a V_{DC} / N , que é o máximo valor que \tilde{v}_{zx} pode assumir. Resultando no máximo valor da derivada da ondulação de corrente circulante que é mostrado em (4.47).

$$v_{zx} = v_{px} + v_{nx} \quad (4.46)$$

$$\left| \frac{d\tilde{i}_{zx}}{dt} \right|_{\max} = \frac{V_{DC} / N}{2L} \quad (4.47)$$

A tensão v_{sx} é dada por:

$$v_{sx} = \frac{v_{nx} - v_{px}}{2} \quad (4.48)$$

A inserção (ou retirada) de um submódulo pertencente a um braço de uma fase x ($x=a,b,c$) do MMC causa uma variação de $V_{DC} / 2N$ na tensão de saída v_{sx} . Portanto, a ondulação da tensão de saída tem amplitude máxima de $V_{DC} / 2N$, resultando na máxima derivada da corrente de rede que é calculada conforme (4.49).

$$\left. \frac{di_x}{dt} \right|_{\max} = \frac{V_{DC} / 2N}{L / 2 + L_L} \quad (4.49)$$

Conforme mostra a Figura 4-1 e a Figura 4-18, os erros das malhas de corrente circulante e de rede são multiplicados pelos seus respectivos ganhos proporcionais (K_{pz} e K_{ps}). Portanto, as derivadas das tensões de referência das malhas de corrente circulante e de rede são dadas por (4.50).

$$\begin{cases} \left. \frac{d\tilde{v}_{zx}(t)/2}{dt} \right|_{\max} = \frac{V_{DC}}{2N \cdot L} \cdot K_{pz} \\ \left. \frac{d\tilde{v}_{sx}(t)}{dt} \right|_{\max} = \frac{V_{DC}}{2N \cdot (L/2 + L_L)} \cdot K_{ps} \end{cases} \quad (4.50)$$

Com os valores das derivadas máximas de tensão v_{zx} e v_{sx} , e a partir de (4.41), obtém se (4.51).

$$\left(\frac{V_{DC}}{2N \cdot (L/2 + L_L)} \cdot K_{ps} + \frac{V_{DC}}{2} \cdot \omega \right) \cdot \frac{1}{N} + \left(\frac{V_{DC}}{2N \cdot L} \cdot K_{pz} \right) \cdot \frac{1}{N} \leq \frac{\frac{V_{DC}}{N}}{\frac{1}{2} \cdot T_{TRI}} \quad (4.51)$$

Simplificando a equação (4.51) chega-se em (4.52), que mostra que K_{pz} e K_{ps} alteram a derivada do sinal de referência, ou seja se um deles for aumentado, o outro deve necessariamente ser reduzido para obedecer a relação (4.52).

$$\frac{K_{ps}}{L/2 + L_L} + \left(\frac{K_{pz}}{L} \right) \leq 2 \cdot N \cdot \left(2 \cdot f_{TRI} - \frac{\omega}{2} \right) \quad (4.52)$$

A partir das equações (4.15) e (4.19) e desprezando L_L e R_L , pois $L_L \ll L$ e $R_L \ll R$ obtém-se as funções de transferência de malha aberta das malhas de corrente circulante e corrente de rede mostradas em (4.53).

$$\begin{aligned} \frac{I_x(s)}{V_{sx}(s)} &\simeq \frac{K_{ps}}{s \cdot L/2 + R/2} \\ \frac{I_{zx}(s)}{V_{zx}(s)/2} &\simeq \frac{K_{pz}}{s \cdot L + R} \end{aligned} \quad (4.53)$$

A equação (4.53) mostra que uma escolha adequada para a relação entre K_{pz} e K_{ps} é mostrada em (4.54), para se garantir o mesmo tempo de resposta para as duas malhas.

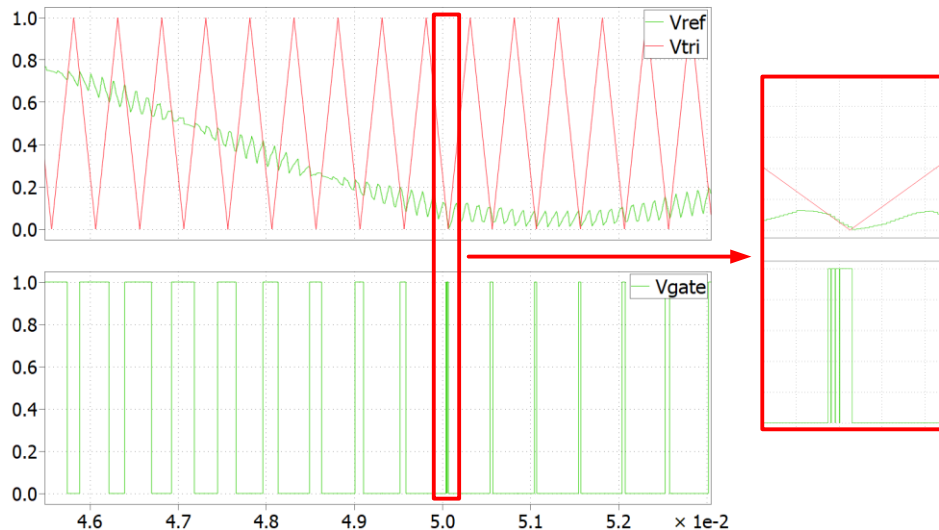
$$K_{pz} = 2 \cdot K_{ps} \quad (4.54)$$

Desprezando a impedância da rede ($L_L \ll L/2$) e substituindo a equação (4.54) em (4.52) obtém-se o limite de ganho proporcional da malha de corrente circulante é dado por (4.55).

$$K_{pz} \leq L \cdot N \cdot (2 \cdot f_{TRI} - \pi \cdot f) \quad (4.55)$$

A Figura 4-22 mostra o MMC com controlador proporcional em tempo contínuo operando no limite de ganho. Observa-se pela figura que no instante destacado ocorrem múltiplos cruzamentos entre o sinal de referência e a portadora triangular, o que causa múltiplos chaveamentos.

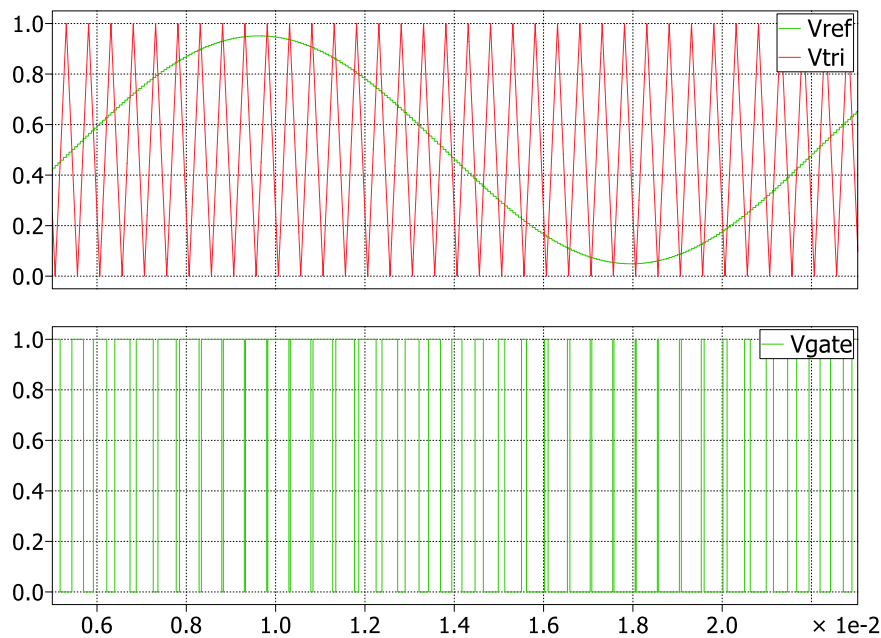
Figura 4-22 – Limite de ganho proporcional, caso contínuo. Conversor operando com quatro submódulos por braço e frequência de chaveamento igual a 2kHz.



Fonte: Produção da própria autora.

Passando-se para um sistema de tempo discreto (na qual cada amostra é obtida nos instantes de pico das $2N$ portadoras triangulares), obtém-se o resultado mostrado pela Figura 4-23, que não apresenta as ondulações de corrente, portanto as tensões de referência também não apresentam ondulações. Apesar de não haver múltiplos chaveamentos em um PWM amostrado, existem outros parâmetros em sistemas de controle digital que limitam o ganho proporcional, conforme é mostrado a seguir.

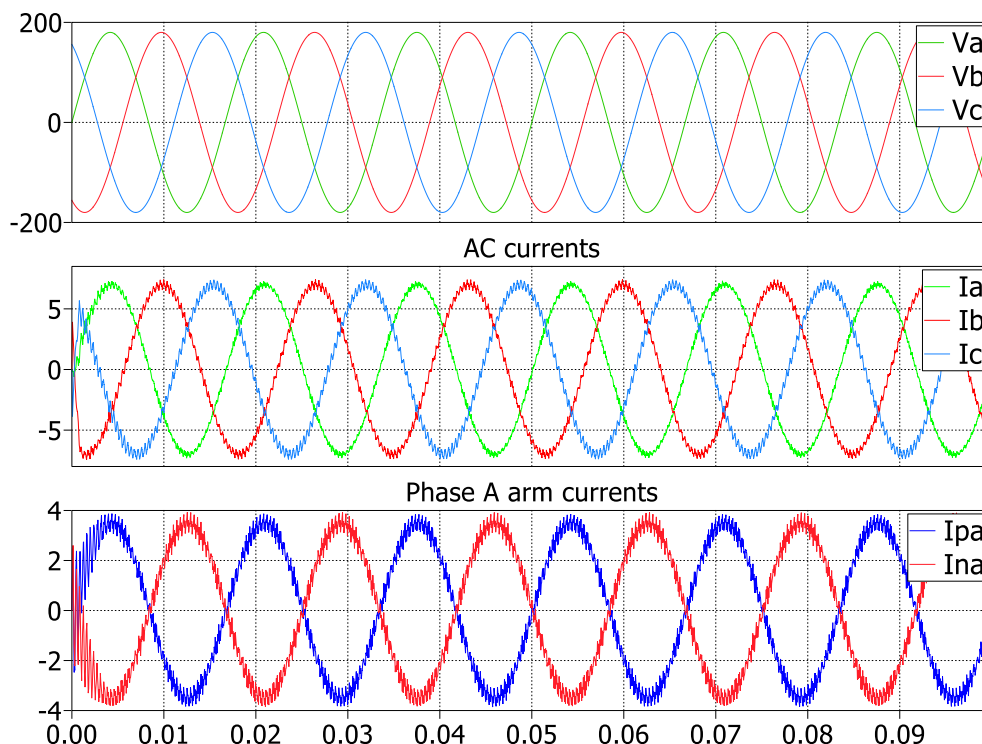
Figura 4-23 – MMC operando com ganho proporcional limite e amostrado.



Fonte: Produção da própria autora.

Controladores implementados em microprocessadores operam em tempo discreto. O sistema real (composto da montagem experimental controlada por um microprocessador digital) apresenta um atraso T_{TOT} composto pelo atraso de cálculo T_{CALC} e o atraso de atualização do PWM T_{PWM} [52], [57]. O atraso do sistema discreto insere um polo adicional (em $z=0$) na planta e o controlador deve ter seu ganho proporcional reduzido de forma a atenuar os efeitos deste polo. A Figura 4-24 ilustra um MMC (com frequência de amostragem igual a 16 kHz, $N=4$ e frequência de chaveamento dos submódulos igual a 2 kHz) operando em tempo discreto com um controlador com ganhos proporcionais das malhas de corrente muito próximos aos limites de ganhos de tempo contínuo. Nota-se que apareceu uma ondulação na corrente, de frequência muito menor que $2Nf_{TRI}$ e Nf_{TRI} , que são as componentes esperadas nos circuitos circulante e de rede. O sistema originalmente de 1ª ordem passa a ser de 2ª ordem, com amortecimento decrescente com o valor dos ganhos proporcionais. Assim, o que se vê na Figura 4-24 é a oscilação devida ao polo pouco amortecido.

Figura 4-24 – Sub-harmônicos da frequência de amostragem nas correntes de rede causadas pelo não amortecimento do polo adicional originado pelo atraso do sistema discreto.

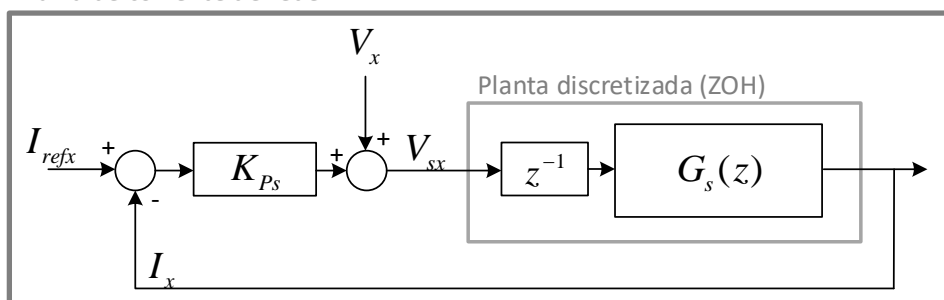


Fonte: Produção da própria autora.

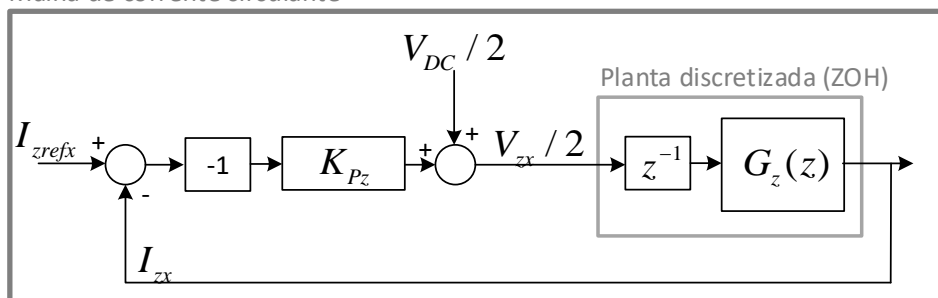
Os diagramas de blocos das malhas de corrente circulante e de saída em tempo discreto são mostrados na Figura 4-25.

Figura 4-25 – Plantas discretas das malhas de corrente com controlador do tipo proporcional.

Malha de corrente de rede



Malha de corrente circulante



Fonte: Produção da própria autora.

As equações das funções de rastreamento [52] das malhas de corrente circulante e de rede discretas são mostradas pelas equações (4.56) e (4.57).

$$G_{MFs_D}(z) = \frac{I(z)}{I_{sref}(z)} = \frac{\left(\frac{K_{Ps}}{R/2}\right) \cdot \left(1 - e^{-\frac{(R/2) \cdot T_s}{L/2}}\right)}{z^2 - z \cdot e^{-\frac{(R/2) \cdot T_s}{L/2}} + \left(\frac{K_{Ps}}{R/2}\right) \cdot \left(1 - e^{-\frac{(R/2) \cdot T_s}{L/2}}\right)} \quad (4.56)$$

$$G_{MFz_D}(z) = \frac{I_z(z)}{I_{zref}(z)} = \frac{\left(\frac{K_{Pz}}{R}\right) \cdot \left(1 - e^{-\frac{R \cdot T_s}{L}}\right)}{z^2 - z \cdot e^{-\frac{R \cdot T_s}{L}} + \left(\frac{K_{Pz}}{R}\right) \cdot \left(1 - e^{-\frac{R \cdot T_s}{L}}\right)} \quad (4.57)$$

A função exponencial pode ser expandida pela série mostrada abaixo.

$$e^{-\frac{RT_s}{L}} \simeq 1 - \frac{RT_s}{L} + \frac{1}{2} \left(\frac{RT_s}{L}\right)^2 - \frac{1}{6} \left(\frac{RT_s}{L}\right)^3 + \dots \quad (4.58)$$

Considerando que o período de amostragem é muito menor que a constante de tempo do filtro indutivo ($(RT_s/L)^2 \simeq 0$), obtém-se que a exponencial $e^{-\frac{RT_s}{L}}$ pode ser aproximada conforme (4.59).

$$e^{-\frac{RT_s}{L}} \simeq 1 - \frac{RT_s}{L} \quad (4.59)$$

Substituindo-se a aproximação do termo exponencial nas equações (4.56) e (4.57), obtêm-se as equações de rastreamento em tempo discreto das malhas de corrente circulante e de corrente de rede conforme mostram (4.60) e (4.61).

$$G_{MFs_D}(z) = \frac{I(z)}{I_{sref}(z)} = \frac{\frac{K_{Ps} \cdot T_s}{L/2}}{z^2 - z \left(1 - \frac{(R/2) \cdot T_s}{L/2}\right) + \frac{K_{Ps} \cdot T_s}{L/2}} \quad (4.60)$$

$$G_{MFz_D}(z) = \frac{I_z(z)}{I_{zref}(z)} = \frac{\frac{K_{Pz} \cdot T_s}{L}}{z^2 - z \left(1 - \frac{R \cdot T_s}{L}\right) + \frac{K_{Pz} \cdot T_s}{L}} \quad (4.61)$$

O trabalho realizado em [52] avalia a estabilidade absoluta de malhas de correntes. A partir deste trabalho, conclui-se que os maiores valores dos ganhos proporcionais dados pela

estabilidade absoluta das malhas de corrente de rede e circulante são dados pelas equações (4.62) e (4.63).

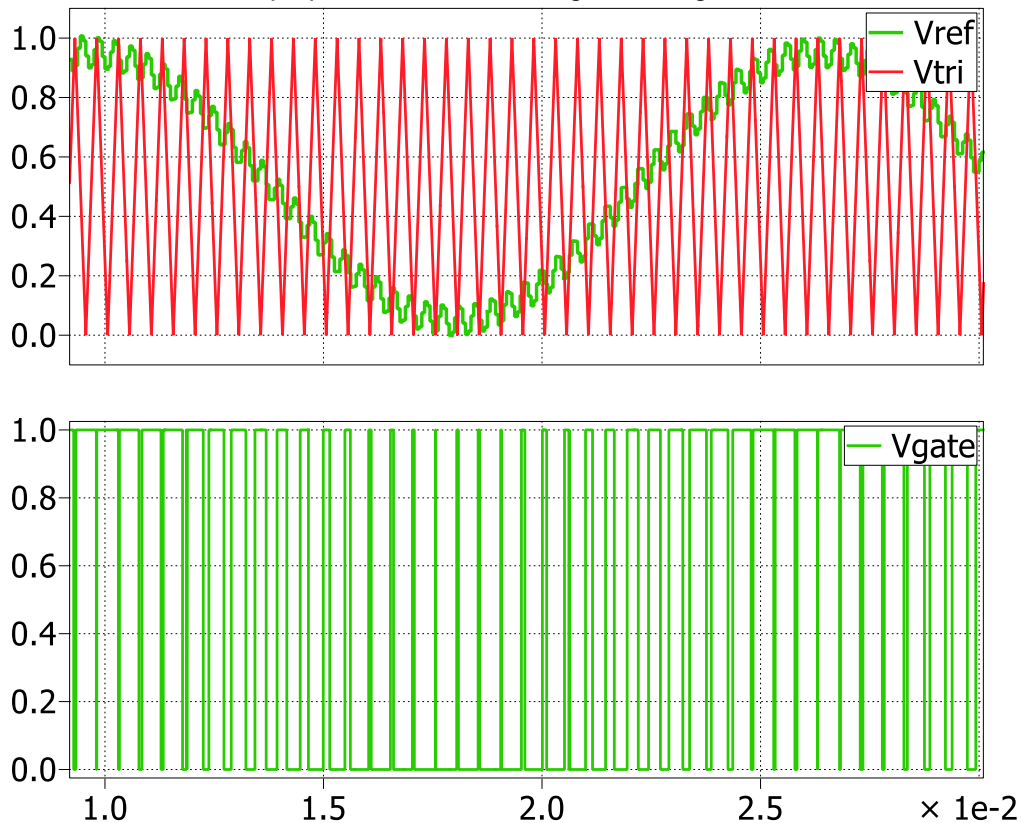
$$K_{Ps_max} = (L/2) \cdot f_s \quad (4.62)$$

$$K_{Pz_max} = L \cdot f_s \quad (4.63)$$

O trabalho [52] mostra que quando se aplicam os ganhos proporcionais máximos no sistema discreto de uma malha de corrente, aparece um sinal de frequência igual a um sexto da frequência de amostragem ($f_s / 6$) na corrente rastreada (e esta frequência também aparece na tensão de referência).

A Figura 4-26 mostra o sinal de tensão de referência quando os ganhos dos controladores são ajustados para o limite de estabilidade absoluta. Observa-se pela Figura 4-26 que a tensão de referência apresenta uma parcela harmônica. Mediu-se na simulação que a parcela harmônica apresenta frequência igual a 2666.67 Hz, o que equivale à frequência de amostragem (16 kHz) dividida por 6.

Figura 4-26 – Sinal de tensão de referência para MMC operando em tempo discreto com controlador proporcional no limite de ganho integral.



Fonte: Produção da própria autora.

Mostrou-se neste item considerações sobre os limites dos ganhos proporcionais e a importância do atraso para o projeto dos controladores das malhas de corrente. A seguir é mostrado o ajuste escolhido para as malhas de corrente circulante e de rede. O projeto é realizado considerando o sistema em tempo discreto.

4.2.2. Ajuste das malhas de corrente

As malhas de corrente circulante e de rede foram ajustadas segundo o método proposto em [52], onde é apresentada uma estratégia de ajuste de controladores P e PI de malhas de corrente em tempo discreto. Além disso, a estratégia de ajuste apresentada em [52] leva em consideração critérios de desempenho do controlador em seu projeto (erro em regime, tempo de acomodação).

O projeto dos controladores das malhas de corrente se inicia pelo ajuste do ganho proporcional. Este ganho é ajustado de forma a se obter coeficiente de amortecimento da malha (ζ) igual a 0.707. As equações (4.64) e (4.65) mostram os valores dos ganhos proporcionais das malhas de corrente circulante e de rede, respectivamente, a partir do ajuste proposto em [52].

$$K_{Pz} = \frac{L \cdot f_s}{3} \quad (4.64)$$

$$K_{Ps} = \frac{\frac{L}{2} \cdot f_s}{3} = \frac{L \cdot f_s}{6} \quad (4.65)$$

A partir do ajuste proposto em [52], obtém-se controladores proporcionais com margem de fase igual a 65.46° e tempo de acomodação igual a equação (4.66), onde t_{acom} é o tempo de acomodação, f a frequência fundamental do sinal rastreado, f_s a frequência de amostragem e T o período do sinal rastreado.

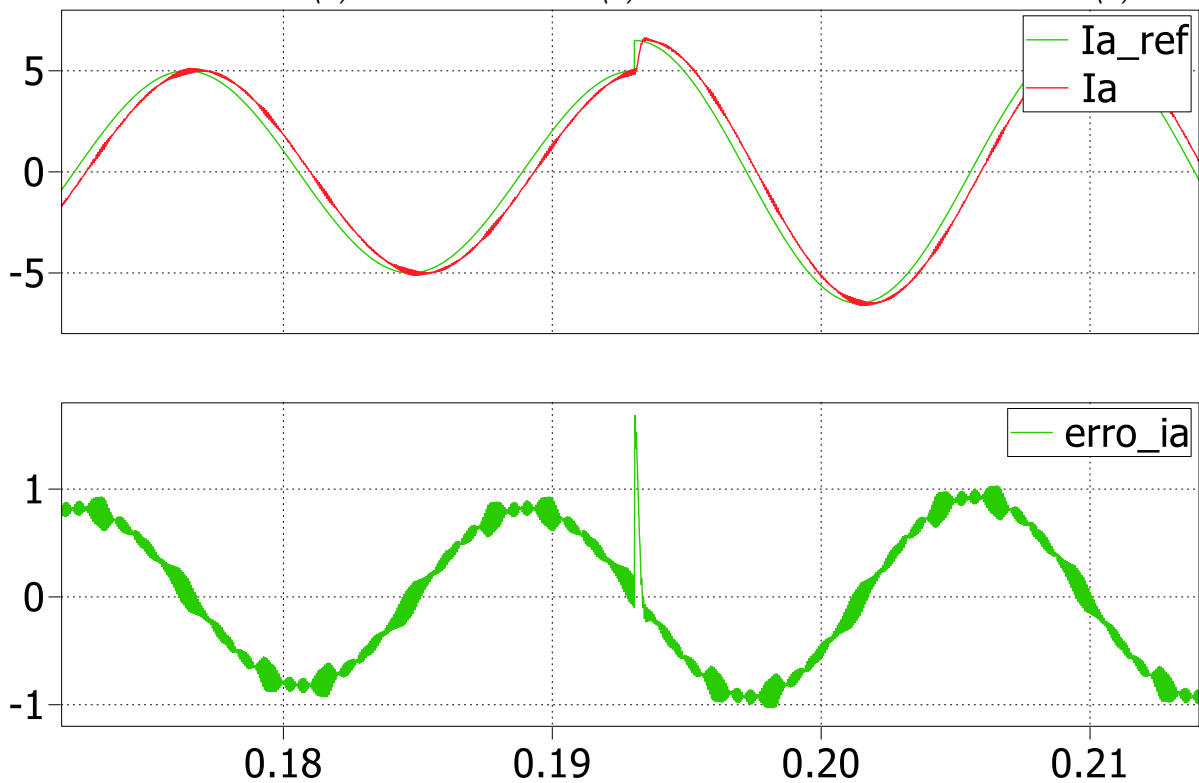
$$t_{acom} = 2.32 \cdot \pi \cdot \frac{f}{f_s} \cdot T \quad (4.66)$$

Para um MMC operando com 16 kHz de amostragem e rastreando uma corrente de rede de 60 Hz e com os ajustes de malhas de corrente circulante e de rede calculados em (4.64) e (4.65), obteve-se as respostas transitórias mostradas na Figura 4-27 e na Figura 4-28. A Figura 4-27 mostra um transitório aplicado na amplitude da corrente de referência de rede e a Figura 4-28 apresenta um transitório aplicado na referência da corrente circulante. Observa-se que, respeitando-se os limites do ganho proporcional que garantem valores adequados de

amortecimento, o controlador do tipo P apresenta desempenho ruim para rastreamento de sinais senoidais, portanto torna-se necessário o uso de um controlador PI na malha de corrente. O tempo de acomodação esperado para os controladores ajustados para os testes mostrados pela Figura 4-27 e na Figura 4-28 é de 0.455 ms, calculado pela equação (4.67). Os tempos de acomodação medidos em simulação para os transitórios em corrente de rede e corrente circulante são iguais a 0.45 ms e 0.44 ms, respectivamente.

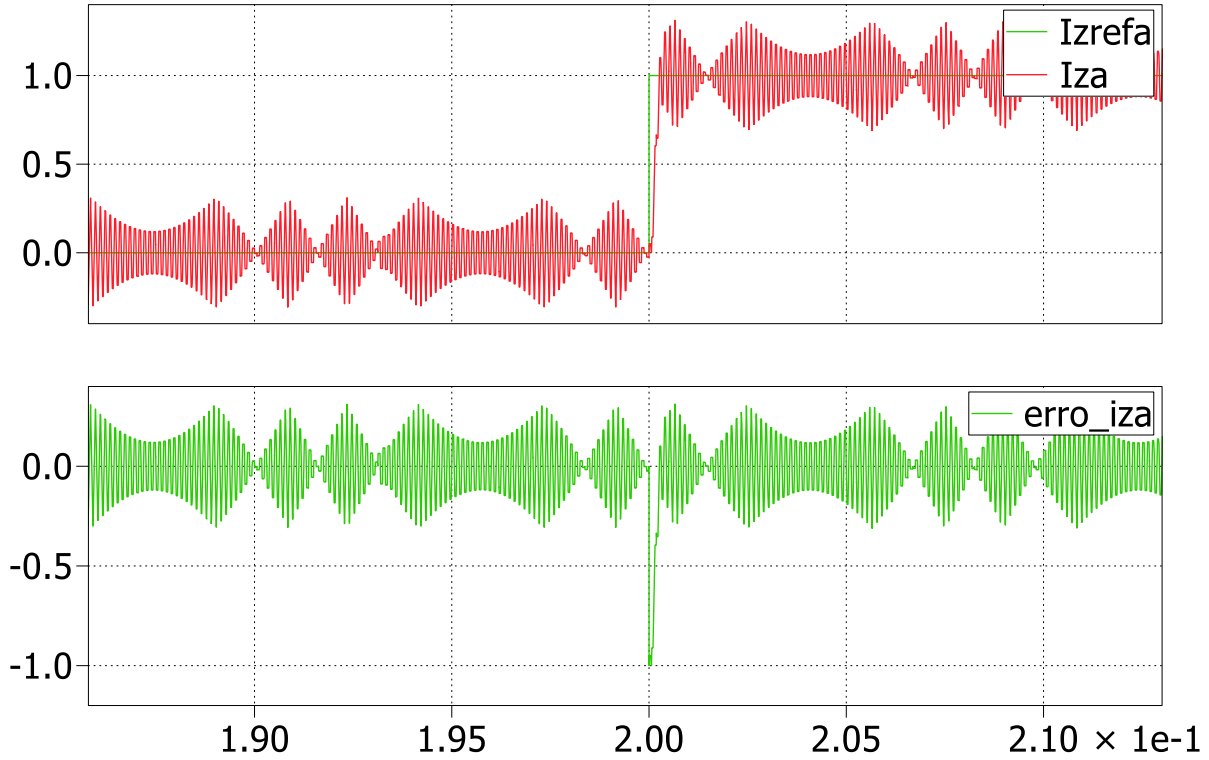
$$t_{acom} = 2.32 \cdot \pi \cdot \frac{60}{16000} \cdot \frac{1}{60} = 0.455ms \quad (4.67)$$

Figura 4-27 – Transitório da referência de corrente de rede. Plot superior: corrente de rede de referência na fase a (A) e corrente na fase a (A). Plot inferior: erro de corrente de rede (A).



Fonte: Produção da própria autora.

Figura 4-28 - Transitório da referência de corrente circulante. Plot superior: corrente circulante de referência na fase a (A) e corrente circulante na fase a (A). Plot inferior: erro de corrente circulante (A).



Fonte: Produção da própria autora.

Após projetado o ganho proporcional das malhas é realizado o ajuste dos ganhos das parcelas integrais. Este ajuste é realizado seguindo a estratégia proposta em [52]. Os ganhos integrais das malhas de corrente circulante e de rede são mostrados pelas equações (4.68) e (4.69), respectivamente.

$$T_{I_z} = \frac{2 \cdot 3.5 \cdot T \cdot \left(\frac{K_{P_z}}{\omega L} \right) \cdot \left(\frac{\pi \cdot f}{f_s} \right)^2}{\pi \left(4 \cdot \frac{K_{P_z} \cdot \pi \cdot \omega}{\omega L \cdot \omega_s} - 3 + \sqrt{9 - 16 \cdot \frac{K_{P_z} \cdot \pi \cdot \omega}{\omega L \cdot \omega_s}} \right)} \quad (4.68)$$

$$T_{I_s} = \frac{2 \cdot 3.5 \cdot T \cdot \left(\frac{K_{P_s}}{\omega (L/2)} \right) \cdot \left(\frac{\pi \cdot f}{f_s} \right)^2}{\pi \left(4 \cdot \frac{K_{P_s} \cdot \pi \cdot \omega}{\omega (L/2) \cdot \omega_s} - 3 + \sqrt{9 - 16 \cdot \frac{K_{P_s} \cdot \pi \cdot \omega}{\omega (L/2) \cdot \omega_s}} \right)} \quad (4.69)$$

Substituindo-se os ganhos proporcionais das equações (4.64) e (4.65) nas equações (4.68) e (4.69), obtém-se os resultados mostrados em (4.70) e (4.71).

$$T_{I_z} = \frac{2 \cdot 3.5 \cdot T \cdot \left(\frac{\mathcal{L} \cdot f_s}{\omega \mathcal{L}} \right) \cdot \left(\frac{\pi \cdot f}{f_s} \right)^2}{\pi \left(4 \cdot \frac{\frac{\mathcal{L} \cdot f_s}{\omega \mathcal{L}} \cdot \pi \cdot \varnothing}{\varnothing \mathcal{L} \cdot \omega_s} - 3 + \sqrt{9 - 16 \cdot \frac{\frac{\mathcal{L} \cdot f_s}{\omega \mathcal{L}} \cdot \pi \cdot \varnothing}{\varnothing \mathcal{L} \cdot \omega_s}} \right)} = \frac{2 \cdot 3.5 \cdot T \cdot \left(\frac{f_s}{3\omega} \right) \cdot \left(\frac{\pi \cdot f}{f_s} \right)^2}{\pi \left(4 \cdot \frac{f_s \cdot \pi}{3 \cdot \omega_s} - 3 + \sqrt{9 - 16 \cdot \frac{f_s \cdot \pi}{3 \cdot \omega_s}} \right)} \quad (4.70)$$

$$T_{I_s} = \frac{2 \cdot 3.5 \cdot T \cdot \left(\frac{(L/2) \cdot f_s}{\omega L} \right) \cdot \left(\frac{\pi \cdot f}{f_s} \right)^2}{\pi \left(4 \cdot \frac{\frac{(L/2) \cdot f_s}{\omega L} \cdot \pi \cdot \omega}{\omega (L/2) \cdot \omega_s} - 3 + \sqrt{9 - 16 \cdot \frac{\frac{(L/2) \cdot f_s}{\omega L} \cdot \pi \cdot \omega}{\omega (L/2) \cdot \omega_s}} \right)} = \frac{2 \cdot 3.5 \cdot T \cdot \left(\frac{f_s}{3\omega} \right) \cdot \left(\frac{\pi \cdot f}{f_s} \right)^2}{\pi \left(4 \cdot \frac{f_s \cdot \pi}{3 \cdot \omega_s} - 3 + \sqrt{9 - 16 \cdot \frac{f_s \cdot \pi}{3 \cdot \omega_s}} \right)} \quad (4.71)$$

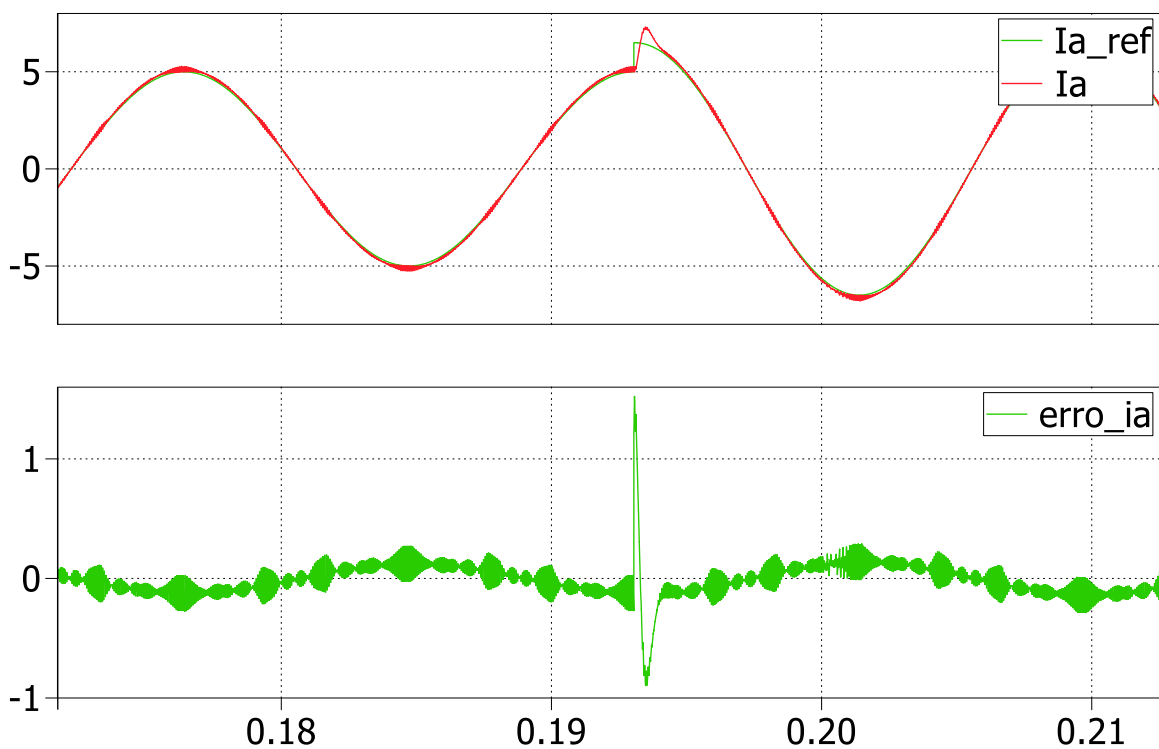
Simplificando os termos comuns das equações (4.70) e (4.71) obtém-se os valores dos ganhos integrais conforme mostram as equações (4.72) e (4.73).

$$T_{I_s} = \frac{2 \cdot 3.5 \cdot \frac{1}{f_s} \cdot \left(\frac{f_s}{3 \cdot 2 \pi \cdot f_s} \right) \cdot \frac{\pi^2 \cdot f_s^2}{f_s^2}}{\pi \left(\frac{2}{3} - 3 + \sqrt{9 - \frac{8}{3}} \right)} = \frac{\frac{7}{6 \cdot f_s}}{\left(\frac{2}{3} - 3 + \sqrt{9 - \frac{8}{3}} \right)} = \frac{6.3655525654309611}{f_s} \quad (4.72)$$

$$T_{I_z} = \frac{2 \cdot 3.5 \cdot \frac{1}{f_s} \cdot \left(\frac{f_s}{3 \cdot 2 \pi \cdot f_s} \right) \cdot \frac{\pi^2 \cdot f_s^2}{f_s^2}}{\pi \left(\frac{2}{3} - 3 + \sqrt{9 - \frac{8}{3}} \right)} = \frac{\frac{7}{6 \cdot f_s}}{\left(\frac{2}{3} - 3 + \sqrt{9 - \frac{8}{3}} \right)} = \frac{6.3655525654309611}{f_s} \quad (4.73)$$

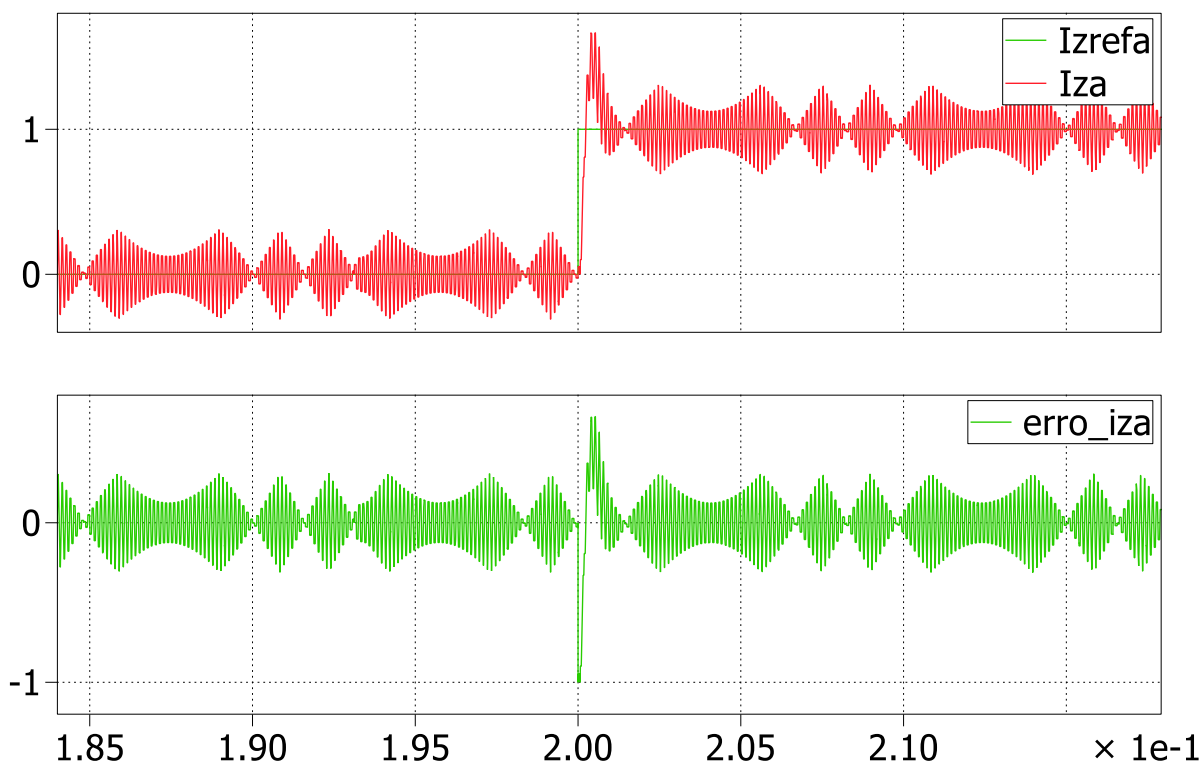
A partir da implementação dos ganhos integrais calculados em (4.72) e (4.73) obtém-se os resultados mostrados na Figura 4-29 e na Figura 4-30. O erro de rastreamento de corrente de rede com o controlador PI é igual a 2.46%.

Figura 4-29 - Transitório da referência de corrente de rede - PI. Plot superior: corrente de rede de referência na fase a (A) e corrente na fase a (A). Plot inferior: erro de corrente de rede (A).



Fonte: Produção da própria autora.

Figura 4-30 - Transitório da referência de corrente circulante - PI. Plot superior: corrente circulante de referência na fase a (A) e corrente circulante na fase a (A). Plot inferior: erro de corrente circulante (A).



Fonte: Produção da própria autora.

4.2.3. Ajuste das malhas de tensão

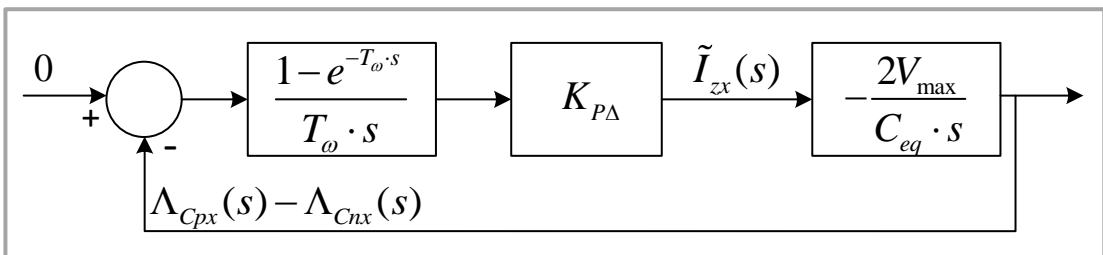
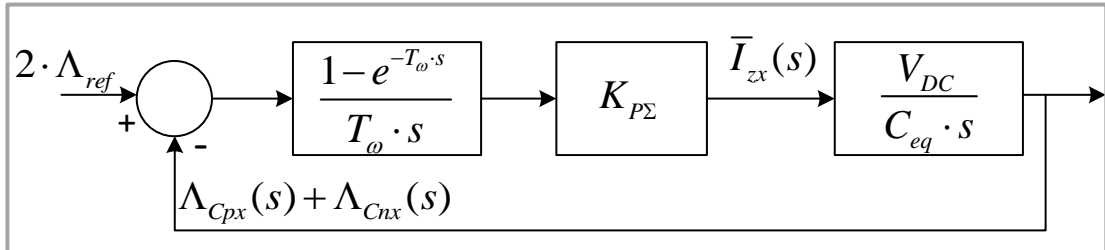
A Figura 4-31 mostra os diagramas de blocos das funções de transferência de rastreamento das malhas que controlam a soma das tensões nos braços e das malhas que controlam a diferença entre as tensões nos braços superior e inferior do MMC. São escolhidos controladores proporcionais para o controle das malhas de tensão, pois a planta possui um polo em zero e os sinais de referência são constantes (portanto esse sistema apresenta erro em regime nulo para controle proporcional). Como filtros passa baixas são aplicados filtros de média móvel antes dos controladores para eliminar ondulações presentes nos sinais das tensões. A função de transferência em tempo discreto do MAF, conforme mostra (4.74), possui um número elevado de polos e dificulta o projeto de um controle digital [58]. A equação (4.75) apresenta a função de transferência equivalente em tempo contínuo do MAF [54], [59] onde T_ω representa o tamanho da janela do filtro (que é dado por $T_\omega = 1 / f_0 = 1 / 60$).

$$G_{MAF}(z) = \frac{1}{D} \cdot \frac{1 - z^{-D}}{1 - z^{-1}} \quad \left(D = \frac{f_s}{f_0} \right) \quad (4.74)$$

$$G_{MAF}(s) = \frac{1 - e^{-T_\omega \cdot s}}{T_\omega \cdot s} \quad (4.75)$$

Figura 4-31 – Diagrama de blocos da função de rastreamento das malhas de tensão.

Malha de tensão da soma



Malha de tensão da diferença

Fonte: Produção da própria autora.

Para que os projetos dos controladores das malhas de tensão possam ser realizados, o termo $e^{-T_\omega \cdot s}$ da função de transferência do MAF em tempo contínuo deve ser substituído por

aproximação polinomial. Neste trabalho adotou-se a aproximação por Padé de primeira ordem [54] que é mostrada em (4.76).

$$e^{-T_\omega \cdot s} \approx \frac{1 - T_\omega \cdot \frac{s}{2}}{1 + T_\omega \cdot \frac{s}{2}} \quad (4.76)$$

Portanto a função de transferência em tempo contínuo aproximada do MAF é mostrada conforme (4.77).

$$G_{MAF}(s) \approx \frac{1 - \frac{T_\omega \cdot s}{2}}{T_\omega \cdot s} = \frac{1}{(T_\omega / 2) \cdot s + 1} = \frac{2/T_\omega}{s + (2/T_\omega)} \quad (4.77)$$

Substituindo (4.77) na função de transferência do MAF, as funções de transferência de rastreamento das malhas de tensão da soma e da diferença são calculadas conforme (4.78) e (4.79).

$$G_{MF\Sigma}(s) = \frac{K_{P\Sigma} \frac{(2/T_\omega)}{s + 2/T_\omega} \cdot \frac{V_{DC}}{C_{eq} \cdot s}}{1 + K_{P\Sigma} \frac{(2/T_\omega)}{s + 2/T_\omega} \cdot \frac{V_{DC}}{C_{eq} \cdot s}} = \frac{\frac{2K_{P\Sigma} \cdot V_{DC}}{C_{eq} \cdot T_\omega}}{s^2 + (2/T_\omega)s + \frac{2K_{P\Sigma} \cdot V_{DC}}{C_{eq} \cdot T_\omega}} \quad (4.78)$$

$$G_{MF\Delta}(s) = \frac{K_{P\Delta} \frac{(2/T_\omega)}{s + 2/T_\omega} \cdot \frac{2 \cdot V_{\max}}{C_{eq} \cdot s}}{1 + K_{P\Delta} \frac{(2/T_\omega)}{s + 2/T_\omega} \cdot \frac{2 \cdot V_{\max}}{C_{eq} \cdot s}} = \frac{\frac{4K_{P\Delta} \cdot V_{\max}}{C_{eq} \cdot T_\omega}}{s^2 + (2/T_\omega)s + \frac{4K_{P\Delta} \cdot V_{\max}}{C_{eq} \cdot T_\omega}} \quad (4.79)$$

Para os projetos dos ganhos das malhas de tensão são fixados os valores de coeficiente de amortecimento ξ e tempo de acomodação t_{acom} desejados. O tempo de acomodação adotado neste trabalho é calculado em (4.80).

$$t_{acom} = \frac{3}{\xi \cdot \omega_n} \quad (4.80)$$

A partir de (4.78) e (4.79) obtém-se que as frequências naturais das malhas de tensão da soma e da diferença são calculadas conforme (4.81) e (4.82).

$$\omega_{n\Sigma} = \sqrt{\frac{2 \cdot K_{P\Sigma} \cdot V_{DC}}{C_{eq} \cdot T_\omega}} \quad (4.81)$$

$$\omega_{n\Delta} = \sqrt{\frac{4 \cdot K_{P\Delta} \cdot V_{\max}}{C_{eq} \cdot T_{\omega}}} \quad (4.82)$$

Substituindo as frequências naturais $\omega_{n\Sigma}$ e $\omega_{n\Delta}$ (que são calculadas pelas equações (4.81) e (4.82)) na equação de tempo de acomodação mostrada em (4.80) e definindo os coeficientes de amortecimento (ξ_{Σ} e ξ_{Δ}) e dos tempos de acomodação ($t_{acom\Sigma}$ e $t_{acom\Delta}$) como critérios de projeto para as malhas de tensão, obtêm-se os valores dos ganhos dos controladores proporcionais das malhas de tensão da soma e da diferença, conforme mostram (4.83) e (4.84).

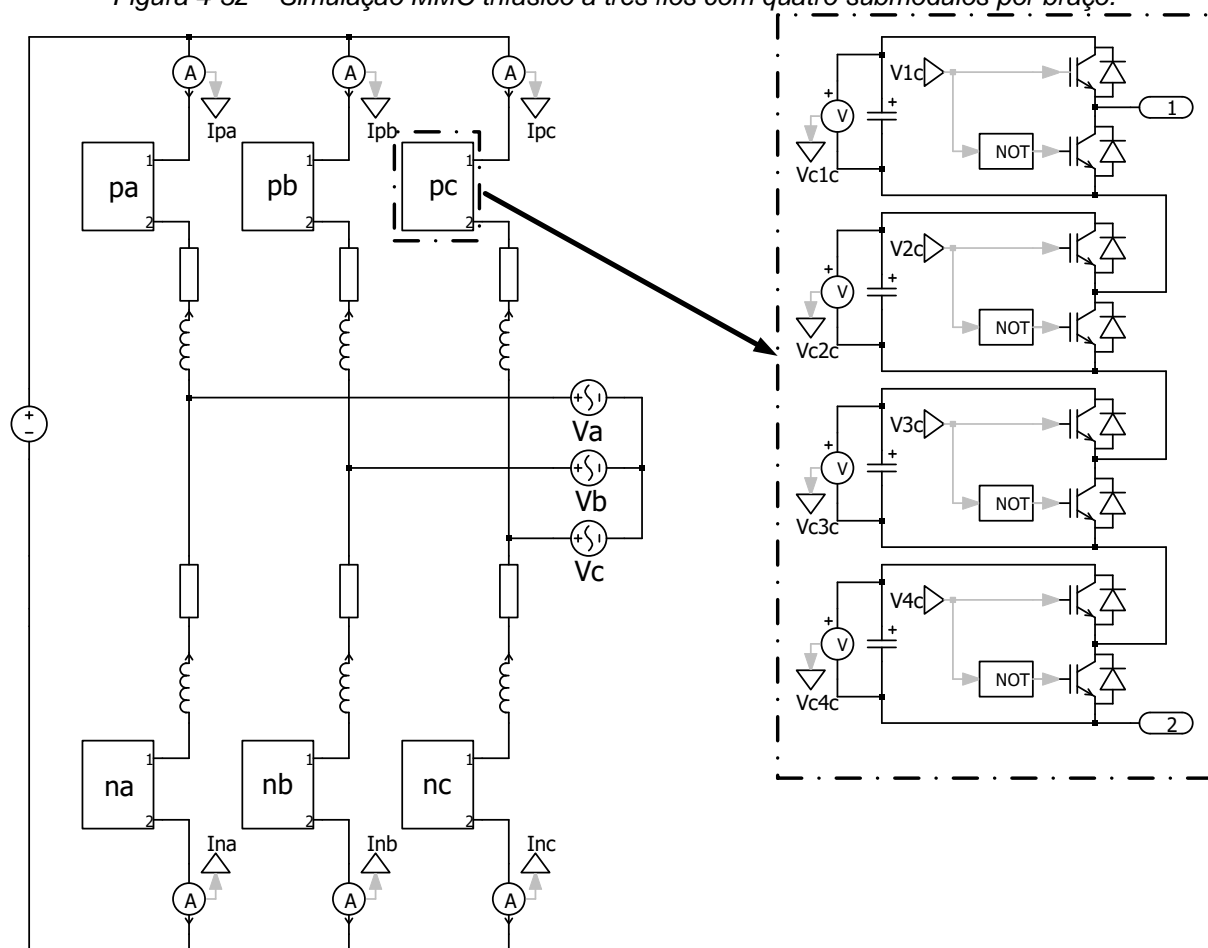
$$K_{P\Sigma} = \left(\frac{3}{\xi_{\Sigma} \cdot t_{acom\Sigma}} \right)^2 \cdot \frac{C_{eq} \cdot T_{\omega}}{2 \cdot V_{DC}} \quad (4.83)$$

$$K_{P\Delta} = \left(\frac{3}{\xi_{\Delta} \cdot t_{acom\Delta}} \right)^2 \cdot \frac{C_{eq} \cdot T_{\omega}}{4 \cdot V_{\max}} \quad (4.84)$$

4.3. Teste dos ajustes de controle propostos

A seguir são mostrados testes de simulação realizados com o intuito de validar as malhas de controle propostas. Os testes foram realizados em um MMC trifásico a três fios com quatro submódulos por braço, conforme mostra Figura 4-32.

Figura 4-32 – Simulação MMC trifásico a três fios com quatro submódulos por braço.



Fonte: Produção da própria autora.

A Tabela 4-1 mostra os parâmetros adotados para o circuito da Figura 4-32.

Tabela 4-1 – Valores adotados para simulação do MMC a três fios em tempo discreto

Descrição	Símbolo	Valor
Tensão nominal eficaz de linha da rede	V_{rede}	220 V
Tensão <i>link</i> DC	V_{DC}	400 V
Corrente de rede nominal eficaz	I	3.5 A
Indutância do braço	L	5 mH
Resistência do braço	R	0.25 Ω
Capacitância do SM	C	1.0 mF
Nº capacitores por braço	N	4
Frequência de chaveamento	f_{ch}	2 kHz
Frequência de amostragem	f_s	16 kHz

Substituindo os parâmetros definidos na Tabela 4-1 na equação (4.64) obtém-se (4.85).

$$K_{Pz} = \frac{5 \cdot 10^{-3} \cdot 16000}{3} = 26.667 \quad (4.85)$$

O ganho proporcional da malha de corrente de rede é obtido substituindo-se os valores da Tabela 4-1 na equação (4.65), conforme mostra (4.86).

$$K_{Ps} = \frac{5 / 2 \cdot 10^{-3} \cdot 16000}{3} = 13.333 \quad (4.86)$$

Os tempos dos controladores integrais das malhas de corrente circulante e de rede são calculados a partir de (4.72) e (4.73), conforme mostram as equações (4.87) e (4.88).

$$T_{Iz} = \frac{6.3655525654309611}{16000} = 0.0003978470353394351 \quad (4.87)$$

$$T_{Is} = \frac{6.3655525654309611}{16000} = 0.0003978470353394351 \quad (4.88)$$

Os ganhos integrais das malhas de corrente circulante e de rede são calculados pelas equações (4.89) e (4.90).

$$K_{Iz} = K_{Pz} \cdot \frac{1}{T_{Iz}} = \frac{26.667}{0.000397847035} = 67027.435927 \quad (4.89)$$

$$K_{Is} = K_{Ps} \cdot \frac{1}{T_{Is}} = \frac{13.333}{0.000397847035} = 33513.717963 \quad (4.90)$$

Para as malhas de tensão determina-se que os tempos de acomodação das duas malhas são iguais a 4.5 ciclos de 60 Hz (ou seja $0.075s$) e os coeficientes de amortecimento são iguais a 0.7. Substituindo os valores de projeto e os parâmetros de planta nas equações (4.83) e (4.84), obtém-se que os ganhos dos controladores das malhas de tensão de soma e diferença são iguais a (4.91).

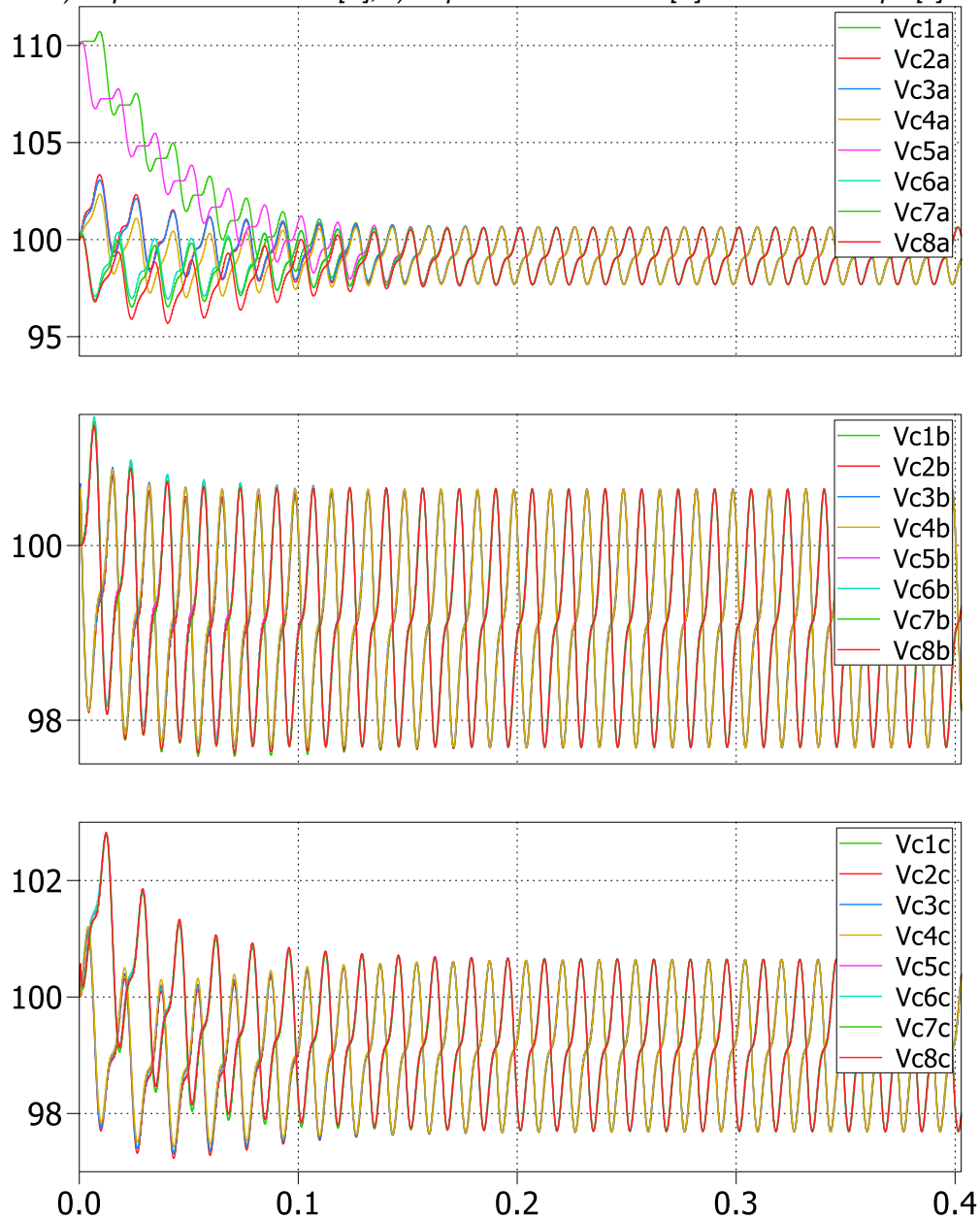
$$K_{P\Sigma} = \left(\frac{3}{0.7 \cdot 0.075} \right)^2 \cdot \frac{(1 \cdot 10^{-3} / 4) \cdot (1 / 60)}{2 \cdot 400} = 1.7 \cdot 10^{-5} \quad (4.91)$$

$$K_{P\Delta} = \left(\frac{3}{0.7 \cdot 0.075} \right)^2 \cdot \frac{(1 \cdot 10^{-3} / 4) \cdot (1 / 60)}{4 \cdot (127\sqrt{2})} = 1.9 \cdot 10^{-5}$$

A Figura 4-33 mostra o transitório inicial das tensões nos capacitores dos submódulos do MMC. Determina-se no instante inicial da simulação que todos os capacitores dos submódulos

estão pré-carregados com tensão nominal, exceto os capacitores v_{C1a} e v_{C5a} que estão com sobretensão de 10%. A sobretensão foi inserida nos submódulos para mostrar o funcionamento das malhas de tensão. O transitório foi obtido para o MMC injetando corrente de rede com amplitude nominal em fase com a tensão da rede. Observa-se pela figura que os controladores de tensão regulam a tensão em todos os capacitores e seu tempo de acomodação está em torno do valor de projeto $0.075s$.

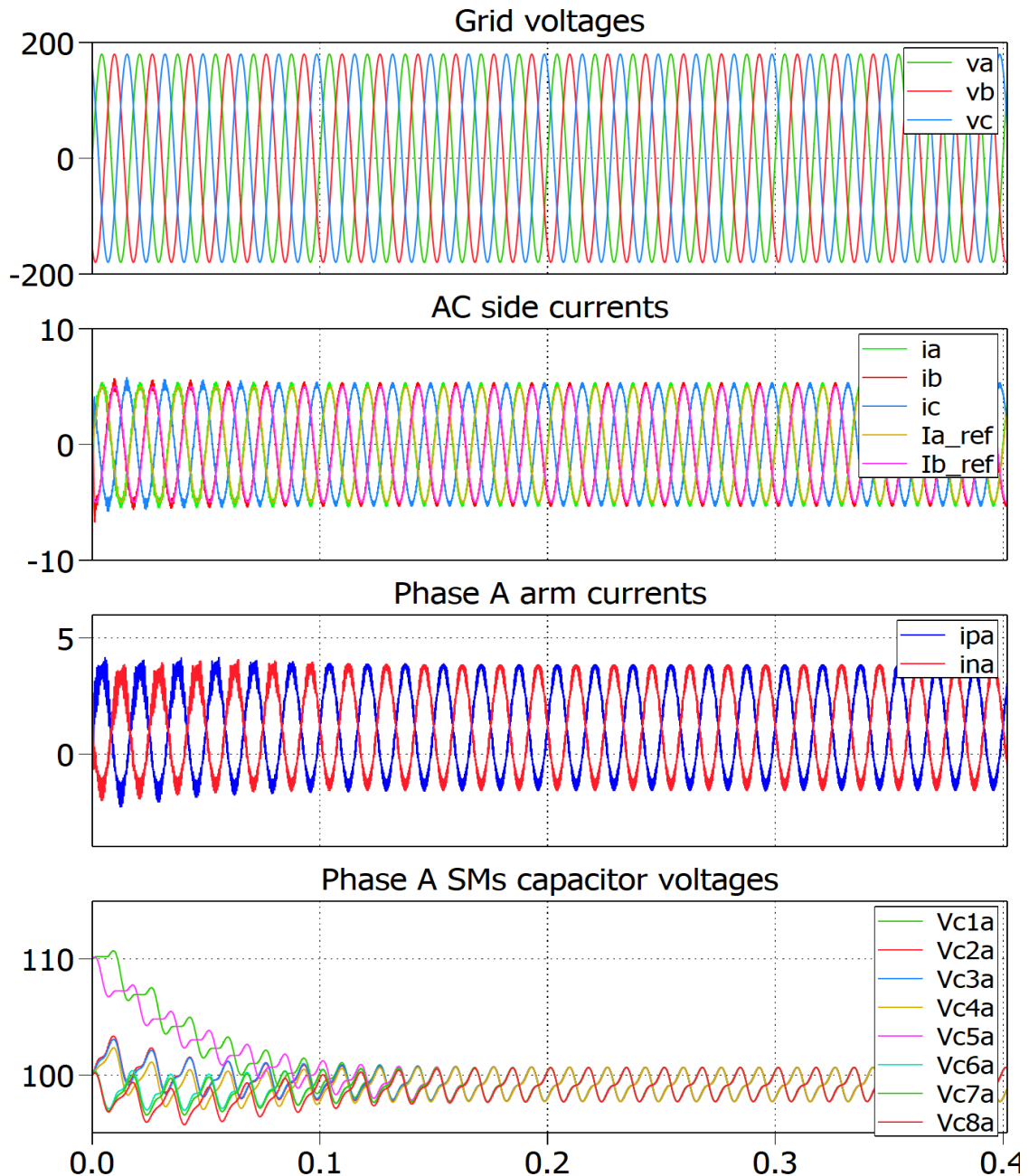
Figura 4-33 – Transitório das tensões nos capacitores dos submódulos: a) Capacitores da fase a [V], b) Capacitores da fase b [V], c) Capacitores da fase c [V]. Escala de tempo [s].



Fonte: Produção da própria autora.

A Figura 4-34 mostra o transitório das correntes de rede e das correntes nos braços da fase *a* para o mesmo caso mostrado pela Figura 4-33. Observa-se que as correntes de rede e nos braços apresentam ondulações maiores na parte inicial do transitório. Estas ondulações (conforme comentado no capítulo 4.2.2) são causados pelas diferenças de tensão entre os capacitores dos submódulos. Conforme as tensões nos capacitores são reguladas, as ondulações nas correntes de rede e nos braços diminuem.

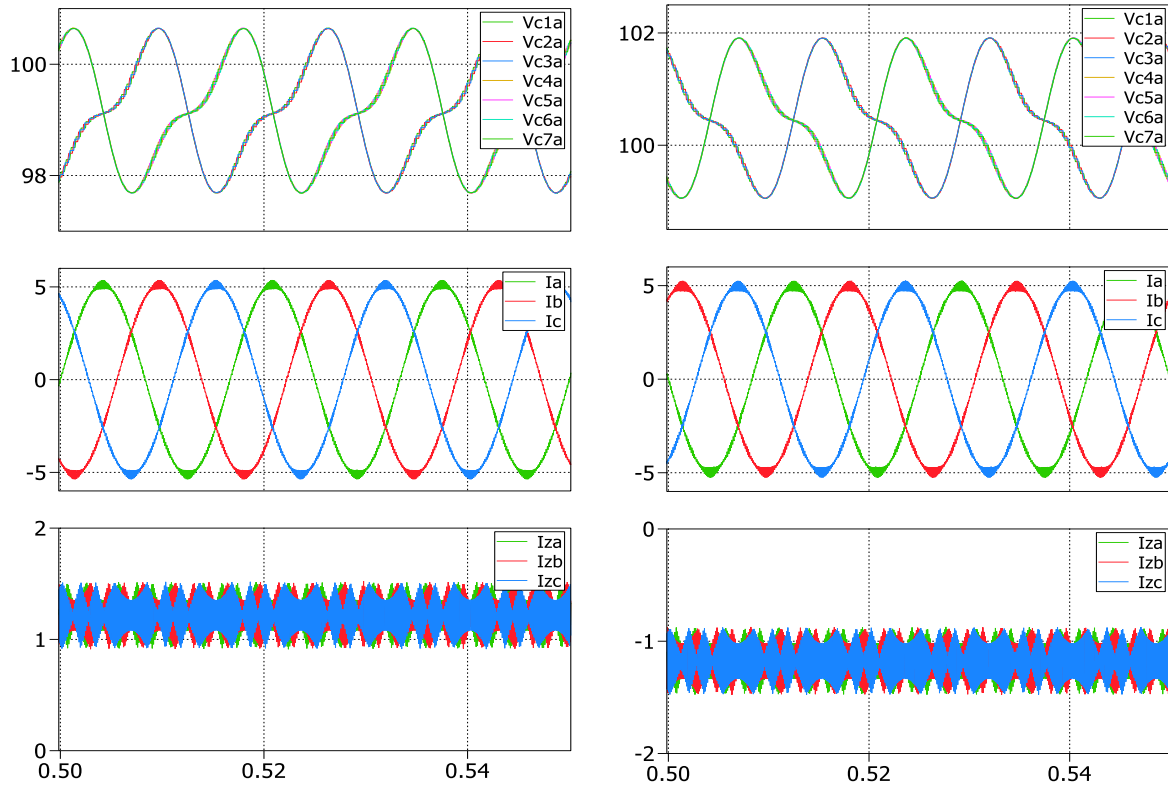
Figura 4-34 -Transitório inicial nas correntes. a) tensões na rede [V], b) correntes na rede [A], c) correntes nos braços da fase *a* [A], d) tensões nos capacitores [V]. Escala de tempo [s].



Fonte: Produção da própria autora.

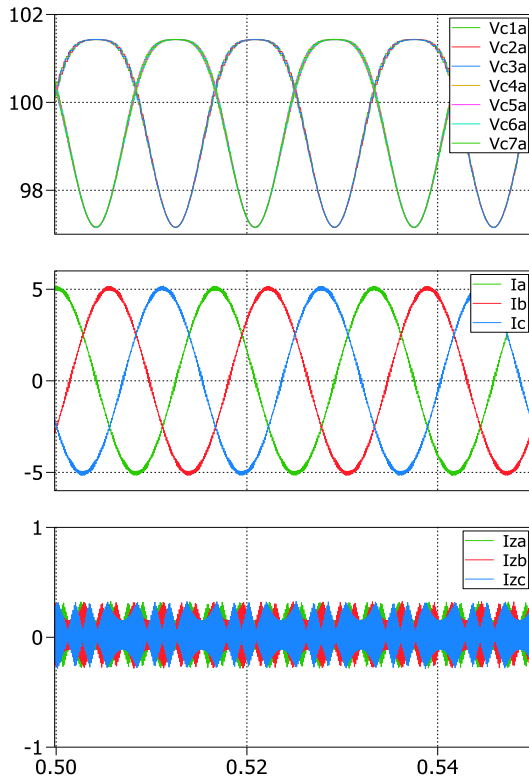
A Figura 4-35 mostra o MMC operando em regime para quatro casos: a) corrente de rede em fase com tensões de rede, b) correntes defasadas de 180° com relação às tensões da rede, c) correntes adiantadas de 90° com relação às tensões da rede, d) correntes atrasadas de 90° com relação às tensões da rede.

Figura 4-35 – Operação em regime do MMC. Plot superior: tensões nos capacitores dos submódulos [V]. Plot do meio: correntes de rede [A]. Plot inferior: correntes circulantes [A].

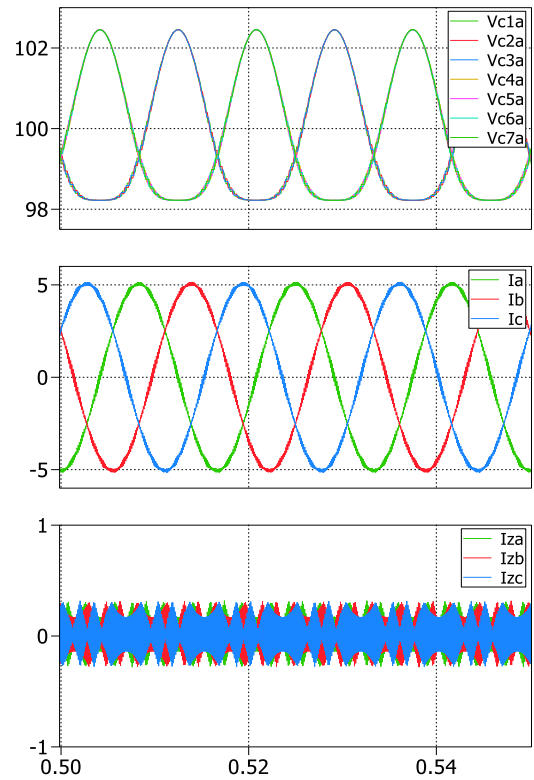


a) Corrente em fase com a tensão da rede

b) Corrente defasada de 180°



c) Corrente defasada de 90°



d) Corrente defasada de -90°

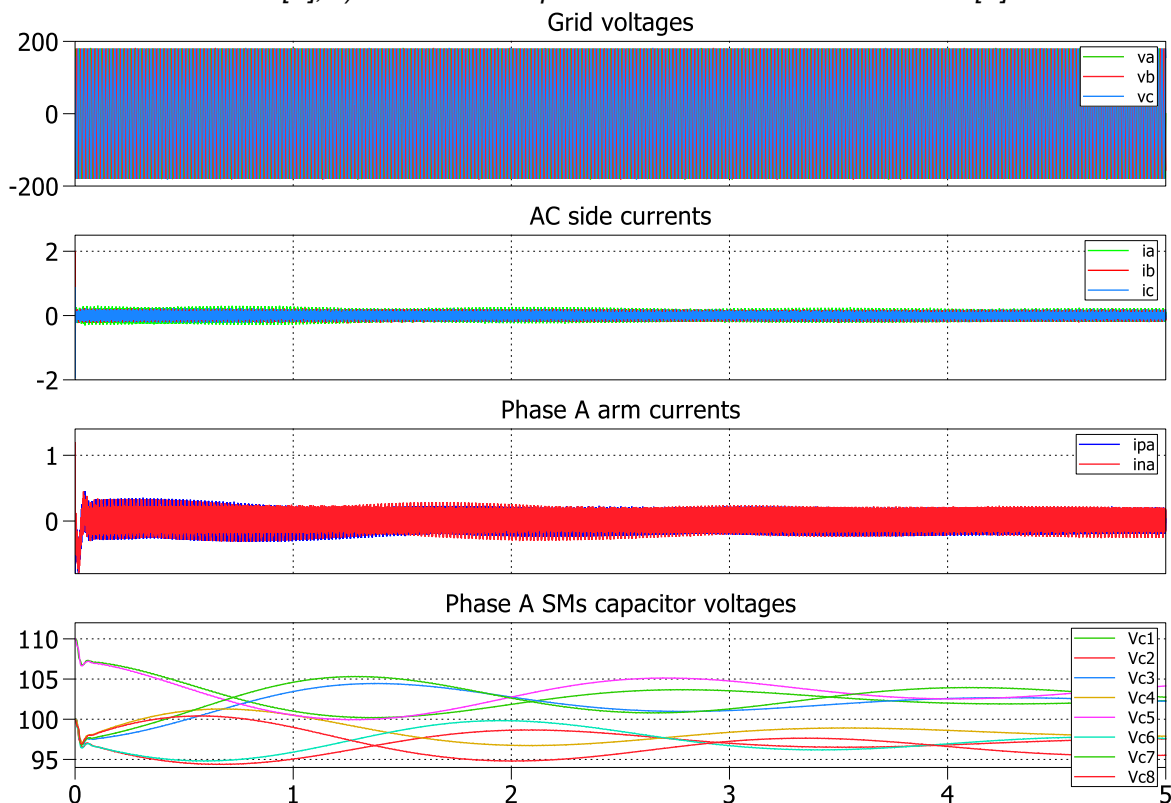
Fonte: Produção da própria autora.

Os resultados apresentados neste capítulo mostram que as malhas de balanceamento das tensões individuais regulam as tensões dos capacitores dos submódulos de cada braço. As outras malhas de regulação de tensão respeitam os tempos de acomodação definidos por projeto. Os controladores proporcionais das malhas de regulação de tensão apresentaram erros em regime inferiores a 1%. Espera-se uma pequena parcela de erro nas malhas de tensão, pois a estratégia proposta realiza a normalização das tensões a partir do controle de $\lambda_{C_{px}} + \lambda_{C_{nx}}$ e $\lambda_{C_{px}} - \lambda_{C_{nx}}$, que são dados pelo quadrado das tensões nos capacitores. Como as tensões nos capacitores apresentam ondulações, ao se elevar estas tensões ao quadrado obtém-se a inserção de um valor médio adicional nos sinais de $\lambda_{C_{px}} + \lambda_{C_{nx}}$ e $\lambda_{C_{px}} - \lambda_{C_{nx}}$ vindos das ondulações. Porém, como as ondulações são pequenas, observa-se que os desvios obtidos nas malhas de tensão são pequenos.

5. DESEMPENHO DAS MALHAS DE BALANCEAMENTO DE TENSÃO PARA CORRENTES DE REDE PEQUENAS

Conforme mostrado no capítulo anterior, o método de controle proposto funciona adequadamente para diferentes defasagens de corrente de rede. Além das malhas de tensão e de corrente, é necessária a implementação de malhas individuais para equalizar as tensões entre os capacitores dos submódulos de cada braço. A malha de controle individual proposta neste trabalho, conforme mostra a Figura 4-17, depende da corrente de braço que circula no submódulo. Conforme mostra a Figura 5-1, caso a corrente no braço seja muito pequena as malhas de controle de tensão individual não funcionam, pois quanto menor a corrente, menor a potência e menor a derivada da tensão nos capacitores durante o processo de balanceamento. A figura abaixo mostra que quando se impõe corrente de rede nula no MMC e há desequilíbrios entre as tensões nos capacitores não é possível equalizar as tensões nos capacitores dos submódulos, pois as correntes nos braços também são nulas.

Figura 5-1 – Correntes e tensões nos capacitores na fase a do MMC operando com corrente de rede nula. a) tensões na rede [V], b) correntes na rede [A], c) correntes da fase a nos braços superiores e inferiores [A], d) tensões nos capacitores dos submódulos da fase a [V].



Fonte: Produção da própria autora.

A Figura 5-2 mostra o espectro das correntes de rede e das correntes nos braços superior e inferior da fase a do MMC. Conforme mostra a figura abaixo, as parcelas de frequência

fundamental de corrente de rede e de corrente nos braços são pequenas (da magnitude das parcelas de alta frequência). Como as tensões nos braços não estão equalizadas, observa-se conteúdo harmônico a partir da frequência de chaveamento.

Figura 5-2 – Espectro das correntes de rede e nos braços para o MMC operando com corrente de rede nula.



Fonte: Produção da própria autora.

Caso a corrente de referência na saída do MMC seja nula, deve-se garantir uma corrente circulante nos braços para funcionamento das malhas de tensão individuais. Porém, também se deve garantir que esta corrente não interfira nas outras malhas de controle do sistema. Estas correntes devem ficar confinadas ao MMC, sem circularem na rede ou no lado DC do MMC. Para que esta parcela adicional de corrente não interfira nas outras malhas é necessário que:

- i) esta corrente seja a mesma nos braços que compõem uma fase (assim garante-se que esta corrente não saia para a rede);
- ii) a soma das correntes nas fases a , b e c dos braços superiores e inferiores deve ser nula (assim essas correntes não circulam do lado DC);
- iii) a corrente possua média nula (pois, conforme mostra (4.26), correntes circulantes de média não nula afetam a soma das tensões nos braços);

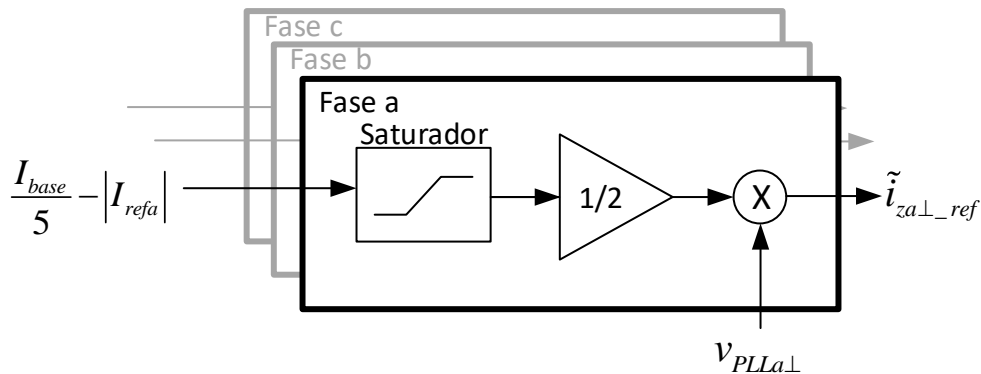
- iv) a corrente não pode ter parcela senoidal de frequência fundamental em fase com a tensão da rede. A equação (4.33) mostra que correntes circulantes senoidais em fase com a tensão da rede afetam a diferença da tensão entre os braços superior e inferior.

A Figura 5-3 mostra o diagrama de blocos do controle do MMC com a adição de uma corrente circulante senoidal de frequência fundamental de sequência positiva em quadratura com a tensão da rede fundamental de sequência positiva que é injetada caso a corrente de rede de referência seja muito baixa (amplitude inferior a 10% do valor da corrente de base, que é dada pela corrente nominal). Este trabalho considera que o MMC injeta sempre correntes fundamentais de sequência positiva na rede; portanto, as amplitudes das correntes de rede nas fases a , b e c são sempre iguais. A amplitude da corrente de referência na rede é dada pela equação (5.1).

$$|I_{refa}| = |I_{refb}| = |I_{refc}| = |I_{ref}| = \sqrt{\frac{2 \cdot (i_a^2 + i_b^2 + i_c^2)}{3}} \quad (5.1)$$

Conforme pode ser observado pela Figura 5-3, realiza-se a subtração de 20% da corrente nominal pela amplitude da corrente de referência na rede ($|I_{ref}|$). O resultado é então inserido em um saturador, que possui limite mínimo de 0 e limite máximo de $I_{base}/5$. Caso a corrente de referência seja maior que 20% do valor nominal, a diferença $I_{base}/5 - |I_{refa}|$ fica negativa e, portanto, não há injeção de corrente circulante adicional. Caso a corrente de referência seja nula, é injetada uma corrente circulante senoidal com amplitude igual a 10% do valor de corrente de base. As correntes $\tilde{i}_{z\perp}$ são somadas às correntes \bar{i}_z e \tilde{i}_z .

Figura 5-3 – Cálculo das correntes circulantes adicionais perpendiculares à sequência positiva fundamental da rede caso de corrente de referência de rede baixa.



Fonte: Produção da própria autora.

Conforme mostra a Figura 4-2, as correntes de referência das malhas de correntes circulantes eram dadas por $\mathbf{i}_z = \bar{\mathbf{i}}_z - \tilde{\mathbf{i}}_z$. Com a inserção de corrente adicional (que somente é inserida caso as correntes de rede sejam muito pequenas) as correntes circulantes de referência são calculadas conforme mostra a equação (5.2).

$$\begin{bmatrix} i_{za_ref} \\ i_{zb_ref} \\ i_{zc_ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{i}_{za_ref} \\ \bar{i}_{zb_ref} \\ \bar{i}_{zc_ref} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \tilde{i}_{za_ref} \\ \tilde{i}_{zb_ref} \\ \tilde{i}_{zc_ref} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{i}_{za\perp_ref} \\ \tilde{i}_{zb\perp_ref} \\ \tilde{i}_{zc\perp_ref} \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

Analisando-se a equação (4.26), observa-se que a parcela adicional de corrente inserida para corrente de referência pequena não influencia a dinâmica da soma das tensões dos capacitores dos braços superior e inferior. A corrente circulante adicional é senoidal e aparece na equação (4.33), conforme mostra a equação (5.3) abaixo.

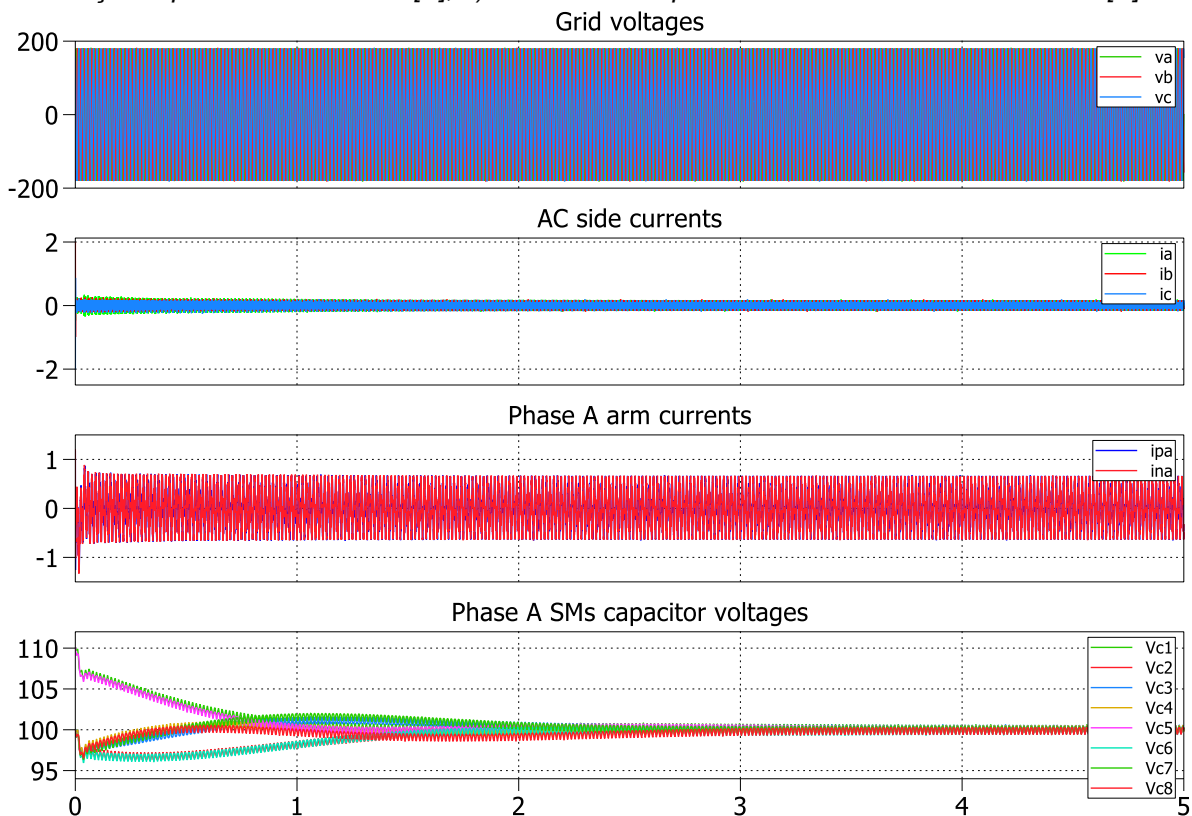
$$\begin{cases} \frac{d(\mathbf{v}_{Cp}^2 + \mathbf{v}_{Cn}^2)}{dt} = \frac{2}{C} \cdot \left(\frac{V_{DC}}{2} \cdot \bar{\mathbf{i}}_z - \tilde{\mathbf{v}} \cdot * \tilde{\mathbf{i}} \right) \\ \frac{d(\mathbf{v}_{Cp}^2 - \mathbf{v}_{Cn}^2)}{dt} = \frac{1}{C} \cdot (\tilde{\mathbf{v}}_z \cdot * \tilde{\mathbf{i}} - 4 \cdot \mathbf{v} \cdot * \tilde{\mathbf{i}}_z) \end{cases} \quad (5.3)$$

Considerando as correntes de rede nula e as correntes $\tilde{\mathbf{i}}_z$ contendo as correntes em fase com a tensão de rede (vindas da malha da diferença de tensão) e as correntes circulantes adicionais (que são senoidais em quadratura com as tensões da rede) obtém-se (5.4). Como pode ser observado em (5.4), como as correntes adicionais estão em quadratura com as tensões da rede, não afetam a dinâmica da diferença entre as tensões nos capacitores dos braços superior e inferior (potência nula). Neste trabalho considera-se que são injetadas correntes equilibradas na rede, portanto as correntes adicionais circulantes também são equilibradas (e com amplitude igual a I_{\perp} que é proporcional a $I_{base} / 5 - |I_{refa}|$). Como as correntes adicionais são equilibradas, a soma das fases a , b e c dessas correntes é nula. Portanto, estas correntes circulam apenas dentro dos braços e não saem para o barramento CC ou para a rede.

$$\frac{d(\mathbf{v}_{Cp}^2 - \mathbf{v}_{Cn}^2)}{dt} = \frac{-4}{C} \cdot \left(\begin{bmatrix} V \cdot \cos(\omega t) \\ V \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V \cdot \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot * \left(\begin{bmatrix} I_{za} \cdot \cos(\omega t) \\ I_{zb} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_{zc} \cdot \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{\perp} \cdot \sin(\omega t) \\ I_{\perp} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_{\perp} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \right) \right) \quad (5.4)$$

A Figura 5-4 mostra o conversor MMC operando com a corrente circulante adicional injetada para o caso no qual a corrente de referência de rede é nula. Observa-se pela Figura 5-4d que as tensões nos capacitores voltam a convergir. Como as correntes circulantes adicionais são muito pequenas (10% do valor da corrente nominal) as malhas de tensão individuais regulam as tensões nos capacitores dos submódulos mais lentamente. Para acelerar a resposta das malhas de tensão individuais basta aumentar a amplitude das correntes circulantes adicionais.

Figura 5-4 – Conversor MMC operando com injeção de corrente circulante adicional e corrente de referência de rede nula. a) tensões na rede [V], b) correntes na rede [A], c) correntes da fase a nos braços superiores e inferiores [A], d) tensões nos capacitores dos submódulos da fase a [V].

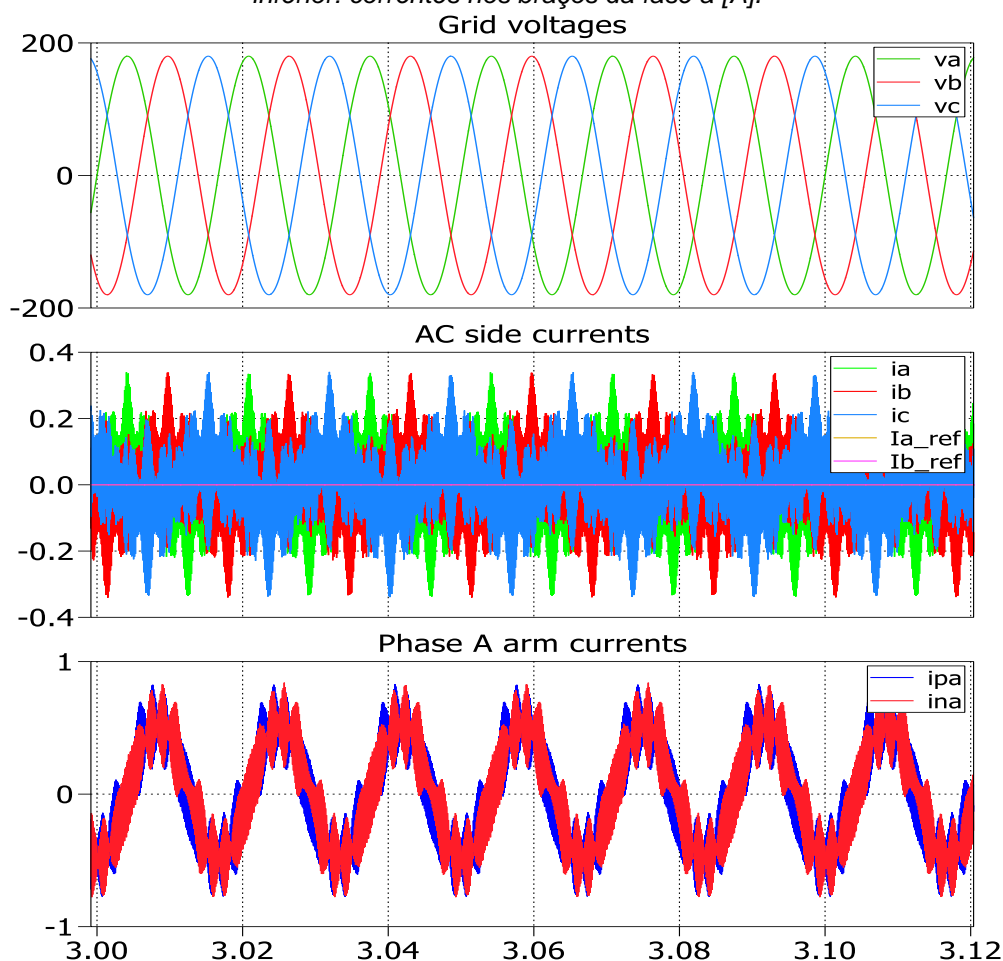


Fonte: Produção da própria autora.

A Figura 5-5 mostra os resultados da Figura 5-4 em uma escala de tempo menor. Observa-se na Figura 5-5c que as correntes da fase *a* dos braços superior e inferior apresentam mesma amplitude e fase (e sua fase está atrasada de 90° com a fase da rede). As correntes mostradas na Figura 5-5c são justamente as correntes adicionais perpendiculares que circulam nos braços e que são injetadas para garantir o funcionamento das malhas de balanceamento individuais em caso de correntes de rede muito baixas. Apesar de as correntes de referência de rede serem nulas, observa-se uma pequena parcela senoidal fundamental nas correntes de rede (Figura 5-5b). Isto ocorre devido ao controlador do tipo PI implementado que não consegue zerar o erro de

corrente¹⁰, e também ao próprio *feedforward* que, por possuir atraso, não rejeita completamente a perturbação causada pela tensão da rede no sistema. Porém, essa parcela de corrente fundamental é muito pequena (a amplitude da parcela de frequência fundamental desta corrente é 0.07A, o que representa 1.4% do valor nominal) e, portanto, considera-se que o desempenho do controle é satisfatório.

Figura 5-5 – Correntes na rede e nos braços superior e inferior da fase a do MMC para corrente de referência de rede nula. Plot superior: tensões na rede [V]. Plot do meio: correntes de rede [A]. Plot inferior: correntes nos braços da fase a [A].

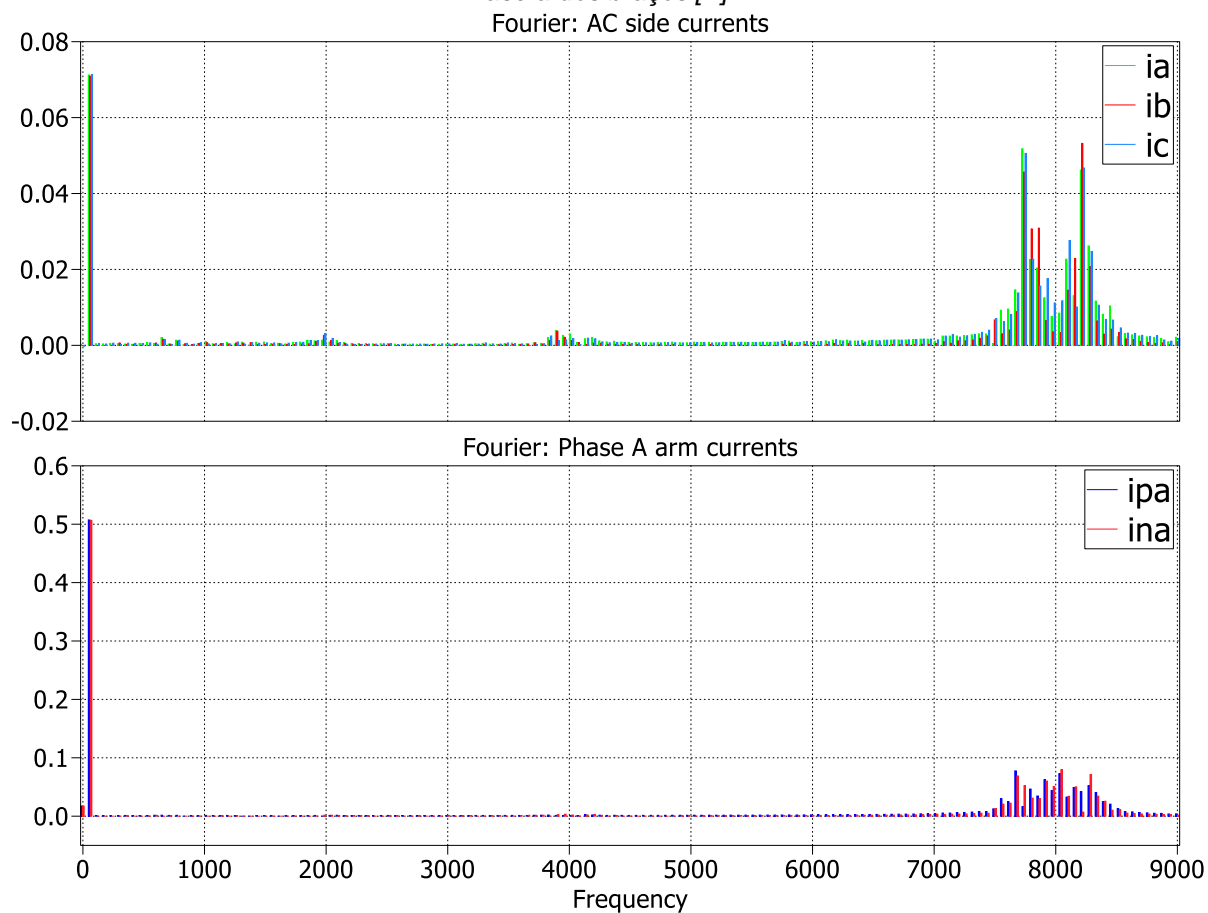


Fonte: Produção da própria autora.

A Figura 5-6 mostra o espectro das correntes de rede e dos braços superior e inferior da fase a do conversor MMC operando com corrente de rede nula. Observa-se pela figura que os múltiplos da frequência de chaveamento (nas frequências de 2 kHz, 4 kHz e 6 kHz) foram cancelados, pois as tensões nos capacitores dos submódulos estão equalizadas.

¹⁰ Considerando o ajuste dos controladores mostrado no capítulo 4.3 (que também foram utilizados nas simulações deste capítulo), o erro de corrente do controlador PI da malha de corrente de rede calculado para frequência de 60Hz foi igual a 1%.

Figura 5-6- Espectro das correntes de rede e dos braços superior e inferior da fase a do conversor MMC operando com corrente de referência de rede nula. a) correntes na rede [A], b) correntes na fase a dos braços [A].

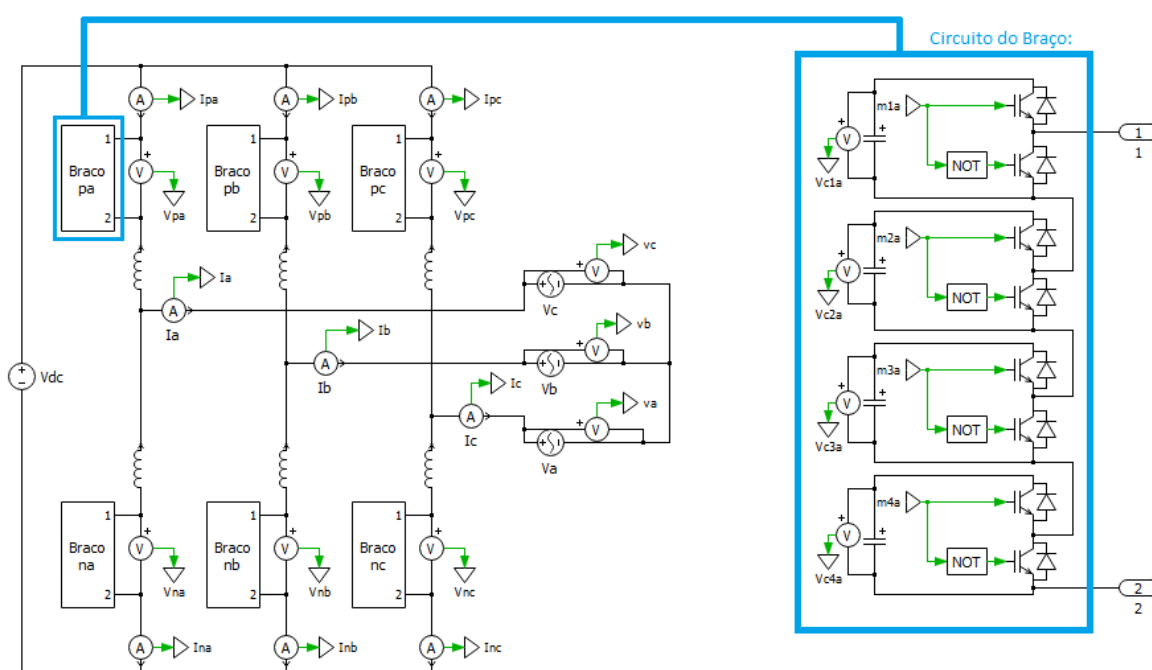


Fonte: Produção da própria autora.

6. DETALHAMENTO DA IMPLEMENTAÇÃO DAS MALHAS DE CONTROLE

Neste capítulo são mostrados detalhes de construção do sistema de controle do MMC que é usado para obtenção dos resultados de simulação e experimental mostrados no capítulo a seguir. O MMC estudado possui topologia trifásica a três fios e quatro submódulos por braço. A Figura 6-1 mostra a estrutura do MMC construída no Software PLECS para obtenção dos resultados de simulação.

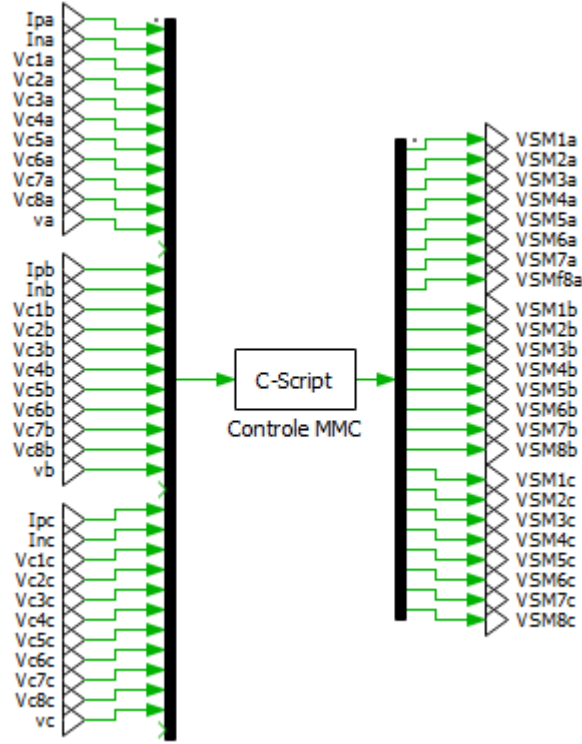
Figura 6-1 – Topologia do MMC implementada para obtenção de resultados de simulação.



Fonte: Produção da própria autora.

A Figura 6-2 mostra o bloco de controle do MMC. Conforme mostra a figura, o bloco de controle recebe em suas entradas as correntes dos braços superiores e inferiores das fases a, b e c , as tensões da rede e as tensões de todos os capacitores dos submódulos. Para cada ciclo de amostragem o controle realiza as 7 etapas a seguir: i) leitura e processamento das entradas, ii) sincronização dos sinais com as tensões da rede a partir de um PLL trifásico, iii) cálculo das malhas de tensão, iv) cálculo das malhas de corrente, v) cálculo das malhas de tensão individual para todos os submódulos, vi) cálculo das tensões de referência de todos os submódulos a partir das malhas de corrente e malhas individuais, vii) atualização das tensões de referência em todos os submódulos. Na saída do bloco de controle são obtidos os sinais de tensão de referência de todos os submódulos que vão para os circuitos de geração de PWM. O código em linguagem C desenvolvido para o controle do MMC é mostrado no anexo D.

Figura 6-2 – Bloco de controle do MMC.



Fonte: Produção da própria autora.

A seguir são descritos com detalhes os passos realizados pelo bloco de controle do MMC.

i) Leitura e processamento das variáveis

Nesta etapa são feitas as leituras dos sinais de corrente e tensão medidos no MMC. No total são medidas 6 correntes (6.1) (as correntes nos braços superior e inferior das fases *a*, *b* e *c* do MMC), 24 tensões nos capacitores (6.2) (são 4 submódulos por braço, portanto 4 capacitores por braço) e por fim as três tensões de rede (6.3).

$$\begin{array}{cc} \text{correntes nos braços superiores} & \text{correntes nos braços inferiores} \\ \overbrace{i_{pa}, i_{pb}, i_{pc}} & \overbrace{i_{na}, i_{nb}, i_{nc}} \end{array} \quad (6.1)$$

$$\begin{array}{cc} \text{tensões nos capacitores dos braços superiores} & \text{tensões nos capacitores dos braços inferiores} \\ \overbrace{v_{C1a}, v_{C2a}, v_{C3a}, v_{C4a}} & \overbrace{v_{C5a}, v_{C6a}, v_{C7a}, v_{C8a}} \\ \overbrace{v_{C1b}, v_{C2b}, v_{C3b}, v_{C4b}} & \overbrace{v_{C5b}, v_{C6b}, v_{C7b}, v_{C8b}} \\ \overbrace{v_{C1c}, v_{C2c}, v_{C3c}, v_{C4c}} & \overbrace{v_{C5c}, v_{C6c}, v_{C7c}, v_{C8c}} \end{array} \quad (6.2)$$

$$v_a, v_b, v_c \quad (6.3)$$

Nesta etapa também são calculadas as correntes circulantes e de rede em função das correntes nos braços e as tensões dos capacitores totais em cada braço. Estas entradas são calculadas de acordo com (6.4), (6.5), (6.6) e (6.7).

$$\begin{aligned}
i_a &= i_{pa} - i_{na} \\
i_b &= i_{pb} - i_{nb} \\
i_c &= i_{pc} - i_{nc}
\end{aligned} \tag{6.4}$$

$$\begin{aligned}
i_{za} &= \frac{i_{pa} + i_{na}}{2} \\
i_{zb} &= \frac{i_{pb} + i_{nb}}{2} \\
i_{zc} &= \frac{i_{pc} + i_{nc}}{2}
\end{aligned} \tag{6.5}$$

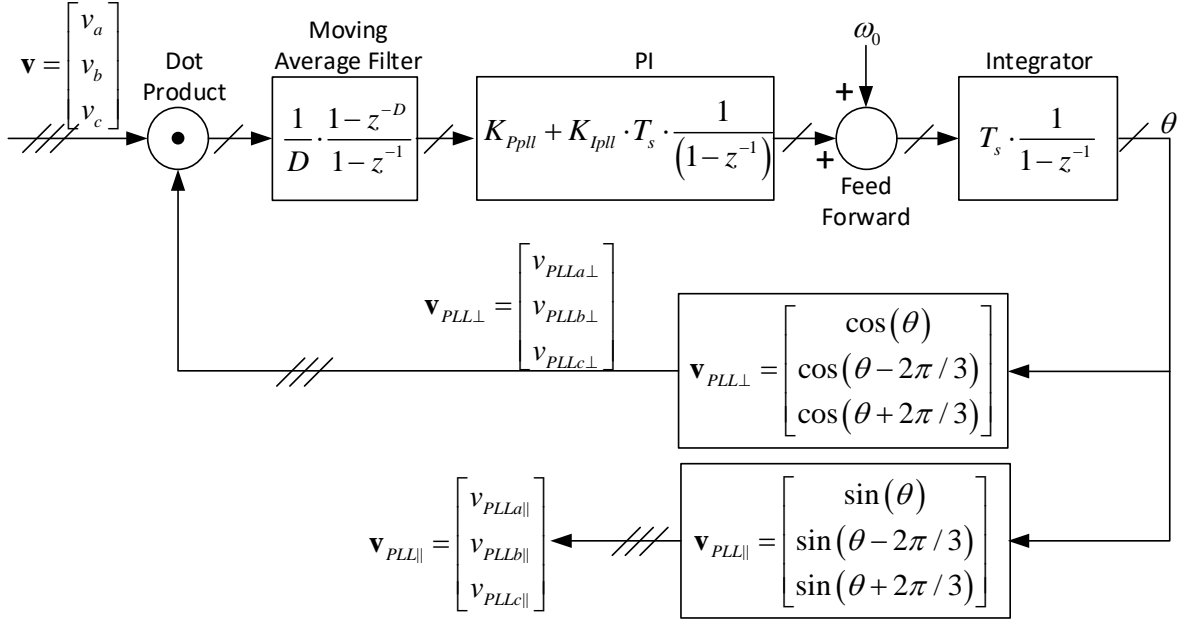
$$\begin{aligned}
v_{Cpa} &= v_{C1a} + v_{C2a} + v_{C3a} + v_{C4a} \\
v_{Cpb} &= v_{C1b} + v_{C2b} + v_{C3b} + v_{C4b} \\
v_{Cpc} &= v_{C1c} + v_{C2c} + v_{C3c} + v_{C4c}
\end{aligned} \tag{6.6}$$

$$\begin{aligned}
v_{Cna} &= v_{C5a} + v_{C6a} + v_{C7a} + v_{C8a} \\
v_{Cnb} &= v_{C5b} + v_{C6b} + v_{C7b} + v_{C8b} \\
v_{Cnc} &= v_{C5c} + v_{C6c} + v_{C7c} + v_{C8c}
\end{aligned} \tag{6.7}$$

ii) Sincronização com as tensões da rede

A Figura 6-3 mostra o diagrama de blocos do PLL utilizado para sincronização com a rede. Observa-se pela figura abaixo que nesta etapa são utilizadas as medidas das tensões na rede e na saída do PLL são calculados dois vetores, o primeiro composto de três sinais senoidais de frequência fundamental em fase com a sequência positiva fundamental da rede e o segundo também composto de três sinais senoidais defasados de 90° da sequência positiva fundamental da rede. A estrutura do PLL e o ajuste dos parâmetros do controlador foram baseados em [58].

Figura 6-3 – Diagrama de blocos do PLL (Phase-Locked Loop).



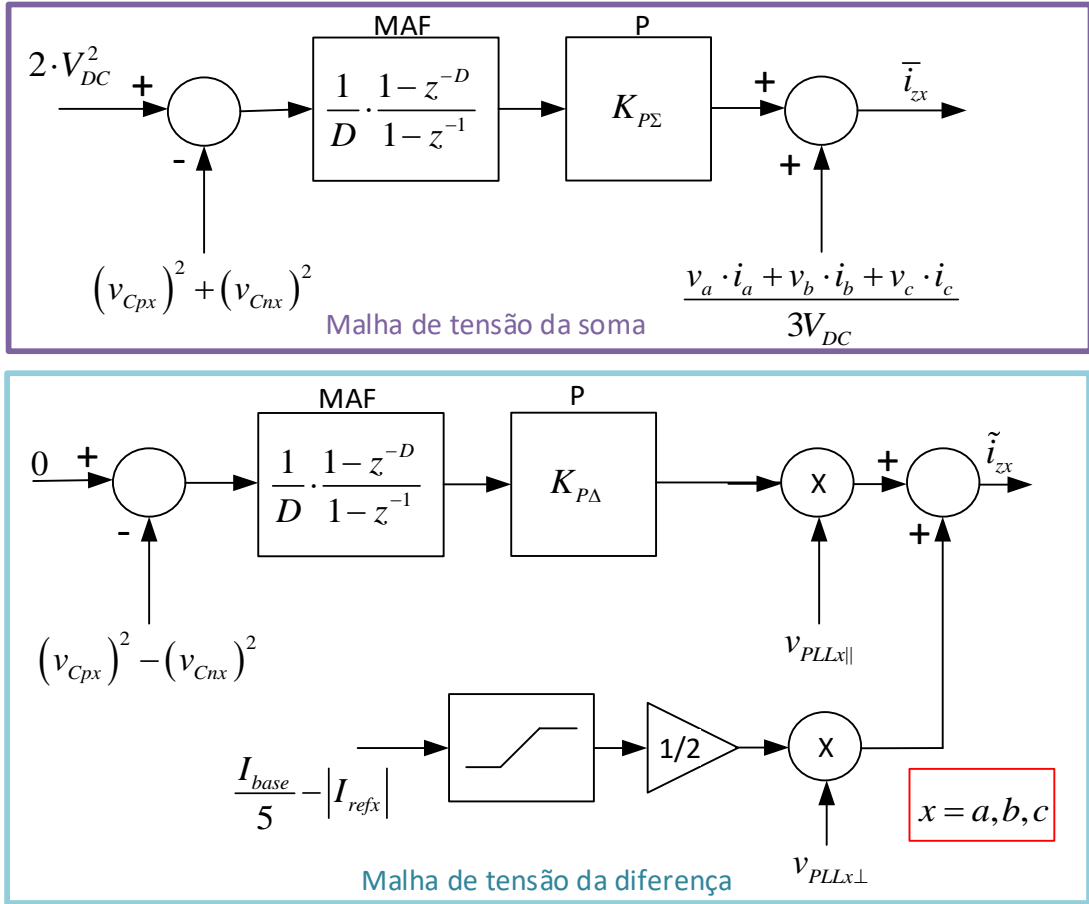
Fonte: Produção da própria autora.

A Figura 6-3 mostra o diagrama de blocos do PLL operando em tempo discreto. A função de transferência do filtro de média móvel depende da frequência de amostragem e da frequência fundamental a ser filtrada. Neste trabalho considerou-se frequência de amostragem de 16 kHz e frequência a ser filtrada igual a frequência fundamental (60 Hz), portanto, $D = \frac{f_s}{f_0} = \frac{16000}{60} \approx 267$. O controle PI digital e o integrador foram discretizados pelo método *Forward*, ambos considerando período de amostragem $T_s = 16 \text{ kHz}$. Os ganhos utilizados no PI do PLL são $K_{ppll} = 278.852$ e $K_{ipll} = 1.148$, os valores dos ganhos do PI foram baseados em [60].

iii) Cálculo das malhas de tensão

Nesta etapa são calculadas as correntes circulantes de referência em função das tensões nos braços. Conforme mostrado na Figura 6-4 são calculadas as duas malhas de tensão: a malha da soma e a malha da diferença entre as tensões nos braços superior e inferior. Observa-se pela figura que a função de transferência dos filtros de média móvel das malhas de tensão é igual à do filtro aplicado ao PLL. As malhas de tensão da soma e da diferença são calculadas três vezes para cada fase do MMC.

Figura 6-4 – Diagrama de blocos das malhas de tensão em tempo discreto.



Fonte: Produção da própria autora.

iv) Cálculo das malhas de corrente

O cálculo das malhas de correntes se inicia com o cálculo das correntes de referência. As correntes de rede são calculadas de acordo com a amplitude (I_{ref}) e fase (δ) desejadas na corrente de saída do conversor, conforme mostra (6.8). É importante ressaltar que o cálculo mostrado em (6.8) é válido caso $v_{PLL\perp}$ esteja adiantado com relação a $v_{PLL||}$ (o que ocorre para o PLL utilizado neste trabalho, conforme mostra Figura 6-3) Neste trabalho são realizados ensaios para diferentes amplitudes e fase das correntes de rede. Já as correntes de referência circulantes são dadas a partir das saídas das malhas de tensão, conforme mostra (6.9).

$$\begin{aligned} i_{refa} &= I_{ref} \cdot (\cos(\delta) \cdot v_{PLL a||} + \sin(\delta) \cdot v_{PLL a\perp}) \\ i_{refb} &= I_{ref} \cdot (\cos(\delta) \cdot v_{PLL b||} + \sin(\delta) \cdot v_{PLL b\perp}) \end{aligned} \quad (6.8)$$

$$\begin{aligned} i_{zrefa} &= \bar{i}_{za} - \tilde{i}_{za} + \tilde{i}_{za\perp} \\ i_{zrefb} &= \bar{i}_{zb} - \tilde{i}_{zb} + \tilde{i}_{zb\perp} \\ i_{zrefc} &= \bar{i}_{zc} - \tilde{i}_{zc} + \tilde{i}_{zc\perp} \end{aligned} \quad (6.9)$$

A Figura 6-5 mostra o diagrama de blocos das malhas de corrente. Deve-se notar que são usadas três malhas de corrente circulantes e apenas duas malhas de corrente de rede. Como o conversor possui apenas 3 fios, é suficiente controlar apenas duas correntes de rede. A tensão de referência de rede da fase c é calculada em função das outras fases, conforme (6.10). Os controladores das malhas de corrente foram discretizados pelo método bilinear/trapezoidal.

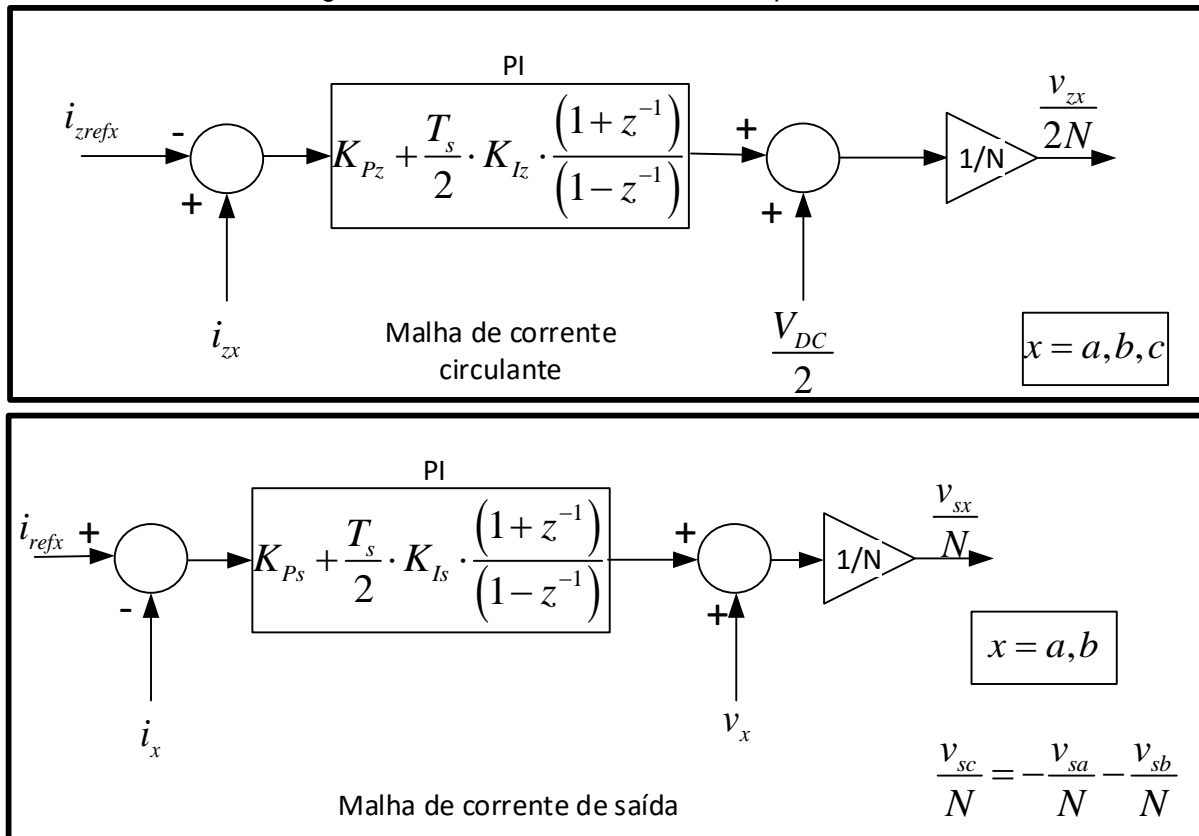
$$\frac{v_{sc}}{N} = -\frac{v_{sa}}{N} - \frac{v_{sb}}{N} \quad (6.10)$$

Os ganhos K_{I_z} e K_{I_s} são calculados conforme (6.11) e (6.12), respectivamente.

$$K_{I_z} = \frac{K_{P_z}}{T_{I_z}} \quad (6.11)$$

$$K_{I_s} = \frac{K_{P_s}}{T_{I_s}} \quad (6.12)$$

Figura 6-5 – Malhas de corrente em tempo discreto.

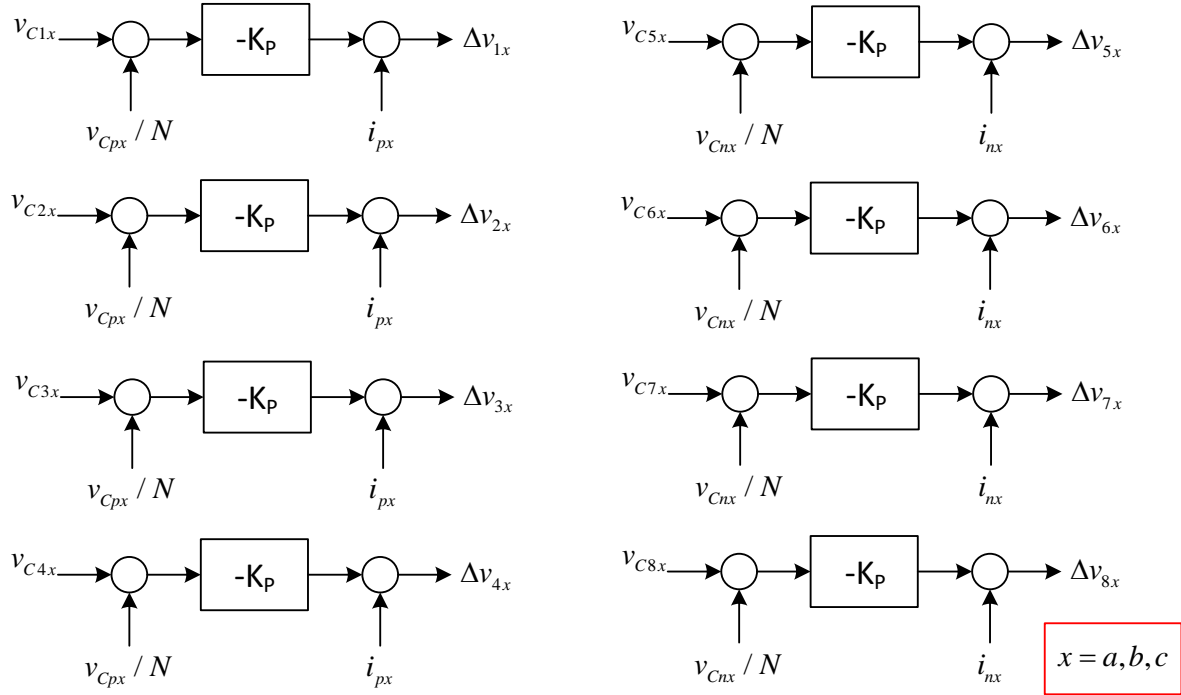


Fonte: Produção da própria autora.

- v) Cálculo das malhas de equalização das tensões individuais

Nesta etapa são utilizadas as correntes nos braços e tensões nos capacitores como entradas das malhas de tensão individuais. As tensões em cada capacitor são comparadas com a média do conjunto dos capacitores pertencentes ao braço. No total são implementadas 24 malhas (uma para cada submódulo), conforme mostra a Figura 6-6.

Figura 6-6 – Diagrama de blocos das malhas de equalização das tensões individuais para a fase x .

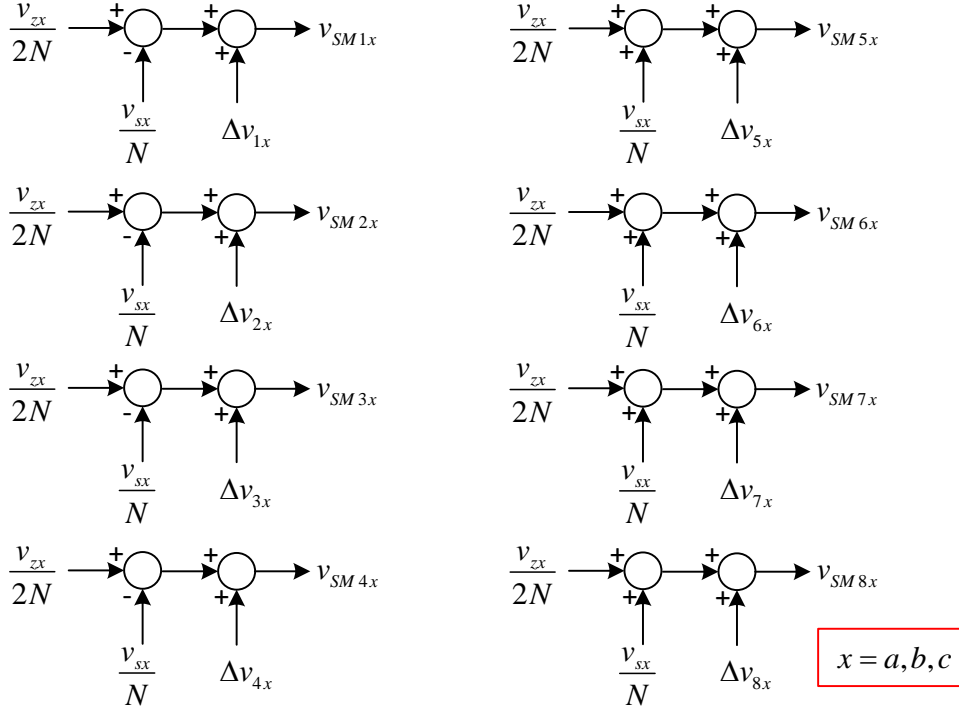


Fonte: Produção da própria autora.

vi) Cálculo das tensões de referência dos submódulos

Nesta etapa são calculadas as tensões de referência de cada submódulo em função das saídas das malhas de controle calculadas nas etapas anteriores.

Figura 6-7 – Cálculo das tensões de referência dos submódulos para fase x.



Fonte: Produção da própria autora.

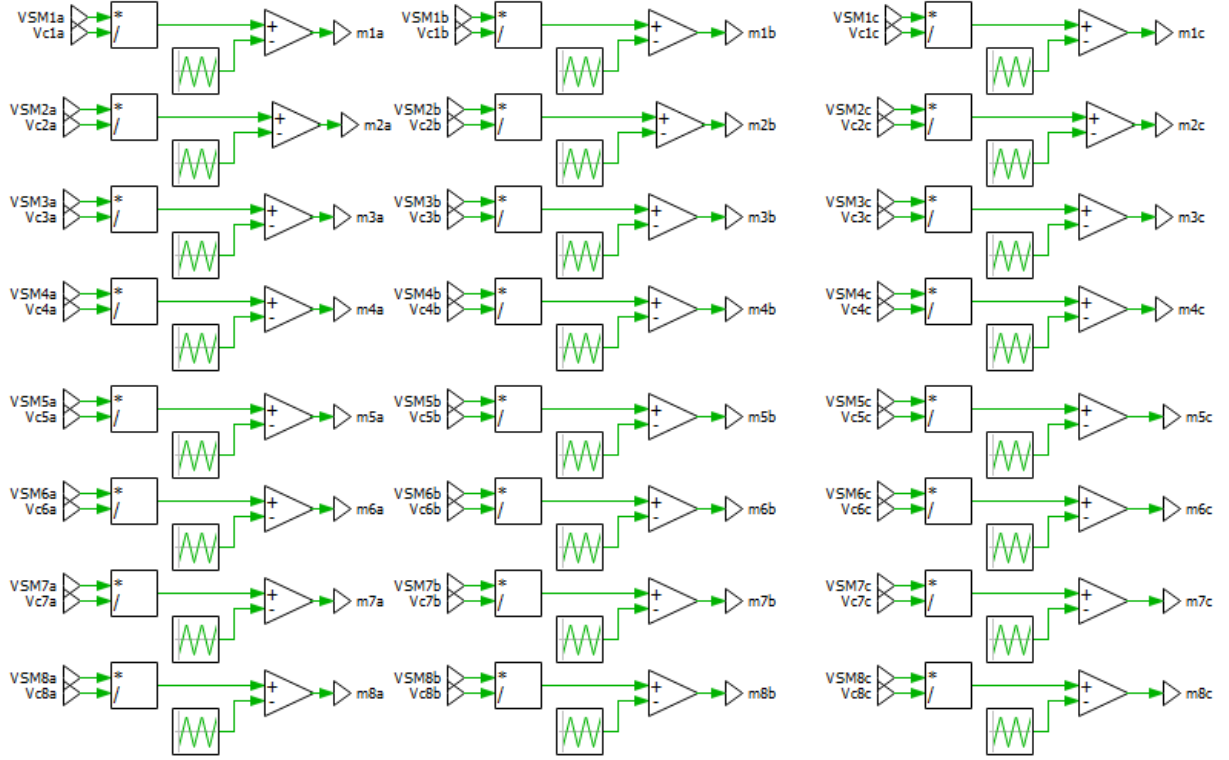
vii) Atualização das tensões de referência em todos os submódulos

Nesta última etapa é realizado o carregamento das tensões de referência dos submódulos na saída do bloco de controle do MMC. São carregadas 24 tensões (6.13) na saída deste bloco (uma para cada submódulo).

$$\begin{array}{cc}
 \text{Referências dos SMs dos braços superiores} & \text{Referências dos SMs dos braços inferiores} \\
 \overbrace{v_{SM1a}, v_{SM2a}, v_{SM3a}, v_{SM4a}} & \overbrace{v_{SM5a}, v_{SM6a}, v_{SM7a}, v_{SM8a}} \\
 \overbrace{v_{SM1b}, v_{SM2b}, v_{SM3b}, v_{SM4b}} & \overbrace{v_{SM5b}, v_{SM6b}, v_{SM7b}, v_{SM8b}} \\
 \overbrace{v_{SM1c}, v_{SM2c}, v_{SM3c}, v_{SM4c}} & \overbrace{v_{SM5c}, v_{SM6c}, v_{SM7c}, v_{SM8c}}
 \end{array} \quad (6.13)$$

Os sinais de gatilho são gerados fora do bloco de controle, em blocos individuais para cada submódulo, conforme mostra a Figura 6-8. Os sinais de gatilho são gerados a partir da comparação entre a tensão de referência normalizada e a portadora triangular. As tensões de referência normalizadas são geradas a partir da divisão da tensão de referência do submódulo, calculada pelo algoritmo de controle, pela tensão instantânea medida em seu capacitor. Os sinais de gatilho obtidos nas saídas dos comparadores são enviados diretamente para as chaves dos submódulos, conforme mostrado pela Figura 6-1.

Figura 6-8 – Circuito que gera sinais de gatilho.

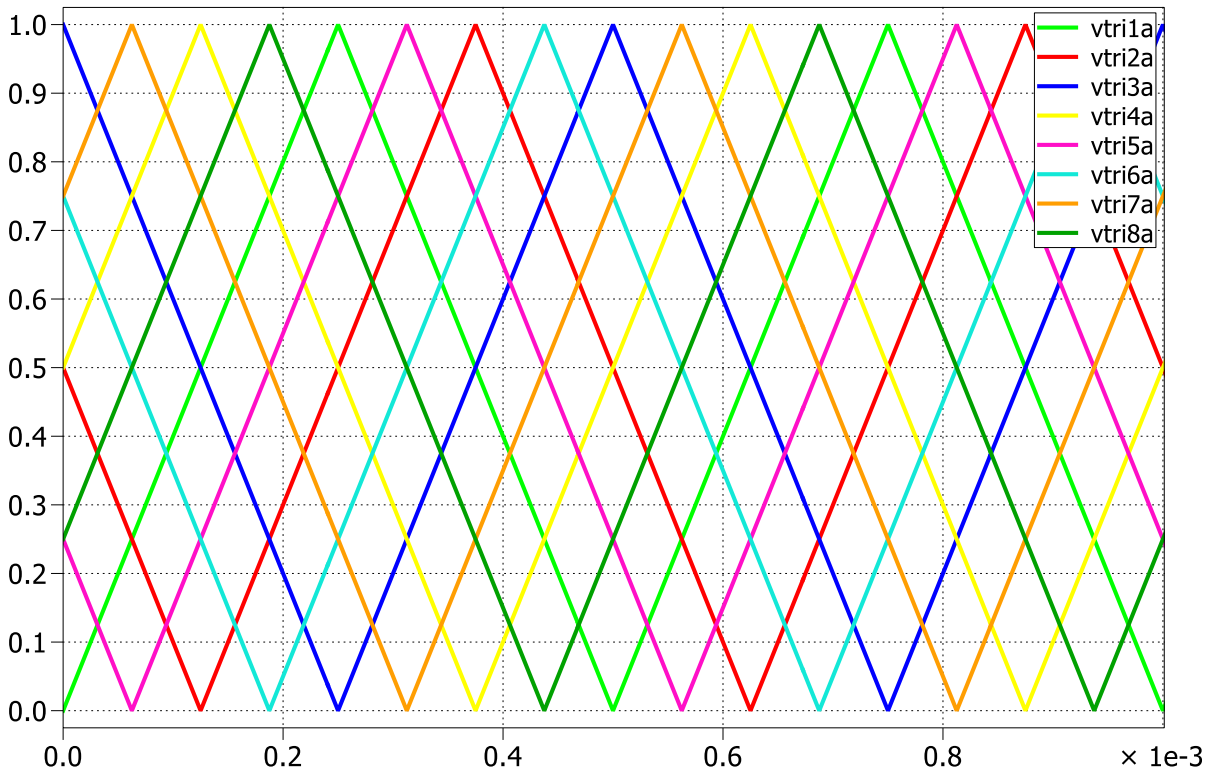


Fonte: Produção da própria autora.

Conforme mostra a Figura 6-9, as portadoras triangulares possuem a mesma amplitude (cada portadora é formada por uma forma de onda triangular simétrica com valor mínimo igual a zero e valor máximo igual a um) e são defasadas entre si, de acordo com a modulação *Phase Shifted Carriers* [41], [61]. As defasagens de cada portadora triangular para cada fase do MMC são calculadas conforme (6.14).

$$\begin{cases} \theta_{TRIjx} = (i-1) \cdot \frac{2\pi}{N} & i = 1, \dots, N \\ \theta_{TRIjx} = \frac{2 \cdot (i-N) - 1}{2} \cdot \frac{2\pi}{N} & i = N+1, \dots, 2N \end{cases} \quad (x = a, b, c) \quad (6.14)$$

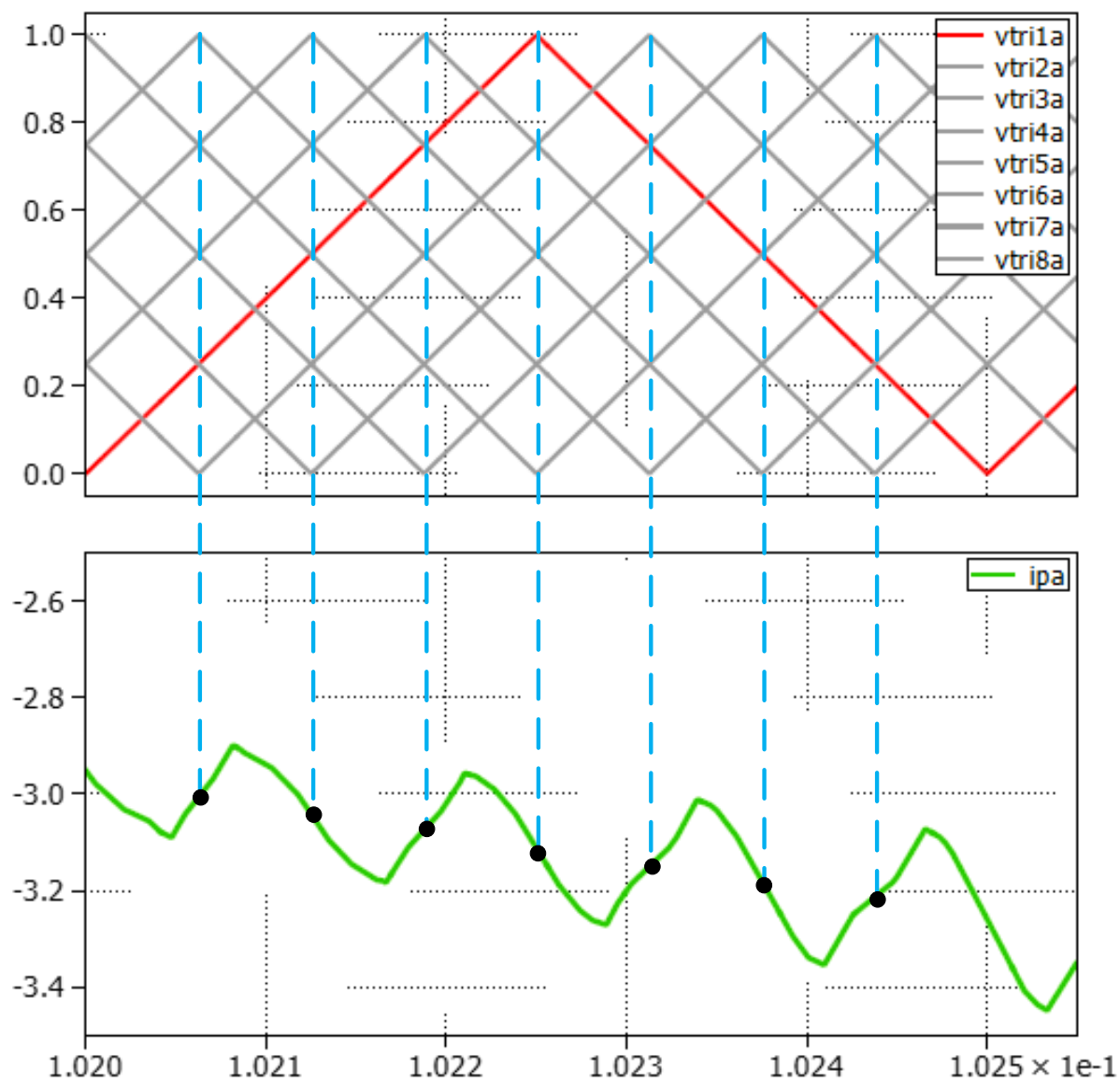
Figura 6-9 – Portadoras triangulares dos submódulos.



Fonte: Produção da própria autora.

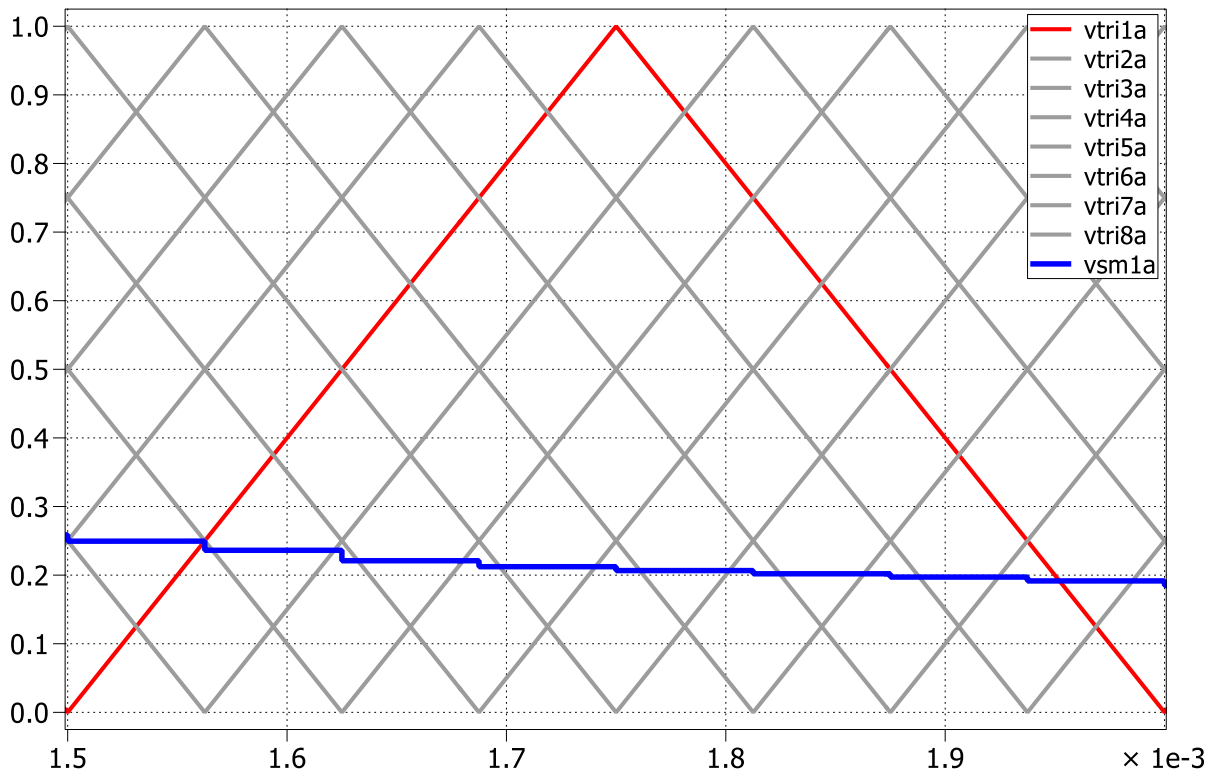
Para que o controle do MMC funcione adequadamente é fundamental o sincronismo entre as portadoras triangulares e o algoritmo de controle; deve-se garantir que as amostras de correntes são tomadas no valor médio local da corrente em cada ciclo de amostragem para evitar o problema de *aliasing* [57]. Para isso, as atualizações do algoritmo devem ocorrer sempre nos picos das portadoras, conforme mostra a Figura 6-10 os valores médios locais das correntes nos braços ocorrem nos instantes de pico das portadoras triangulares. Neste trabalho, aplicou-se portadoras triangulares em 2 kHz. Cada fase do MMC possui 8 portadoras triangulares (pois utiliza-se 4 submódulos por braço e cada fase é formada por dois braços) e, portanto, o bloco de controle trabalha com 16 kHz de amostragem ($f_s = 2N \cdot f_{TRI}$). Desta maneira, para cada ciclo de portadora triangular são realizados 8 ciclos do algoritmo de controle, conforme mostra Figura 6-11, ou seja os sinais aplicados a cada um dos moduladores são atualizados 8 vezes por ciclo de portadora, apresentando um comportamento intermediário entre um PWM amostrado (*single* ou *double update*) e um natural (quando os controladores são implementados em tempo contínuo).

Figura 6-10 – Ilustração dos instantes de atualização da amostra de corrente. Plot superior: sinais das portadoras triangulares da fase a. Plot inferior: corrente no braço superior da fase a [A].



Fonte: Produção da própria autora.

Figura 6-11 – Ilustração do sincronismo entre atualização do algoritmo e os picos das portadoras triangulares.



Fonte: Produção da própria autora.

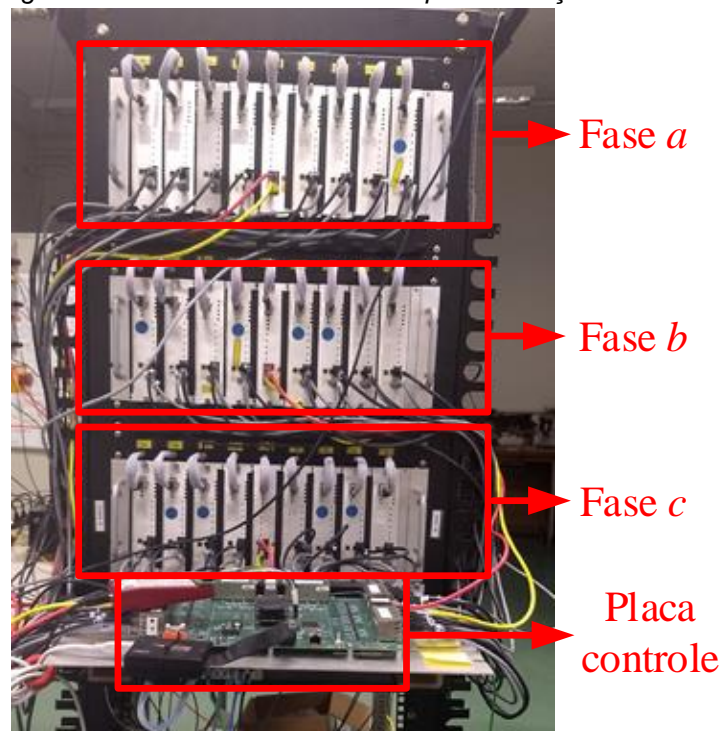
7. RESULTADOS OBTIDOS

Este capítulo apresenta a verificação experimental do funcionamento da proposta de ajuste das malhas de tensão e corrente. É realizada uma breve apresentação do protótipo utilizado para obtenção dos resultados. Os resultados foram obtidos em regime permanente através de um osciloscópio Agilent DSO6014 e por aquisição dos sinais internos do DSP analisados a partir do software MATLAB.

7.1. Descrição do arranjo experimental

A Figura 7-1 mostra a foto do protótipo construído para obtenção dos resultados experimentais. O circuito do MMC trifásico é composto por 24 submódulos (8 submódulos por fase e 4 por braço), 3 placas de medição e uma placa de controle.

Figura 7-1 – Visão geral do conversor MMC utilizado para obtenção dos resultados experimentais.



Fonte: Produção da própria autora.

São aplicados 6 filtros indutivos para cada braço. A Figura 7-2 mostra os indutores da fase *a* do conversor.

Figura 7-2 – Filtros indutivos dos braços superior e inferior da fase a.



Fonte: Produção da própria autora.

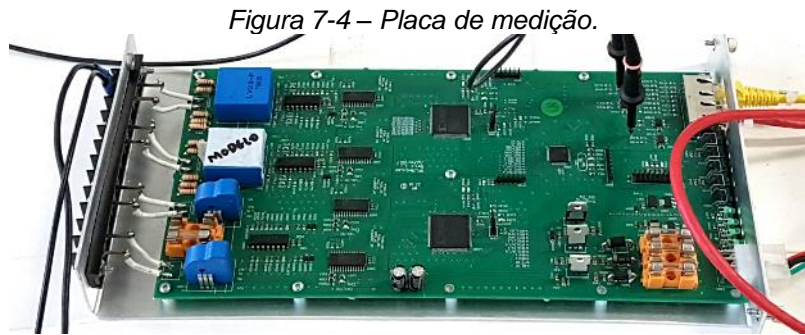
A placa de um submódulo do MMC é mostrada pela Figura 7-3. O submódulo é composto por um circuito de potência, que é formado por uma ponte H conectada em seu lado DC por um banco de capacitores. A placa de cima mostrada na Figura 7-3 corresponde ao circuito de controle do submódulo, este circuito contém um CPLD (*Complex Logic Programming Device*) que gera os sinais de gatilho para os disparadores optoacoplados dos transistores. A placa do submódulo também possui um sensor de tensão que realiza a medida da tensão no banco de capacitores. A comunicação entre o submódulo e a placa de controle do MMC é realizada pelo CPLD a partir de um *link* de comunicação digital com 5 canais diferenciais (padrão LVDS-*Low-voltage differential signaling*). O CPLD recebe da placa de controle os sinais de sincronismo e PWM e envia para a placa de controle do MMC a medida da tensão nos capacitores. Apesar da placa do submódulo apresentar um inversor em ponte H, para a obtenção dos resultados experimentais utiliza-se apenas um de seus braços. Portanto, na prática, os submódulos utilizados neste trabalho são inversores em meia ponte.

Figura 7-3 – Placa do submódulo do MMC.



Fonte: Produção da própria autora.

Cada fase do MMC possui uma placa de medição que realiza as medidas das correntes nos braços inferior e superior bem como a tensão da rede da respectiva fase. Além disso, uma das placas de medição também realiza a leitura da tensão no *link* DC. As leituras das medidas de tensão e corrente são enviadas para a placa de controle. A placa de medição é mostrada pela Figura 7-4 .



Fonte: Produção da própria autora.

A placa processadora é mostrada pela Figura 7-5. A placa processadora concentra a comunicação com todos os submódulos e placas de medição. Ela é responsável pela geração dos sinais de *clock*, sincronismo e PWM que são enviados para as outras placas. Esta placa possui uma FPGA (*Field Programmable Gate Array*) da linha Artix 7 da Xilinx e um DSP (*Digital Signal Processor*) do modelo TMS320F28335 da Texas Instruments. Todas as malhas de controle do MMC são executadas pelo DSP que envia para a FPGA os sinais de tensão de referência normalizadas dos submódulos. A FPGA recebe as medidas de todas as tensões e correntes vindas das placas de medição e dos submódulos e envia estes dados para o DSP a partir de um barramento de memória externa do tipo XINTF. A FPGA também recebe os sinais das tensões de referência normalizadas do DSP, gera as portadoras triangulares e os sinais de PWM enviados para os submódulos. Os sinais de *clock* e sincronismo também são gerados pela FPGA.



Fonte: Produção da própria autora.

O link DC é formado por duas fontes de tensão DC em série da Minipa do modelo 3006D.

As saídas do MMC são conectadas a uma carga resistiva trifásica conectada em estrela isolada. Os parâmetros utilizados no arranjo experimental são mostrados pela Tabela 7-1.

Tabela 7-1 – Valores nominais usados para os resultados experimentais.

Parâmetro	Valor nominal
V_{CC}	60 V
I_{fase}	1.5 A _{PICO}
L	5 mH
C	1 mF
N	4
V_C	15 V
f_s	16 kHz
f_{TRI}	2 kHz
R_{carga}	24 Ω

7.2. Resultados experimentais

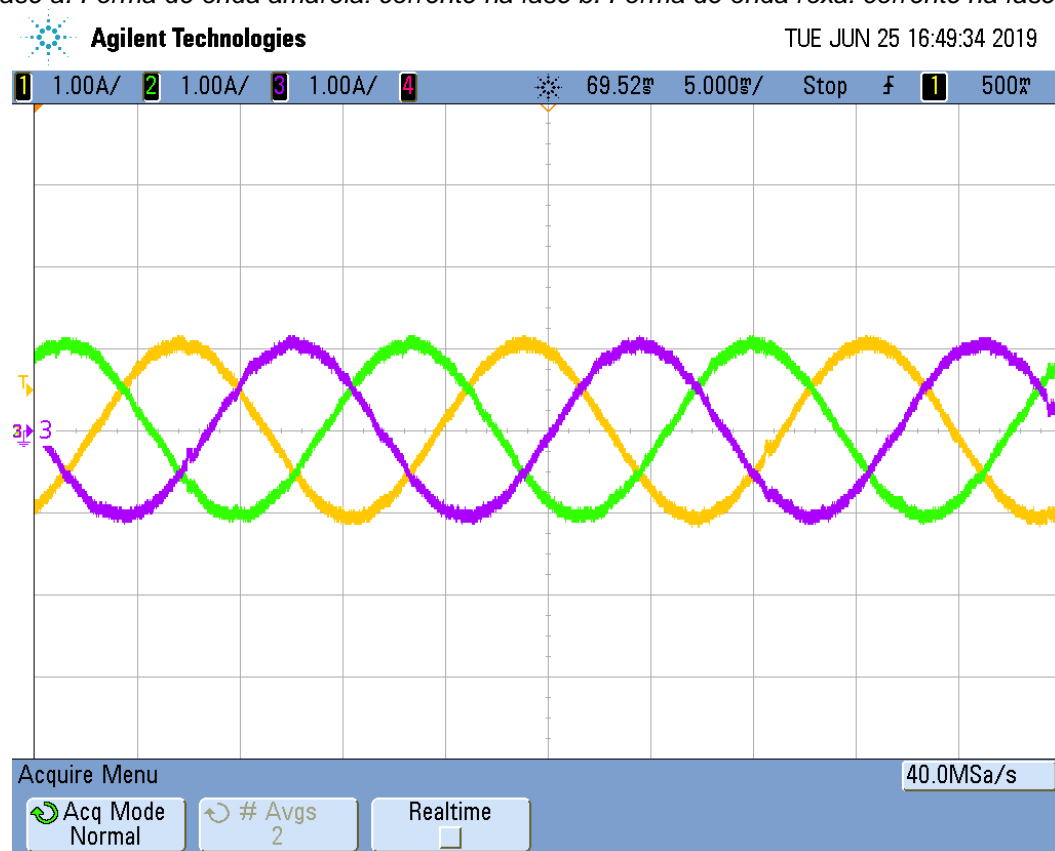
A partir dos dados da planta mostrados pela Tabela 7-1 e das equações de ajuste das malhas de corrente (equações (4.64) e (4.65) para os ganhos proporcionais e (4.70) e (4.71) para os ganhos integrais) e das malhas de tensão ((4.83) e (4.84)), obtém-se os ganhos dos controladores mostrados pela Tabela 7-2.

Tabela 7-2 – Ganhos dos controladores utilizado para resultados experimentais.

Parâmetro		Valor
Ganho proporcional da malha de corrente circulante	K_{P_z}	26.667
Ganho integral da malha de corrente circulante	K_{I_z}	67027
Ganho proporcional da malha de corrente de rede	K_{P_s}	13.333
Ganho integral da malha de corrente de rede	K_{I_s}	33513
Ganho da malha de tensão da soma	K_{P_Σ}	$1.1338 \cdot 10^{-4}$
Ganho da malha de tensão da diferença	K_{P_Δ}	$1.3605 \cdot 10^{-5}$

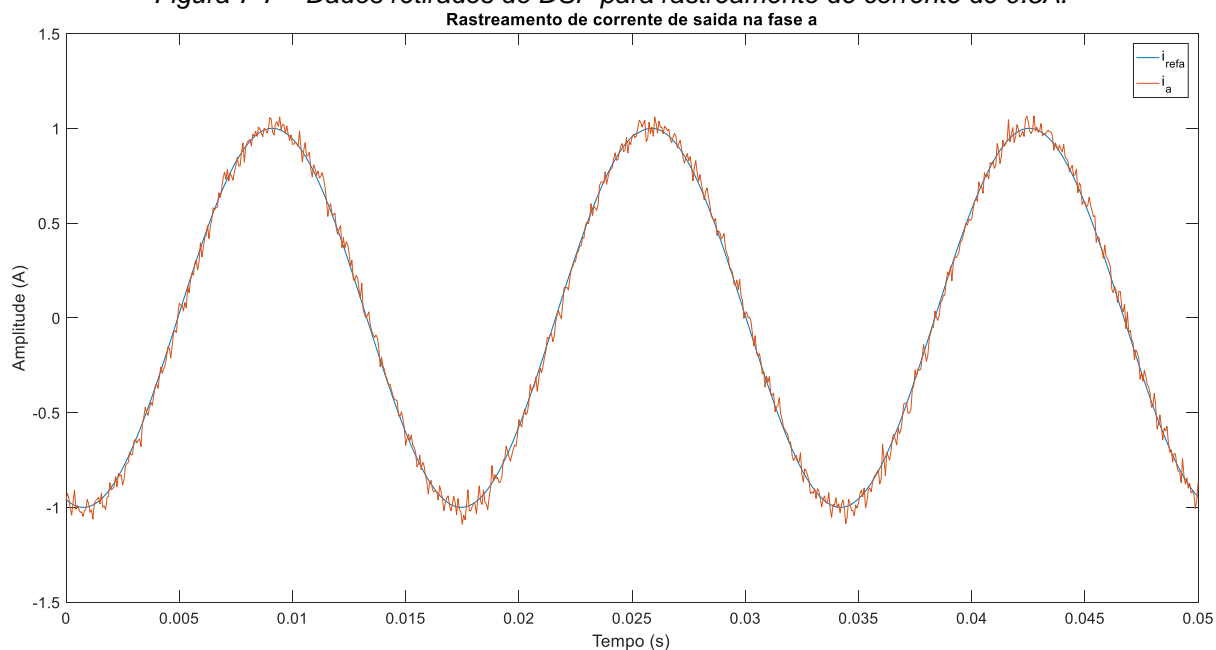
A Figura 7-6 e a Figura 7-7 mostram as correntes nas saídas das fases a, b e c para o MMC rastreando correntes senoidais de 1A de amplitude. Devido à limitação de memória do DSP, só foi possível adquirir os valores das correntes de referência e correntes medidas para a fase *a*. Observa-se que as malhas de corrente na carga seguem a referência adequadamente.

Figura 7-6 – Correntes na carga (A) – amplitude da referência 1A. Forma de onda verde: corrente na fase a. Forma de onda amarela: corrente na fase b. Forma de onda roxa: corrente na fase c.



Fonte: Produção da própria autora.

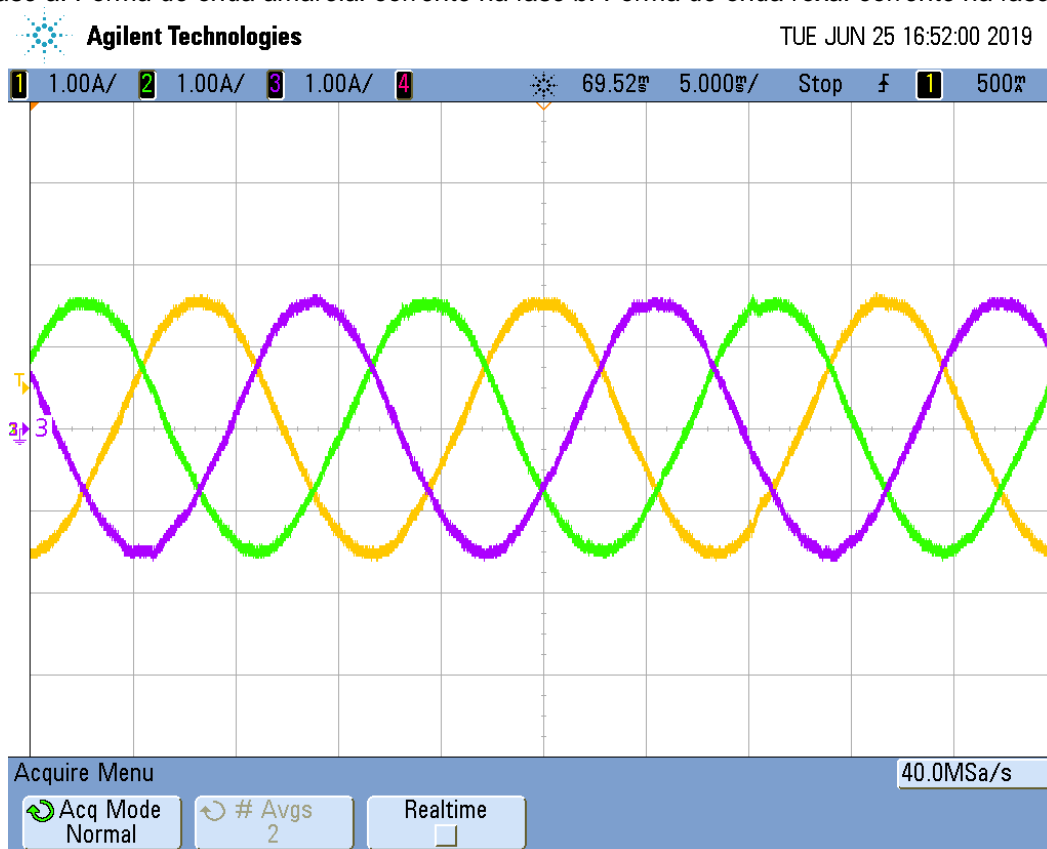
Figura 7-7 – Dados retirados do DSP para rastreamento de corrente de 0.5A.



Fonte: Produção da própria autora.

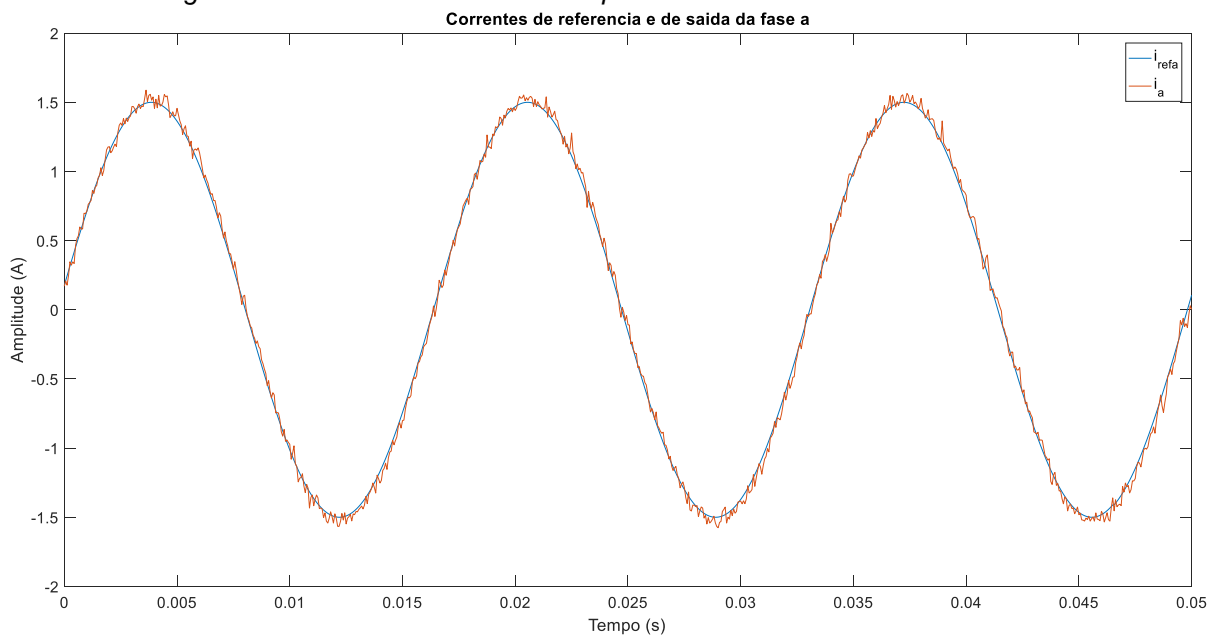
A Figura 7-8 e a Figura 7-9 mostram os resultados do MMC injetando correntes senoidais na carga com amplitude igual a 1A.

Figura 7-8 - Correntes na carga (A) – amplitude da referência 1.5A. Forma de onda verde: corrente na fase a. Forma de onda amarela: corrente na fase b. Forma de onda roxa: corrente na fase c.



Fonte: Produção da própria autora.

Figura 7-9 - Dados retirados do DSP para rastreamento de corrente de 1A.



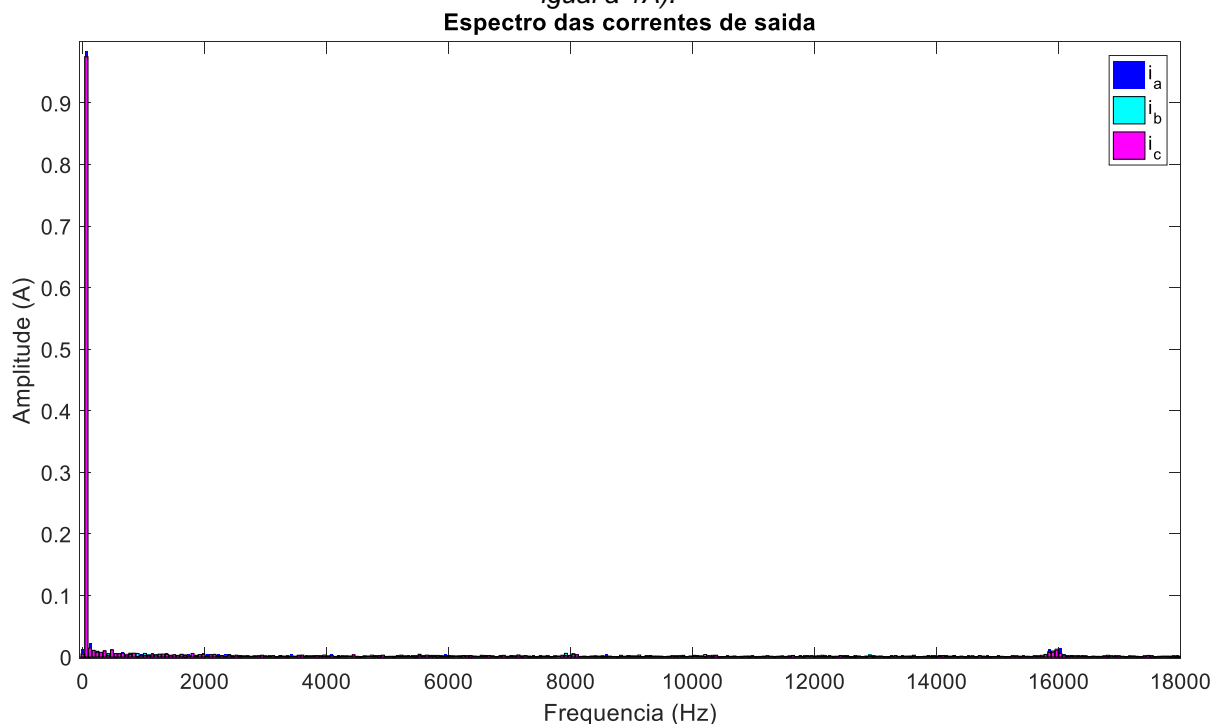
Fonte: Produção da própria autora.

Os resultados obtidos pelo DSP da Figura 7-7 e da Figura 7-9 foram analisados, conforme mostra a Tabela 7-3. Observa-se pela tabela que os erros de amplitude e fase são baixos. Portanto o ajuste das malhas de corrente na carga funciona adequadamente.

Tabela 7-3 – Cálculo do erro de rastreamento das correntes		
Referências	Correntes Medidas	Erro (%)
$I_{refa} = 1.00 \angle 0^\circ$	$I_a = 1.009 \angle -1.3^\circ$	0.9
$I_{refa} = 1.50 \angle 0^\circ$	$I_a = 1.517 \angle -1.0^\circ$	1.1

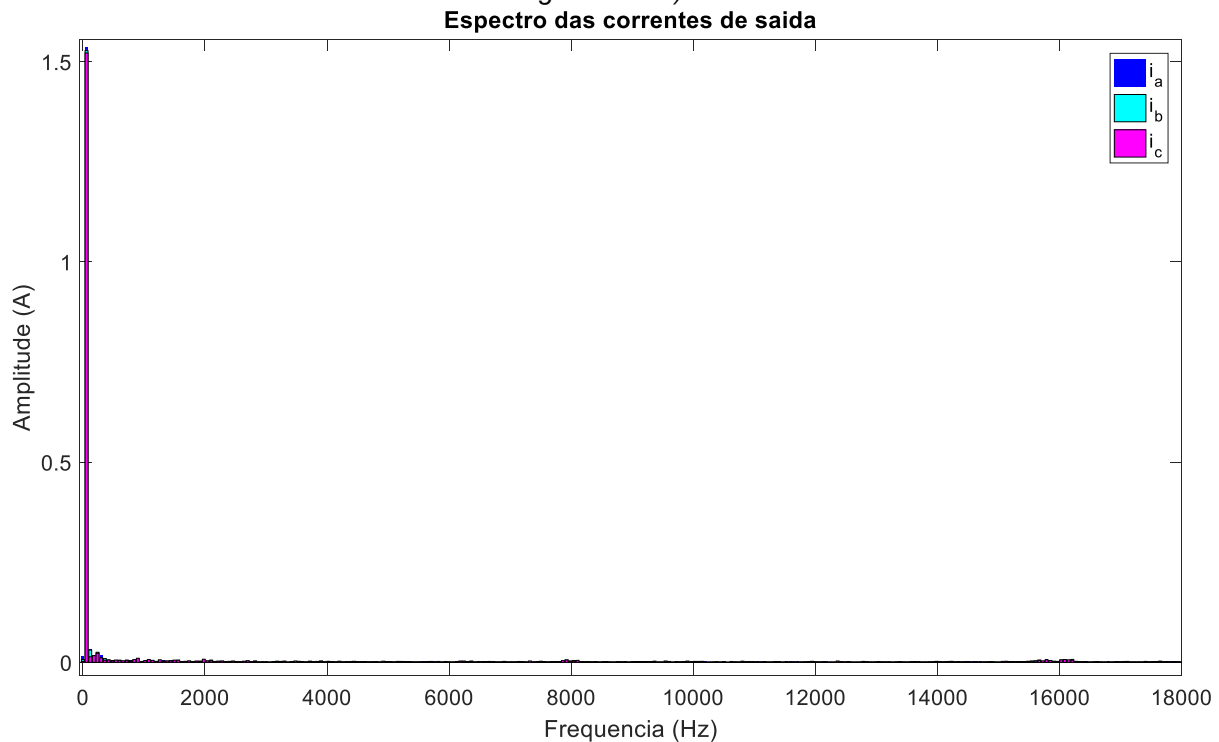
A Figura 7-10 e a Figura 7-11 mostram os espectros das correntes de carga nas fases *a*, *b* e *c* adquiridas pelo osciloscópio para os casos de corrente de referência igual a 1A e 1.5A respectivamente. Conforme pode ser observado pelas figuras, ambos os casos apresentam baixo conteúdo harmônico e cancelamento das harmônicas de 2kHz (que é a frequência de chaveamento).

Figura 7-10 – Espectro da amplitude das correntes de carga nas fases *a*, *b* e *c* (corrente de referência igual a 1A).



Fonte: Produção da própria autora.

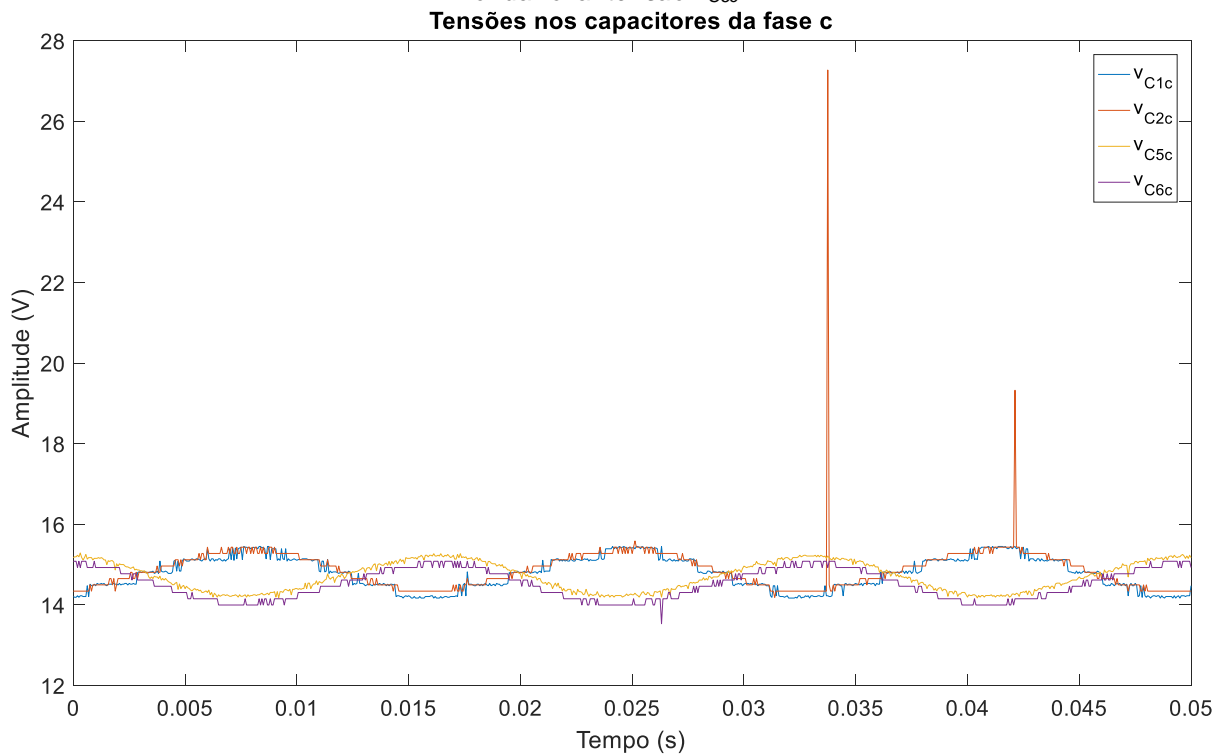
Figura 7-11 – Espectro da amplitude das correntes de carga nas fases a, b e c (corrente de referência igual a 1.5A).



Fonte: Produção da própria autora.

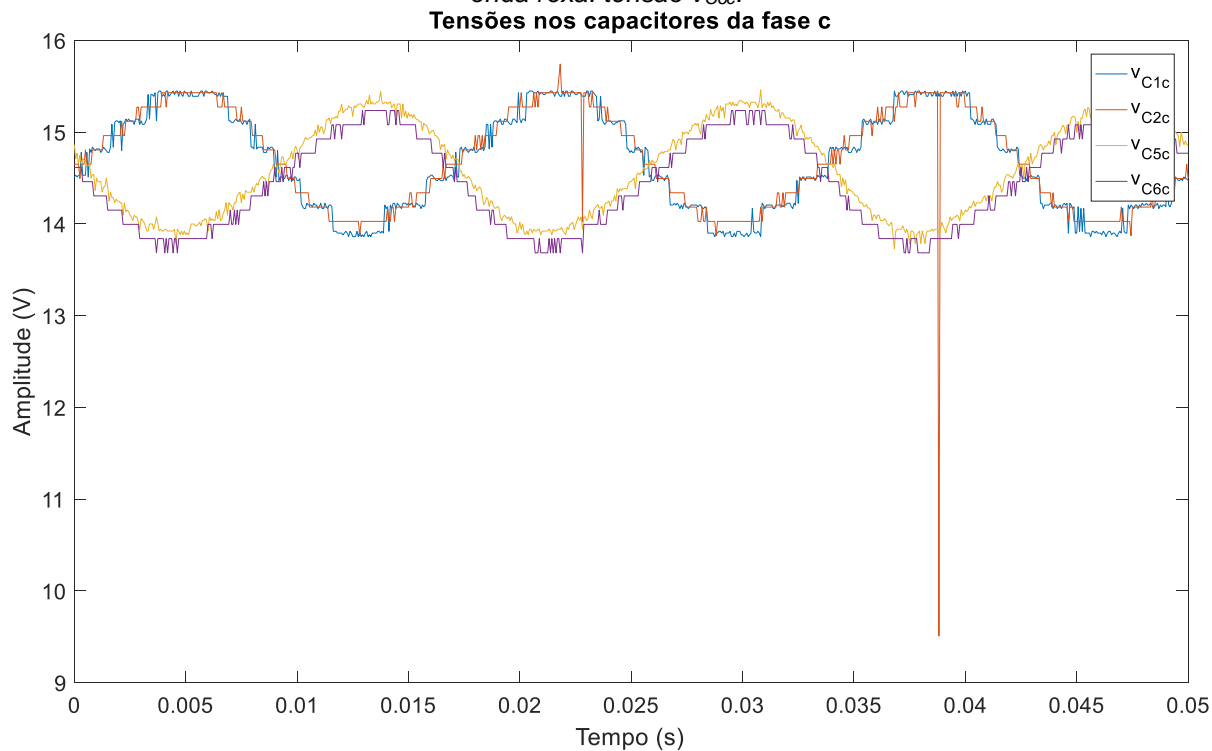
As tensões nos capacitores são mostradas pela Figura 7-12 e Figura 7-13 para os casos de corrente de referência igual a 1A e 1.5A, respectivamente. Devido a limitação de memória do DSP foram obtidas apenas as tensões de dois submódulos do braço superior e dois submódulos do braço inferior da fase *c*. As tensões de referência nos capacitores são iguais a 15V. Observa-se pela Figura 7-12 e Figura 7-13 que as tensões nos capacitores são reguladas adequadamente.

Figura 7-12 - Tensões nos capacitores (V) para corrente na carga igual a 1A. Forma de onda azul: tensão v_{C1c} . Forma de onda vermelha: tensão v_{C2c} . Forma de onda amarela: tensão v_{C5c} . Forma de onda roxa: tensão v_{C6c} .



Fonte: Produção da própria autora.

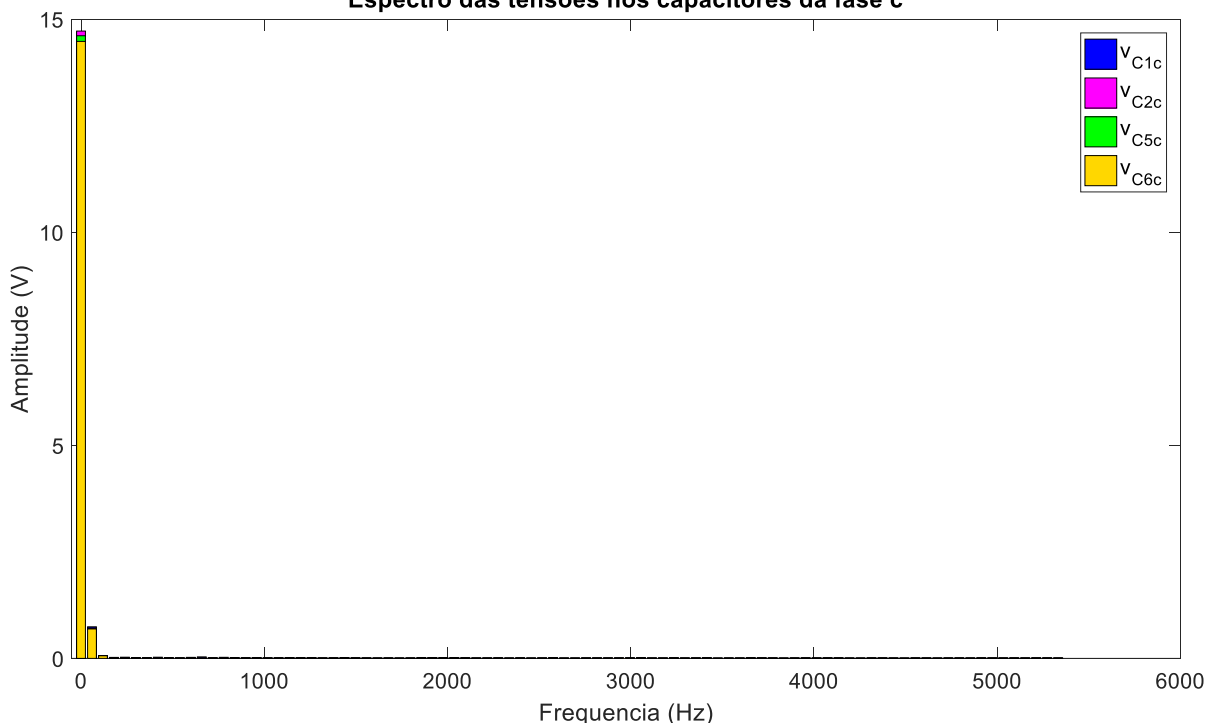
Figura 7-13 - Tensões nos capacitores (V) para corrente na carga igual a 1.5A. Forma de onda azul: tensão v_{C1c} . Forma de onda vermelha: tensão v_{C2c} . Forma de onda amarela: tensão v_{C5c} . Forma de onda roxa: tensão v_{C6c} .



Fonte: Produção da própria autora.

A Figura 7-14 mostra o espectro das tensões nos capacitores retiradas do DSP. Observa-se pela figura que as tensões médias nos capacitores dos submódulos estão equilibradas e que aparecem harmônicos de frequência fundamental e segunda harmônica.

Figura 7-14 – Tensões nos capacitores retiradas do DSP.
Espectro das tensões nos capacitores da fase c



Fonte: Produção da própria autora.

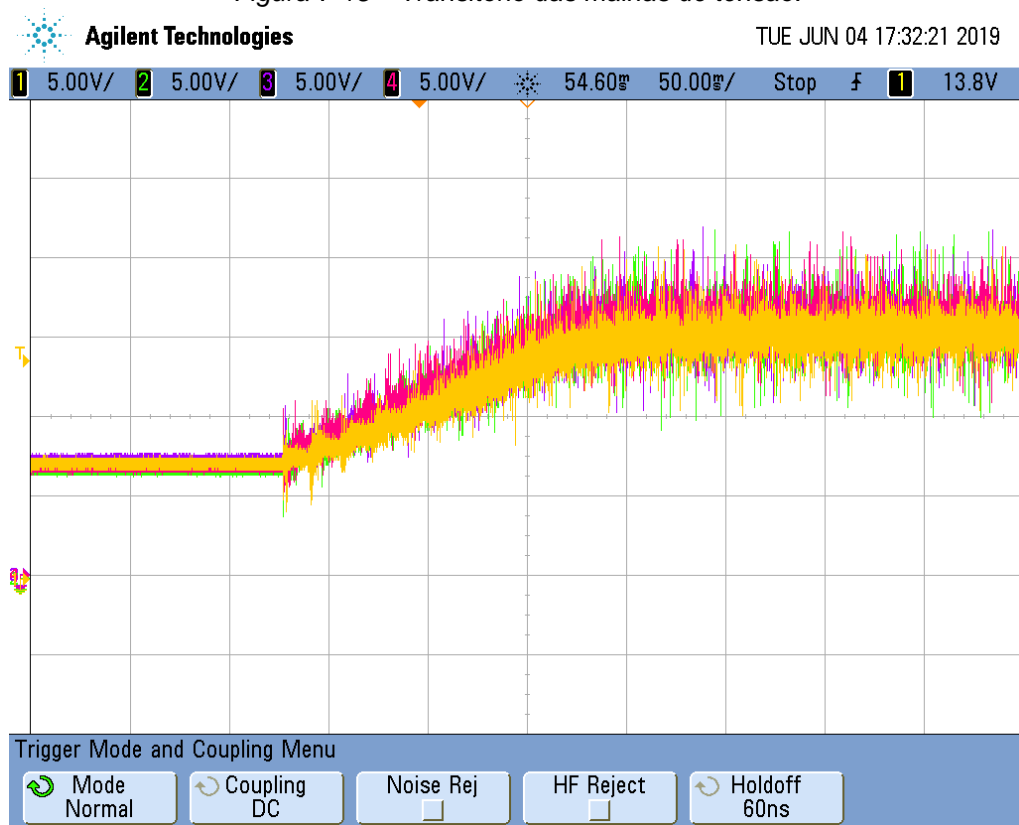
A Tabela 7-4 mostra as tensões médias medidas nos capacitores e o erro obtido para corrente de referência igual a 1A e 1.5A. Observa-se que o erro percentual de rastreamento das tensões nos capacitores não ultrapassa 3.5%, o que valida o uso de controladores proporcionais para as malhas de tensão.

Tabela 7-4 – Erro de rastreamento das tensões nos capacitores da fase c.

	Tensões ($I_{ref}=1A$)	Erro (%)	Tensões ($I_{ref}=1.5A$)	Erro (%)
V_{C1c}	14.7823 V	1.4	14.6899 V	2.1
V_{C2c}	14.8511 V	1.0	14.7198 V	1.9
V_{C5c}	14.7094 V	1.9	14.6104 V	2.6
V_{C6c}	14.5277 V	3.1	14.4771 V	3.5

A Figura 7-15 mostra o transitório de inicialização das malhas de controle. Observa-se que as malhas de tensão projetadas apresentam boa resposta transitória. As malhas de tensão atingem o regime em um período em torno de 10 ciclos da frequência fundamental.

Figura 7-15 – Transitório das malhas de tensão.



Fonte: Produção da própria autora.

8. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou uma proposta de modelagem desacoplada das correntes e tensões de um conversor MMC, operando a três ou quatro fios, no sistema de coordenadas abc . Obteve-se um modelo do comportamento das tensões nos capacitores dos braços e das correntes, circulantes e de rede, completamente desacoplado. Este modelo permitiu implementar e ajustar separadamente as plantas das malhas de tensões e correntes. São apresentados os projetos dos controladores PI das malhas de corrente e P das malhas de tensão. Os resultados são validados por simulações e experimentos.

O capítulo 3 apresentou o modelo do comportamento das correntes circulantes e de rede e da soma e diferença das tensões nos capacitores que formam o braço superior e inferior de cada fase. Mostrou-se que as correntes circulantes nas fases a , b e c são desacopladas entre si caso sejam desprezadas as impedâncias no lado DC do conversor. As correntes de rede nas fases a , b e c podem ser desacopladas para o conversor MMC a quatro fios caso sejam desprezadas as impedâncias do lado DC e as impedâncias de neutro. Caso o MMC opere a três fios, mostrou-se que surge acoplamento entre as fases das correntes de rede, porém mostrou-se no capítulo 4 que é possível desacoplar as correntes de rede para o MMC a três fios.

A topologia das malhas de controle desenvolvida a partir da modelagem do MMC foi apresentada no capítulo 4. Neste capítulo foram apresentadas todas as malhas necessárias para o controle do MMC, estas malhas são: i) malhas de correntes circulantes, ii) malhas de correntes de rede, iii) malhas das somas das tensões nos capacitores dos braços superiores e inferiores, iv) malhas das diferenças entre as tensões nos capacitores dos braços superiores e inferiores e v) malhas de equalização entre as tensões dos capacitores dos submódulos que constituem cada braço. Apresentou-se o equacionamento das plantas das malhas de corrente e de tensão, mostrando que todas as malhas são independentes e podem ser representadas por modelos lineares e SISO. A estratégia de controle apresentada no capítulo 4 empregou controladores P para controle das malhas de tensão e controladores PI para as malhas de corrente. Foram propostos métodos de ajuste dos controladores para as malhas de corrente e malhas de tensão. Concluiu-se que as malhas de controle funcionam adequadamente. Mostrou-se que o PI apresenta erro em regime para rastreamento de correntes de rede; porém, caso seja bem ajustado estes erros são pequenos.

O capítulo 5 mostrou que as malhas de equalização das tensões individuais dos submódulos não funcionam adequadamente caso as correntes de rede injetadas sejam muito

pequenas. Mostrou-se que este problema pode ser solucionado a partir da inserção de uma corrente circulante de sequência positiva defasada de 90° em relação a tensão da rede. Provou-se que esta corrente circula apenas entres os braços do MMC (não sai para a rede e nem para o lado DC) e adicionalmente esta corrente não gera interferência com as malhas de controle de tensão.

Detalhes de implementação dos blocos funcionais do sistema de controle do MMC trifásico são apresentados no capítulo 6.

O capítulo 7 mostrou os resultados experimentais obtidos para um MMC trifásico a três fios com carga resistiva. Os resultados mostraram que as malhas de corrente e tensão funcionam adequadamente. Obteve-se bons resultados de rastreamento e transitórios rápidos e com bom amortecimento.

9. BIBLIOGRAFIA

- [1] M. R. Islam, Y. Guo, and J. Zhu, "A High-Frequency Link Multilevel Cascaded Medium-Voltage Converter for Direct Grid Integration of Renewable Energy Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 8, pp. 4167–4182, Aug. 2014.
- [2] S. Debnath and M. Saeedifard, "A New Hybrid Modular Multilevel Converter for Grid Connection of Large Wind Turbines," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 4, no. 4, pp. 1051–1064, Oct. 2013.
- [3] M. A. Perez, D. Arancibia, S. Kouro, and J. Rodriguez, "Modular multilevel converter with integrated storage for solar photovoltaic applications," in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, pp. 6993–6998.
- [4] K. Sekiguchi, P. Khamphakdi, M. Hagiwara, and H. Akagi, "A Grid-Level High-Power BTB (Back-To-Back) System Using Modular Multilevel Cascade Converters Without Common DC-Link Capacitor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 4, pp. 2648–2659, Jul. 2014.
- [5] P. Khamphakdi, K. Sekiguchi, M. Hagiwara, and H. Akagi, "A Transformerless Back-To-Back (BTB) System Using Modular Multilevel Cascade Converters For Power Distribution Systems," *Power Electron. IEEE Trans. On*, vol. 30, no. 4, pp. 1866–1875, Apr. 2015.
- [6] B. Gultekin *et al.*, "Design and Implementation of a 154-kV \pm 50-Mvar Transmission STATCOM Based on 21-Level Cascaded Multilevel Converter," *Ind. Appl. IEEE Trans. On*, vol. 48, no. 3, pp. 1030–1045, May 2012.
- [7] M. Saeedifard and R. Iravani, "Dynamic Performance of a Modular Multilevel Back-to-Back HVDC System," *Power Deliv. IEEE Trans. On*, vol. 25, no. 4, pp. 2903–2912, Oct. 2010.
- [8] T. Atalik *et al.*, "Multi-DSP and -FPGA-Based Fully Digital Control System for Cascaded Multilevel Converters Used in FACTS Applications," *Ind. Inform. IEEE Trans. On*, vol. 8, no. 3, pp. 511–527, Aug. 2012.
- [9] H. Akagi, "Multilevel Converters: Fundamental Circuits and Systems," *Proc. IEEE*, vol. 105, no. 11, pp. 2048–2065, Nov. 2017.
- [10] M. Hagiwara, R. Maeda, and H. Akagi, "Negative-sequence reactive-power control by the modular multilevel cascade converter based on double-star chopper-cells (MMCC-DSCC)," in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2010, pp. 3949–3954.
- [11] Y. Okazaki, H. Matsui, M. M. Muhoro, M. Hagiwara, and H. Akagi, "Capacitor-Voltage Balancing for a Modular Multilevel DSCC Inverter Driving a Medium-Voltage Synchronous Motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2016.
- [12] Y. Okazaki, H. Matsui, M. Hagiwara, and H. Akagi, "Design considerations on the DC capacitor of each chopper cell in a modular multilevel cascade inverters (MMCI-DSCC) for medium-voltage motor drives," in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2014, pp. 3393–3400.
- [13] M. Glinka and R. Marquardt, "A new AC/AC multilevel converter family," *Ind. Electron. IEEE Trans. On*, vol. 52, no. 3, pp. 662–669, Jun. 2005.
- [14] S. Debnath, J. Qin, B. Bahrani, M. Saeedifard, and P. Barbosa, "Operation, Control, and Applications of the Modular Multilevel Converter: A Review," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 1, pp. 37–53, Jan. 2015.
- [15] M. A. Perez, S. Bernet, J. Rodriguez, S. Kouro, and R. Lizana, "Circuit Topologies, Modeling, Control Schemes, and Applications of Modular Multilevel Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 1, pp. 4–17, Jan. 2015.
- [16] Siemens, "HVDC_Plus_Basic and Principals.pdf." [Online]. Available: https://www.energy.siemens.com/hq/pool/hq/power-transmission/HVDC/HVDC_Plus_Basic%20and%20Principals.pdf. [Accessed: 16-Mar-2018].

- [17] A. Li, L. Lin, C. Xu, and J. Hu, "AC- and DC-side start-up strategies for half-/full-bridge hybrid modular multilevel converter," in *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2018, pp. 3121–3126.
- [18] J. Xu, C. Zhao, B. Zhang, and L. Lu, "New Precharge and Submodule Capacitor Voltage Balancing Topologies of Modular Multilevel Converter for VSC-HVDC Application," in *2011 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*, 2011, pp. 1–4.
- [19] K. Tian, B. Wu, S. Du, D. (Xu, Z. Cheng, and N. R. Zargari, "A Simple and Cost-effective Precharge Method for Modular Multilevel Converters by Using a Low-Voltage DC Source," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 7, pp. 5321–5329, Jul. 2016.
- [20] L. Zhang, J. Qin, X. Wu, S. Debnath, and M. Saeedifard, "A Generalized Precharging Strategy for Soft Startup Process of the Modular Multilevel Converter-Based HVDC Systems," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2017.
- [21] Y. Xue, Z. Xu, and G. Tang, "Self-Start Control With Grouping Sequentially Precharge for the C-MMC-Based HVDC System," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 29, no. 1, pp. 187–198, Feb. 2014.
- [22] B. Li *et al.*, "Closed-Loop Precharge Control of Modular Multilevel Converters During Start-Up Processes," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 2, pp. 524–531, Feb. 2015.
- [23] Y. Zhang, H. Wang, B. Li, D. Xu, and F. Blaabjerg, "Precharge strategies for isolated modular DC-DC converters under two different start-up conditions," in *2017 IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2017, pp. 1011–1016.
- [24] Q. Tu, Z. Xu, H. Huang, and J. Zhang, "Parameter design principle of the arm inductor in modular multilevel converter based HVDC," in *2010 International Conference on Power System Technology (POWERCON)*, 2010, pp. 1–6.
- [25] M. A. Pérez and J. Rodríguez, "Generalized modeling and simulation of a modular multilevel converter," in *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2011, pp. 1863–1868.
- [26] A. Dekka, B. Wu, R. L. Fuentes, M. Perez, and N. R. Zargari, "Evolution of Topologies, Modeling, Control Schemes, and Applications of Modular Multilevel Converters," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2017.
- [27] D. C. Ludois and G. Venkataramanan, "Simplified Terminal Behavioral Model for a Modular Multilevel Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 4, pp. 1622–1631, Apr. 2014.
- [28] H. Saad, X. Guillaud, J. Mahseredjian, S. Denetiere, and S. Nguefeu, "MMC Capacitor Voltage Decoupling and Balancing Controls," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 30, no. 2, pp. 704–712, Apr. 2015.
- [29] M. Vatani, M. Hovd, and M. Saeedifard, "Control of the Modular Multilevel Converter Based on a Discrete-Time Bilinear Model Using the Sum of Squares Decomposition Method," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 30, no. 5, pp. 2179–2188, Oct. 2015.
- [30] S. Rohner, J. Weber, and S. Bernet, "Continuous model of Modular Multilevel Converter with experimental verification," in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2011, pp. 4021–4028.
- [31] A. Antonopoulos, L. Angquist, and H. P. Nee, "On dynamics and voltage control of the Modular Multilevel Converter," in *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2009, pp. 1–10.
- [32] R. Lizana, M. A. Perez, S. Bernet, J. R. Espinoza, and J. Rodriguez, "Control of Arm Capacitor Voltages in Modular Multilevel Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 2, pp. 1774–1784, Feb. 2016.
- [33] M. Hagiwara, R. Maeda, and H. Akagi, "Control and Analysis of the Modular Multilevel Cascade Converter Based on Double-Star Chopper-Cells (MMCC-DSCC)," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 6, pp. 1649–1658, Jun. 2011.
- [34] A. Dekka, B. Wu, V. Yaramasu, and N. R. Zargari, "Integrated model predictive control with reduced switching frequency for modular multilevel converters," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 11, no. 5, pp. 857–863, 2017.

- [35] P. Guo, Y. Li, Z. He, Y. Yue, Q. Xu, and A. Luo, "Multistage Model Predictive Control for Modular Multilevel Converter," in *2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, 2018, pp. 1–5.
- [36] J. Qin and M. Saeedifard, "Predictive Control of a Modular Multilevel Converter for a Back-to-Back HVDC System," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 27, no. 3, pp. 1538–1547, Jul. 2012.
- [37] H. Mahmoudi, M. Aleenejad, and R. Ahmadi, "Modulated Model Predictive Control of Modular Multilevel Converters in VSC-HVDC Systems," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2017.
- [38] L. He, K. Zhang, J. Xiong, and S. Fan, "A Repetitive Control Scheme for Harmonic Suppression of Circulating Current in Modular Multilevel Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 1, pp. 471–481, Jan. 2015.
- [39] Y. Sun, C. A. Teixeira, D. G. Holmes, B. P. McGrath, and J. Zhao, "Low-Order Circulating Current Suppression of PWM-Based Modular Multilevel Converters Using DC-Link Voltage Compensation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 1, pp. 210–225, Jan. 2018.
- [40] F. Deng and Z. Chen, "A Control Method for Voltage Balancing in Modular Multilevel Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 1, pp. 66–76, Jan. 2014.
- [41] M. Hagiwara and H. Akagi, "PWM control and experiment of modular multilevel converters," in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008, pp. 154–161.
- [42] Q. Tu, Z. Xu, and L. Xu, "Reduced Switching-Frequency Modulation and Circulating Current Suppression for Modular Multilevel Converters," *Power Deliv. IEEE Trans. On*, vol. 26, no. 3, pp. 2009–2017, Jul. 2011.
- [43] B. Bahrani, S. Debnath, and M. Saeedifard, "Circulating Current Suppression of the Modular Multilevel Converter in a Double-Frequency Rotating Reference Frame," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 1, pp. 783–792, Jan. 2016.
- [44] A. U. Lawan, H. A. F. Almurib, J. G. Khor, and S. Babani, "Circulating Current control of a Modular Multilevel Converter (MMC) with State Feedback Controller and Harmonic Current Suppression," in *2018 IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, 2018, pp. 1–8.
- [45] H. Yang and M. Saeedifard, "A Capacitor Voltage Balancing Strategy With Minimized AC Circulating Current for the DC-DC Modular Multilevel Converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 2, pp. 956–965, Feb. 2017.
- [46] N. Thitichaiworakorn, M. Hagiwara, and H. Akagi, "A single-phase to three-phase direct AC/AC modular multilevel cascade converter based on double-star bridge-cells (MMCC-DSBC)," presented at the Future Energy Electronics Conference (IFEEC), 2013 1st International, 2013, pp. 476–481.
- [47] X. Chen, J. Liu, S. Ouyang, S. Song, and H. Wu, "A modified circulating current suppressing strategy for nearest level control based modular multilevel converter," in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2017, pp. 1817–1822.
- [48] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. John Wiley & Sons, 2017.
- [49] P. Tenti, P. Mattavelli, and H. K. M. Paredes, "Conservative Power Theory, sequence components and accountability in smart grids," in *2010 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation*, 2010, pp. 37–45.
- [50] P. H. I. Hayashi and L. Matakas, "Decoupled stationary ABC frame current control of three-phase four-leg four-wire converters," in *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, 2017, pp. 1–6.
- [51] D. G. Holmes, T. A. Lipo, B. P. McGrath, and W. Y. Kong, "Optimized Design of Stationary Frame Three Phase AC Current Regulators," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 11, pp. 2417–2426, Nov. 2009.

- [52] F. O. Martinz, "Estudo de técnicas de controle de corrente CA em conversores VSC-PWM em sistema de coordenadas estacionárias ABC," Tese de doutorado, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2013.
- [53] N. R. N. Ama, F. O. Martinz, L. Matakas, and F. Kassab, "Phase-Locked Loop Based on Selective Harmonics Elimination for Utility Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 1, pp. 144–153, Jan. 2013.
- [54] S. Golestan, M. Ramezani, J. M. Guerrero, F. D. Freijedo, and M. Monfared, "Moving Average Filter Based Phase-Locked Loops: Performance Analysis and Design Guidelines," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 6, pp. 2750–2763, Jun. 2014.
- [55] F. O. Martinz, R. D. Miranda, W. Komatsu, and L. Matakas, "Gain limits for current loop controllers of single and three-phase PWM converters," in *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*, 2010, pp. 201–208.
- [56] K. C. M. de Carvalho, W. Komatsu, and L. M. Junior, "A Novel Fixed Switching Frequency Control Strategy for the Modular Multilevel Converter in the ABC Reference Frame," in *2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, 2018, pp. 12–16.
- [57] S. Buso and P. Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics*. Morgan & Claypool Publishers, 2006.
- [58] N. R. N. Ama, W. Komatsu, and L. M. Junior, "Single and three phase moving average filter PLLs: Digital controller design recipe," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 116, pp. 276–283, 2014.
- [59] F. P. Marafão, S. M. Deckmann, J. A. Pomilio, and R. Q. Machado, "Metodologia de projeto e análise de algoritmos de sincronismo PLL," *Rev. Eletrônica Potência*, vol. 10, no. 1, pp. 7–14, 2005.
- [60] N. Ama, R. Destro, W. Komatsu, F. Kassab, and L. Matakas, "PLL performance under frequency fluctuation-compliance with standards for distributed generation connected to the grid," in *2013 IEEE PES Conference on Innovative Smart Grid Technologies (ISGT Latin America)*, 2013, pp. 1–6.
- [61] G. S. Konstantinou and V. G. Agelidis, "Performance evaluation of half-bridge cascaded multilevel converters operated with multicarrier sinusoidal PWM techniques," in *2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, 2009, pp. 3399–3404.
- [62] R. Marquardt, A. Lesnicar, and J. Hildinger, "Modulares stromrichterkonzept für netzkupplungsanwendung bei hohen spannungen," *ETG-Fachtag. Bad Nauh. Ger.*, vol. 114, 2002.
- [63] S. P. Engel and R. W. D. Doncker, "Control of the Modular Multi-Level Converter for minimized cell capacitance," in *Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, 2011, pp. 1–10.

ANEXOS

A. CÁLCULO DA TENSÃO DOS CAPACITORES DO SUB MÓDULO

O projeto do capacitor do submódulo do conversor MMC é calculado a partir das tensões e correntes de operação do conversor e da ondulação de tensão no capacitor. Neste anexo é calculado o capacitor para um conversor MMC monofásico com N submódulos por fase. O cálculo apresentado considera as variações de energias mínimas e máximas de todos os submódulos são iguais [13] [62] [63].

A equação (A.1) mostra o índice de modulação k dado pela divisão do valor máximo da tensão CA e pela tensão do lado CC. Da mesma forma, a equação (A.2) calcula o índice de modulação m dado pela divisão da corrente máxima do lado CA e pela corrente circulante CC.

$$k = 2 \cdot \frac{V_a}{V_{CC}} \quad (\text{A.1})$$

$$m = \frac{I_a}{2 \cdot I_{za}} \quad (\text{A.2})$$

A corrente do braço superior pode ser expressa em função da corrente circulante e do índice de modulação m , conforme mostra a equação (A.3). Este resultado é obtido substituindo-se a equação (A.2) na equação (3.14).

$$\begin{aligned} i_{pa} &= I_{za} + \frac{1}{2} \cdot i_a = I_{za} + \frac{1}{2} \cdot I_a \cdot \sin(\omega \cdot t + \phi) \\ &= I_{za} + \frac{1}{2} \cdot 2 \cdot m \cdot I_{za} \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ i_{pa} &= I_{za} \cdot (1 + m \cdot \sin(\omega \cdot t)) \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

A tensão no braço superior do conversor pode ser calculada em função da tensão do barramento CC e do índice de modulação de tensão k , conforme mostra equação (A.4). Este resultado é obtido a partir da substituição da equação (A.1) em (3.20).

$$\begin{aligned} v_{pa} &= \frac{1}{2} \cdot V_{CC} - v_a = \frac{1}{2} \cdot V_{CC} - V_a \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ &= \frac{1}{2} \cdot V_{CC} - k \cdot \frac{V_{CC}}{2} \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ v_{pa} &= \frac{1}{2} \cdot V_{CC} \cdot (1 - k \cdot \sin(\omega \cdot t)) \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

A potência instantânea no braço superior é calculada partindo-se das equações (A.3) e (A.4) conforme mostra a equação (A.5).

$$p_{pa} = v_{pa} \cdot i_{pa} = \frac{1}{2} \cdot V_{CC} \cdot I_{za} \cdot (1 - k \cdot \sin(\omega \cdot t)) \cdot (1 + m \cdot \sin(\omega \cdot t + \phi)) \quad (A.5)$$

O índice de modulação de corrente, m , pode ser calculado em função do índice de modulação de tensão e do $\cos \phi$, conforme será mostrado adiante. Para isso basta calcular as potências do lado CC e CA e igualá-las.

A potência média do lado CC é dada por:

$$P_{CC} = V_{CC} \cdot I_{za} \quad (A.6)$$

A potência ativa média do lado CA é dada pelo produto entre a tensão e corrente eficazes do lado CA e seu ângulo de defasagem. Conforme mostra a equação (A.7), esta potência também pode ser expressa em função dos índices de modulação e da tensão do barramento CC e corrente circulante.

$$\begin{aligned} P_{CA} &= \frac{1}{2} \cdot V_a \cdot I_a \cdot \cos \phi = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{V_{CC}}{2} \cdot k \cdot 2 \cdot m \cdot I_{za} \right) \cdot \cos \phi \\ P_{CA} &= \frac{1}{2} \cdot V_{CC} \cdot I_{za} \cdot k \cdot m \cdot \cos \phi \end{aligned} \quad (A.7)$$

Igualando as potências do lado CC e CA do conversor MMC, temos:

$$V_{CC} \cdot I_{za} = V_{CC} \cdot I_{za} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot k \cdot m \cdot \cos \phi \right) \quad (A.8)$$

Isolando m da equação acima, obtém-se:

$$m = \frac{2}{k \cdot \cos \phi} \quad (A.9)$$

Substituindo-se a equação (A.9) na equação (A.5), obtém-se a potência instantânea no braço em função do índice de modulação de tensão k e do ângulo de defasagem entre a tensão e corrente do lado CA, conforme mostrado pela equação (A.10).

$$p_{pa} = \frac{1}{2} \cdot V_{CC} \cdot I_{za} \cdot (1 - k \cdot \sin(\omega \cdot t)) \cdot \left(1 + \frac{2}{k \cdot \cos \phi} \cdot \sin(\omega \cdot t + \phi) \right) \quad (A.10)$$

A potência mostrada pela equação (A.10) é periódica de média nula, portanto, o cálculo da variação de energia é realizado a partir da integração de meio período desta potência. Os

autores de [62] calculam as raízes da expressão da potência mostrada pela equação (A.10), conforme expresso abaixo:

$$\begin{aligned} t_1(m, \phi) &= -\phi - \arcsin\left(\frac{1}{m}\right) \\ t_2(m, \phi) &= \pi - \phi + \arcsin\left(\frac{1}{m}\right) \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

Integrando-se a potência p_{pa} nos intervalos mostrado pela equação (A.11) encontra-se a variação de energia mostrada pela equação (A.12).

$$\Delta W_{pa} = \frac{1}{\omega} \cdot V_{CC} \cdot I_{za} \cdot m \cdot \left(1 - \frac{1}{m^2}\right)^{\frac{3}{2}} \quad (\text{A.12})$$

Substituindo-se as equações (A.6) e (A.9) na equação (A.12) e igualando as potências do lado CC e CA, obtém-se:

$$\Delta W_{pa} = \frac{2 \cdot P_{CA}}{k \cdot \omega \cdot \cos \phi} \cdot \left(1 - \left(\frac{k \cdot \cos \phi}{2}\right)^2\right)^{\frac{3}{2}} \quad (\text{A.13})$$

Considerando que a variação de energia entre todos os submódulos do braço é igual, a variação de energia por submódulo (ΔW_{SM}) é dada pela equação abaixo:

$$\Delta W_{SM} = \frac{\Delta W_{pa}}{N} = \frac{2 \cdot P_{CA}}{N \cdot k \cdot \omega \cdot \cos \phi} \cdot \left(1 - \left(\frac{k \cdot \cos \phi}{2}\right)^2\right)^{\frac{3}{2}} \quad (\text{A.14})$$

A variação de energia em um capacitor é dada pela equação (A.15).

$$\Delta W_C = \frac{C \cdot (V_{C_{\max}}^2 - V_{C_{\min}}^2)}{2} \quad (\text{A.15})$$

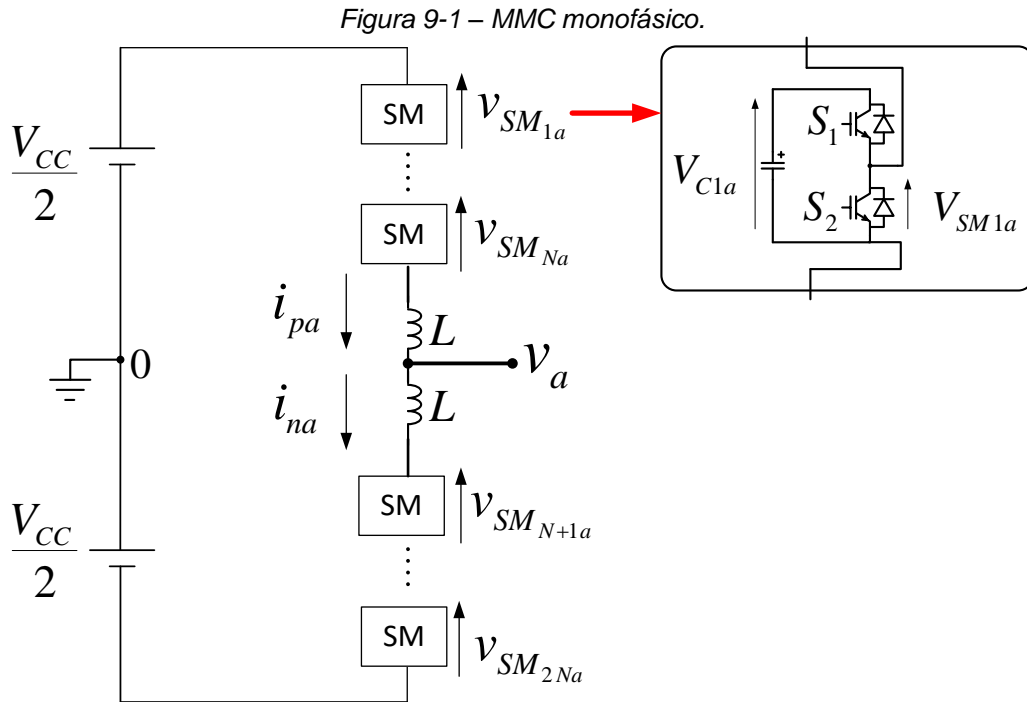
Substituindo-se a equação (A.14) em (A.15) e isolando C , obtém-se o valor da capacitância em função da ondulação de tensão no capacitor e da potência e ângulo de defasagem, conforme (A.16).

$$C = \frac{1}{(V_{C_{\max}}^2 - V_{C_{\min}}^2)} \cdot \frac{4 \cdot P_{CA}}{N \cdot k \cdot \omega \cdot \cos \phi} \cdot \left(1 - \left(\frac{k \cdot \cos \phi}{2}\right)^2\right)^{\frac{3}{2}} \quad (\text{A.16})$$

B. EQUAÇÃO DE ESTADOS DO MMC

Neste capítulo é mostrada a equação de estados de um conversor MMC monofásico. O conversor MMC possui uma modelagem complexa, com inúmeros graus de liberdade. Portanto, o controle deste conversor não se trata de uma tarefa trivial. Existem vários trabalhos na literatura que propõem estratégias de modelagem e controle de um MMC [15] [29]. Neste texto será mostrado um modelo de um conversor MMC a partir da matriz de estados. Esta matriz engloba o comportamento das correntes em cada braço do conversor e das tensões em cada capacitor.

A Figura 9-1 mostra o modelo circuito MMC monofásico usado para a modelagem.



A modelagem do comportamento das tensões nos submódulos é feito a partir da equação (B.1), que mostra a relação da tensão e corrente no capacitor do submódulo. A equação considera que todos os submódulos possuem a mesma capacitância de valor C .

$$\frac{dv_{SM_{ia}}}{dt} = \frac{1}{C} i_{SM_{ia}} \quad i = 1, 2, \dots, 2N \quad (\text{B.1})$$

A corrente no capacitor pode ser escrita como função da corrente do braço e dos estados das chaves (que são representados por uma função de modulação m_i), conforme mostra a equação (B.2). A função de modulação pode assumir o valor do estado das chaves (0 ou 1, 0 para a chave de baixo fechada, ou seja, submódulo curto-circuitado; 1 para a chave de cima ligada, ou seja, o capacitor é conectado ao sistema), ou esta função de modulação pode assumir o valor da tensão de média local para um ciclo de chaveamento (ou seja, um valor que varia de 0 a 1 continuamente).

$$\begin{cases} i_{SM_{ia}} = m_i \cdot i_{pa} & i = 1, \dots, N \\ i_{SM_{ia}} = m_i \cdot i_{na} & i = N + 1, \dots, 2N \end{cases} \quad (B.2)$$

Portanto, a derivada de tensão nos capacitores dos submódulos é proporcional à corrente do braço correspondente, conforme mostra a equação (B.3).

$$\begin{cases} \frac{dv_{Cia}}{dt} = \frac{1}{C} m_i i_{pa} & i = 1, \dots, N \\ \frac{dv_{Cia}}{dt} = \frac{1}{C} m_i i_{na} & i = N + 1, \dots, 2N \end{cases} \quad (B.3)$$

As correntes nos braços podem ser calculadas a partir da aplicação da Lei de Kirchhoff, conforme mostram as equações (B.4) e (B.5).

$$\frac{di_{pa}}{dt} = \frac{1}{L} \left(\frac{V_{CC}}{2} - \sum_{i=1}^N v_{SM_{ia}} - v_a \right) \quad (B.4)$$

$$\frac{di_{na}}{dt} = \frac{1}{L} \left(\frac{V_{CC}}{2} - \sum_{i=N+1}^{2N} v_{SM_{ia}} + v_a \right) \quad (B.5)$$

As tensões nas saídas dos submódulos podem ser calculadas a partir das tensões nos capacitores e do índice de modulação, conforme mostra a equação (B.6).

$$v_{SM_{ia}} = m_i \cdot v_{Cia} \quad (B.6)$$

Substituindo-se a equação (B.6) nas equações (B.4) e (B.5) encontram-se as expressões das correntes nos braços em função das tensões nos capacitores dos submódulos, conforme mostram as equações (B.7) e (B.8).

$$\frac{di_{pa}}{dt} = \frac{1}{L} \left(\frac{V_{CC}}{2} - \sum_{i=1}^N m_i v_{Cia} - v_a \right) \quad (B.7)$$

$$\frac{di_{na}}{dt} = \frac{1}{L} \left(\frac{V_{CC}}{2} - \sum_{i=N+1}^{2N} m_i v_{Cia} + v_a \right) \quad (B.8)$$

A equação que determina o comportamento da tensão dos capacitores dos submódulos mostrada pela equação (B.3) pode ser reescrita em função das correntes circulante e de fase, conforme mostra a equação (B.9). Observa-se pela equação (B.9) que tanto a parcela de fase quanto a circulante influenciam na variação de tensão dos capacitores (v_{Ci}).

$$\begin{cases} \frac{dv_{Cia}}{dt} = \frac{1}{C} m_i \left(\frac{i_a}{2} + i_{za} \right) & i = 1, \dots, N \\ \frac{dv_{Cia}}{dt} = \frac{1}{C} m_i \left(-\frac{i_a}{2} + i_{za} \right) & i = N + 1, \dots, 2N \end{cases} \quad (B.9)$$

A expressão do comportamento da corrente de fase pode ser obtida a partir da subtração das equações (B.7) e (B.8), conforme mostra a equação (B.10). Observa-se pela equação que as tensões do lado CC ($\frac{V_{CC}}{2}$) não influenciam na corrente de fase. Também se observa pela equação (B.10) que a corrente de fase pode ser controlada a partir da diferença da tensão total nos braços inferior e superior, e que a tensão v_a na saída do conversor atua como perturbação.

$$\begin{aligned} \frac{d(i_p - i_n)}{dt} = \frac{di_a}{dt} &= \frac{1}{L} \left(\frac{V_{CC}}{2} - \sum_{i=1}^N m_i v_{Cia} - v_a \right) - \frac{1}{L} \left(\frac{V_{CC}}{2} - \sum_{i=N+1}^{2N} m_i v_{Cia} + v_a \right) \\ &= \frac{1}{L} \left(-\sum_{i=1}^N m_i v_{Cia} + \sum_{i=N+1}^{2N} m_i v_{Cia} - 2v_a \right) \end{aligned} \quad (B.10)$$

A expressão para a corrente circulante pode ser encontrada a partir da soma das equações (B.7) e (B.8), conforme mostra a equação (B.11). Observa-se pela equação (B.11) que a tensão do lado CA (v_a) não influencia na dinâmica da corrente circulante. A dinâmica da corrente circulante é afetada pela tensão do lado CC e pela soma das tensões dos submódulos dos braços superior e inferior.

$$\begin{aligned} \frac{d(i_p + i_n)}{2 dt} &= \frac{di_{za}}{dt} = \frac{1}{2L} \left(\frac{V_{CC}}{2} - \sum_{i=1}^N m_i v_{Cia} - v_a \right) + \frac{1}{2L} \left(\frac{V_{CC}}{2} - \sum_{i=N+1}^{2N} m_i v_{Cia} + v_a \right) \\ &= \frac{1}{2L} \left(- \sum_{i=1}^N m_i v_{Cia} - \sum_{i=N+1}^{2N} m_i v_{Cia} + V_{CC} \right) \end{aligned} \quad (B.11)$$

A partir das expressões (B.9), (B.10) e (B.11) encontra-se a equação de estados que representa o comportamento MMC, conforme mostra a equação (B.12).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_{za} \\ v_{C1a} \\ \vdots \\ v_{CNa} \\ v_{CN+1a} \\ \vdots \\ v_{2Na} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{m_1}{L} & \dots & -\frac{m_N}{L} & \frac{m_{N+1}}{L} & \dots & \frac{m_{2N}}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{m_1}{2L} & \dots & -\frac{m_N}{2L} & -\frac{m_{N+1}}{2L} & \dots & -\frac{m_{2N}}{2L} \\ \frac{m_1}{2C} & \frac{m_1}{C} & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & & & \ddots & \vdots \\ \frac{m_N}{2C} & \frac{m_N}{C} & \vdots & & \ddots & \ddots & & \vdots \\ -\frac{m_{N+1}}{2C} & \frac{m_{N+1}}{C} & \vdots & & \ddots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & & & \ddots & \vdots \\ -\frac{m_{2N}}{2C} & \frac{m_{2N}}{C} & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_{za} \\ v_{C1a} \\ \vdots \\ v_{CNa} \\ v_{CN+1a} \\ \vdots \\ v_{C2Na} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{2v_a}{L} \\ \frac{V_{CC}}{2L} \\ 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (B.12)$$

Observa-se a partir da equação (B.12) que o sistema que descreve o MMC é multivariável e bilinear [29].

Existem na literatura artigos que abordam a modelagem do conversor MMC, que não contemplam separadamente a dinâmica de cada submódulo, mas consideram o comportamento dinâmico total de cada braço do conversor MMC [14] [29] [32]. Tais modelos dinâmicos de malha de tensão abordam o controle da soma das tensões dos dois braços do conversor e da diferença de tensão da tensão total dos submódulos dos braços superior e inferior. Esta forma de modelagem é mostrada a seguir.

A equação (B.13), que descreve o comportamento da soma das tensões dos submódulos, é obtida a partir da equação .

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \left(\sum_{i=1}^{2N} v_{Cia} \right) &= \frac{1}{C} \sum_{i=1}^N m_i \left(\frac{i_a}{2} + i_{za} \right) + \frac{1}{C} \sum_{i=N+1}^{2N} m_i \left(-\frac{i_a}{2} + i_{za} \right) \\
&= \frac{1}{C} \frac{i_a}{2} \left(\sum_{i=1}^N m_i - \sum_{i=N+1}^{2N} m_{ia} \right) + \frac{1}{C} i_{za} \left(\sum_{i=1}^{2N} m_i \right)
\end{aligned} \tag{B.13}$$

Em (B.13) as funções de modulação m_i assumem o valor 0 quando a chave inferior está fechada e o valor 1 quando a chave superior está fechada. Observa-se então que a somatória das funções de modulação dos braços superior e inferior assumem valores inteiros no intervalo de 0 a N. A somatória das funções de modulação dos braços inferior e superior podem ser expressas de acordo com a equação (B.14).

$$\begin{aligned}
M_{pa} &= \sum_{i=1}^N m_i \\
M_{na} &= \sum_{i=N+1}^{2N} m_i
\end{aligned} \tag{B.14}$$

Como muitos artigos consideram a soma das tensões como uma variável a ser controlada, ela passa a receber uma notação própria, conforme mostrado na equação (B.15).

$$v_{Ca}^\Sigma = \sum_{i=1}^{2N} v_{Cia} \tag{B.15}$$

Muitas estratégias de acionamento de MMCs empregam que o número de submódulos por ligados por fase deve ser igual a N [7]. Portanto alguns trabalhos consideram a equação (B.16).

$$M_{pa} + M_{na} = N \tag{B.16}$$

Substituindo a equação (B.16) na equação (B.13) encontra-se:

$$\frac{d}{dt} v_{Ca}^\Sigma = \frac{N}{C} i_{za} + \frac{1}{C} \frac{i_a}{2} (2M_{pa} - N) \tag{B.17}$$

Observa-se pela equação (B.17) que a corrente i_{za} influencia diretamente na variação da tensão total dos submódulos de uma fase do MMC.

A equação (B.18) mostra a expressão da diferença de tensão entre os braços superior e inferior.

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \left(\sum_{i=1}^N v_{Cia} - \sum_{i=N+1}^{2N} v_{Cia} \right) &= \frac{1}{C} \sum_{i=1}^N m_i \left(\frac{i_a}{2} + i_{za} \right) - \frac{1}{C} \sum_{i=1}^N m_i \left(-\frac{i_a}{2} + i_{za} \right) \\
&= \frac{1}{C} \frac{i_a}{2} \left(\sum_{i=1}^{2N} m_i \right) + \frac{1}{C} i_{za} \left(\sum_{i=1}^N m_i - \sum_{i=N+1}^{2N} m_i \right) = \frac{N}{C} \frac{i_a}{2} + \frac{1}{C} i_{za} (2M_{pa} - N)
\end{aligned} \tag{B.18}$$

A variável que representa a diferença de tensão entre os braços superior e inferior é mostrada abaixo.

$$v_{Ca}^{\Delta} = \sum_{i=1}^N v_{Cia} - \sum_{i=N+1}^{2N} v_{Cia} = \frac{N}{C} \frac{i_a}{2} + \frac{1}{C} i_{za} (2M_{pa} - N) \tag{B.19}$$

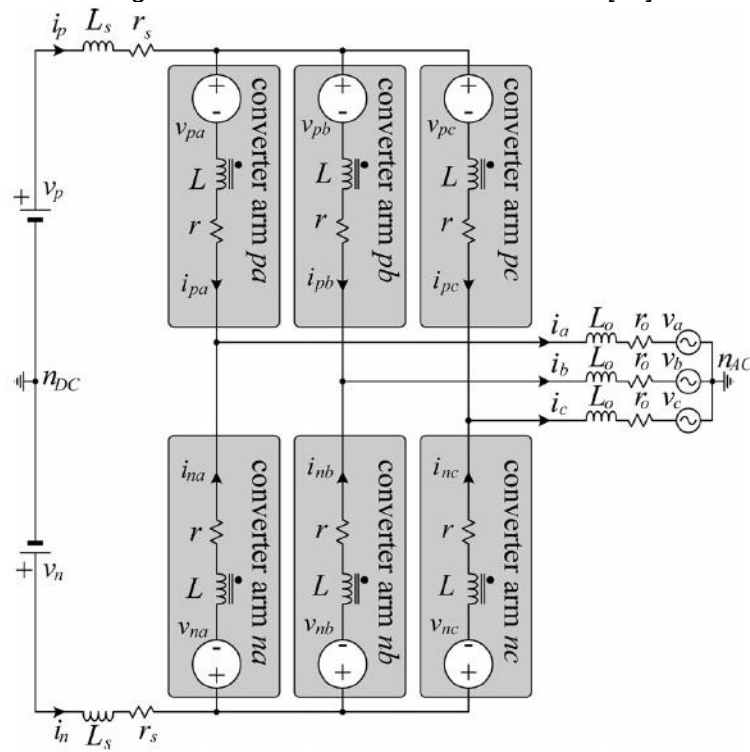
Os autores que usam esta abordagem para modelagem de MMCs equacionam a corrente circulante e de fase (i_a e i_{za}), a tensão total de fase dos submódulos e a diferença da tensão entre os submódulos do braço superior e inferior. Esses modelos não contemplam o comportamento individual de cada submódulo. Os artigos que abordam este tipo de modelagem consideram que as tensões de todos os submódulos do braço são iguais e garantem isso aplicando estratégias heurísticas de equalização de tensões [7] [42]. Estes artigos propõem somente estratégias de controle da soma das tensões dos submódulos de cada braço do conversor [29] [32].

Sabe-se que as tensões nos capacitores não são constantes, pois há oscilação de potência instantânea nos submódulos, conforme mostra a equação (3.16). O capacitor de submódulo é calculado em função da oscilação de tensão arbitrária e da tensão e corrente nominais do conversor. O cálculo do tamanho do capacitor é mostrado com detalhes no Anexo A.

C. OUTRA PROPOSTA DE MODELAGEM E DESACOPLAMENTO DO MMC A TRÊS FIOS

A modelagem do comportamento das correntes nos braços do MMC mostrado neste trabalho se baseou em [32]. Os autores de [32] propõem um modelo e um controle desacoplado das correntes nos braços do MMC a partir de um novo sistema de coordenadas. O modelo de conversor MMC adotado pelos autores é mostrado abaixo. É importante ressaltar que o modelo abaixo possui tensões e correntes nos braços inferiores com sinais invertidos em relação ao modelo adotado neste trabalho (abordado no capítulo 3).

Figura C1 – Modelo de MMC utilizado em [32].



Fonte: [32]

As correntes e tensões do sistema adotado pelos autores são expressas na forma matricial, conforme mostram as definições abaixo.

$$\mathbf{I}_{xy} = \begin{bmatrix} i_{pa} & i_{pb} & i_{pc} \\ i_{na} & i_{nb} & i_{nc} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{V}_{xy} = \begin{bmatrix} v_{pa} & v_{pb} & v_{pc} \\ v_{na} & v_{nb} & v_{nc} \end{bmatrix} \quad (\text{C.1})$$

$$\mathbf{I}_x = \begin{bmatrix} i_p & i_p & i_p \\ i_n & i_n & i_n \end{bmatrix}, \quad \mathbf{V}_x = \begin{bmatrix} v_p & v_p & v_p \\ v_n & v_n & v_n \end{bmatrix} \quad (\text{C.2})$$

$$\mathbf{I}_y = \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \\ i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}, \quad \mathbf{V}_y = \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \\ v_a & v_b & v_c \end{bmatrix} \quad (\text{C.3})$$

Observa-se pela Figura C1 que as correntes circulantes e de rede do modelo de MMC adotado pelos autores são calculadas conforme (C.4).

$$\begin{cases} i_x = i_{px} + i_{nx} \\ i_{zx} = \frac{i_{px} - i_{nx}}{2} \end{cases} \quad (x = a, b, c) \quad (\text{C.4})$$

A partir da segunda lei de Kirchhoff e das matrizes definidas acima chega-se na equação matricial que modela o comportamento das correntes do conversor, conforme mostra (C.5).

$$\mathbf{V}_x = L_s \frac{d}{dt} \mathbf{I}_x + r_s \mathbf{I}_x + L \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{xy} + r \mathbf{I}_{xy} + \mathbf{V}_{xy} + L_o \frac{d}{dt} \mathbf{I}_y + r_o \mathbf{I}_y + \mathbf{V}_y \quad (\text{C.5})$$

Os autores dividem as correntes nos braços (\mathbf{I}_{xy}) em quatro partes, conforme mostra a equação (C.6).

$$\mathbf{I}_{xy} = \mathbf{I}_m + \mathbf{I}_s + \mathbf{I}_o + \mathbf{I}_z \quad (\text{C.6})$$

Cada parcela de corrente é calculada conforme mostra (C.7).

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_m &= \mathbf{P}_2 \cdot \mathbf{I}_{xy} \cdot \mathbf{P}_3, \quad \mathbf{I}_s = \mathbf{Q}_2 \cdot \mathbf{I}_{xy} \cdot \mathbf{P}_3 \\ \mathbf{I}_o &= \mathbf{P}_2 \cdot \mathbf{I}_{xy} \cdot \mathbf{Q}_3, \quad \mathbf{I}_z = \mathbf{Q}_2 \cdot \mathbf{I}_{xy} \cdot \mathbf{Q}_3 \end{aligned} \quad (\text{C.7})$$

As matrizes \mathbf{P}_2 , \mathbf{P}_3 , \mathbf{Q}_2 e \mathbf{Q}_3 são definidas conforme (C.8) [3].

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_2 &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} & \mathbf{P}_3 &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \\ \mathbf{Q}_2 &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} & \mathbf{Q}_3 &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{C.8})$$

As parcelas \mathbf{I}_m , \mathbf{I}_s , \mathbf{I}_o e \mathbf{I}_z são calculadas conforme mostra (C.9).

$$\begin{aligned}
\mathbf{I}_m &= \frac{(i_{pa} + i_{na}) + (i_{pb} + i_{nb}) + (i_{pc} + i_{nc})}{6} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = \frac{i_a + i_b + i_c}{6} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \\
\mathbf{I}_s &= \frac{(i_{pa} - i_{na}) + (i_{pb} - i_{nb}) + (i_{pc} - i_{nc})}{6} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & -1 \end{bmatrix} = \frac{i_{za} + i_{zb} + i_{zc}}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & -1 \end{bmatrix} \quad (C.9) \\
\mathbf{I}_o &= \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 2i_a - i_b - i_c & -i_a + 2i_b - i_c & -i_a - i_b + 2i_c \\ 2i_a - i_b - i_c & -i_a + 2i_b - i_c & -i_a - i_b + 2i_c \end{bmatrix} \\
\mathbf{I}_z &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2i_{za} - i_{zb} - i_{zc} & -i_{za} + 2i_{zb} - i_{zc} & -i_{za} - i_{zb} + 2i_{zc} \\ -2i_{za} + i_{zb} + i_{zc} & i_{za} - 2i_{zb} + i_{zc} & +i_{za} + i_{zb} - 2i_{zc} \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

A partir de (C.9) observa-se que as componentes \mathbf{I}_m e \mathbf{I}_o são as parcelas de correntes nos braços que formam as correntes de rede de sequência zero e de sequência positiva e negativa, respectivamente. Estas correntes possuem relação direta com as parcelas de corrente \mathbf{i}^0 e $\mathbf{i}^{+,-}$ definidas no capítulo 3. Os autores em [32] mostram que para modelar o sistema do MMC a três fios, basta considerar \mathbf{I}_m nula e (como é mostrado adiante) retirar o controlador desta parcela de corrente. As parcelas \mathbf{I}_s e \mathbf{I}_z são as correntes circulantes de sequência zero e de sequência positiva e negativa, respectivamente. Estas parcelas são iguais as parcelas \mathbf{i}_z^0 e $\mathbf{i}_z^{+,-}$ que são definidas no capítulo 3.

Aplicando-se as transformações mostradas em (C.7) na matriz \mathbf{V}_x , obtém-se (C.10). Observa-se que a matriz \mathbf{V}_x somente possui componentes nas parcelas m e s do novo sistema.

$$\begin{aligned}
\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{V}_x \cdot \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_p & v_p & v_p \\ v_n & v_n & v_n \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = \frac{3}{6} \cdot (v_p + v_n) \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \\
\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{V}_x \cdot \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_p & v_p & v_p \\ v_n & v_n & v_n \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} = 0 \\
\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{V}_x \cdot \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_p & v_p & v_p \\ v_n & v_n & v_n \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = \\
&= \frac{3}{6} \cdot (v_p - v_n) \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & -1 \end{bmatrix} \\
\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{V}_x \cdot \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_p & v_p & v_p \\ v_n & v_n & v_n \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} = 0
\end{aligned} \quad (C.10)$$

Aplicando-se as transformações mostradas em (C.7) na corrente \mathbf{I}_x , obtém-se de forma análoga que as componentes em o e z são nulas e as componentes em m e s são calculadas conforme mostra (C.11).

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{I}_x \cdot \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_p & i_p & i_p \\ i_n & i_n & i_n \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = \frac{3}{6} \cdot (i_p + i_n) \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \\ \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{I}_x \cdot \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} &= \frac{3}{6} \cdot (i_p - i_n) \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & -1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{C.11})$$

As transformações de (C.7) aplicadas a tensão \mathbf{V}_y são mostradas em (C.12). Observa-se que a tensão \mathbf{V}_y possui parcelas em m e o e suas parcelas em s e z são nulas.

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{V}_y \cdot \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \\ v_a & v_b & v_c \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = \\ &= \frac{1}{6} \cdot 2(v_a + v_b + v_c) \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \\ \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{V}_y \cdot \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \\ v_a & v_b & v_c \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} = \\ &= \frac{1}{6} \cdot 2 \cdot \begin{bmatrix} (2v_a - v_b - v_c) & (-v_a + 2v_b - v_c) & (-v_a - v_b + 2v_c) \\ (2v_a - v_b - v_c) & (-v_a + 2v_b - v_c) & (-v_a - v_b + 2v_c) \end{bmatrix} \\ \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{V}_y \cdot \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \\ v_a & v_b & v_c \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = 0 \\ \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{V}_y \cdot \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \\ v_a & v_b & v_c \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} = 0 \quad (\text{C.12}) \end{aligned}$$

As parcelas da corrente \mathbf{I}_y são calculadas de forma análoga ao mostrado em (C.12), suas parcelas em m e o são mostradas abaixo.

$$\begin{aligned}
\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{I}_y \cdot \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} &= \frac{1}{6} \cdot 2(i_a + i_b + i_c) \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \\
\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{I}_y \cdot \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} &= \frac{1}{6} \cdot 2 \cdot \begin{bmatrix} (2i_a - i_b - i_c) & (-i_a + 2i_b - i_c) & (-i_a - i_b + 2i_c) \\ (2i_a - i_b - i_c) & (-i_a + 2i_b - i_c) & (-i_a - i_b + 2i_c) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{C.13}$$

Isolando-se as parcelas de tensão da equação dinâmica mostrada em (C.5), obtém-se (C.14).

$$L_s \frac{d}{dt} \mathbf{I}_x + r_s \mathbf{I}_x + L \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{xy} + r \mathbf{I}_{xy} + L_o \frac{d}{dt} \mathbf{I}_y + r_o \mathbf{I}_y = \mathbf{V}_x - \mathbf{V}_y - \mathbf{V}_{xy} = \mathbf{U}_{xy} \tag{C.14}$$

A partir dos resultados obtidos em (C.9) até (C.13), e substituindo-se (C.15) em (C.11) obtém-se que as equações dinâmicas do sistema para cada parcela são mostradas conforme (C.16). Observa-se que as parcelas m , s , o e z do modelo dinâmico de correntes são completamente desacopladas entre si.

$$\begin{aligned}
i_p &= i_{pa} + i_{pb} + i_{pc} \\
i_n &= i_{na} + i_{nb} + i_{nc}
\end{aligned} \tag{C.15}$$

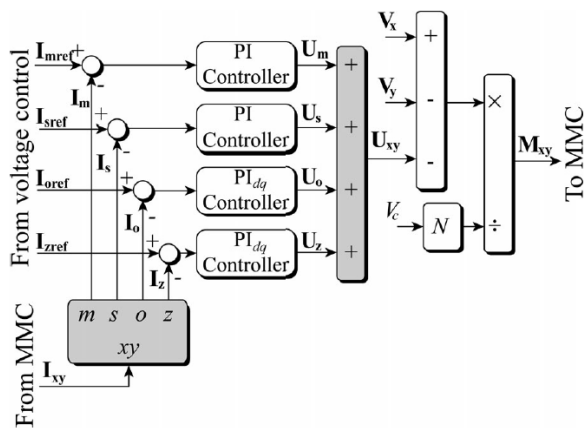
$$\begin{aligned}
(3L_s + L + 2L_o) \frac{d}{dt} \mathbf{I}_m + (3r_s + r + 2r_o) \mathbf{I}_m &= \mathbf{U}_m \\
(3L_s + L) \frac{d}{dt} \mathbf{I}_s + (3r_s + r) \mathbf{I}_s &= \mathbf{U}_s \\
(L + 2L_o) \frac{d}{dt} \mathbf{I}_o + (r + 2r_o) \mathbf{I}_o &= \mathbf{U}_o \\
L \frac{d}{dt} \mathbf{I}_z + r \mathbf{I}_z &= \mathbf{U}_z
\end{aligned} \tag{C.16}$$

A partir das equações dos comportamentos das parcelas desacopladas de corrente, os autores de [32] propõem os controladores de corrente que são mostrados na Figura C2. Observa-se pela figura que as componentes de corrente são controladas separadamente e que os controladores implementados são do tipo PI. Observa-se também que são aplicados dois controladores nos sistemas de coordenadas girantes dq para as parcelas de corrente de rede de sequência positiva e negativa (\mathbf{I}_o) e para as correntes circulantes de sequência positiva e negativa (\mathbf{I}_z). Os autores de [32], assim como na proposta de controle apresentada nesta tese, aplicam no total 6 controladores PI para controle de corrente do MMC operando a quatro fios e 5 controladores PI de corrente para o MMC operando a 3 fios. Apesar da semelhança entre os

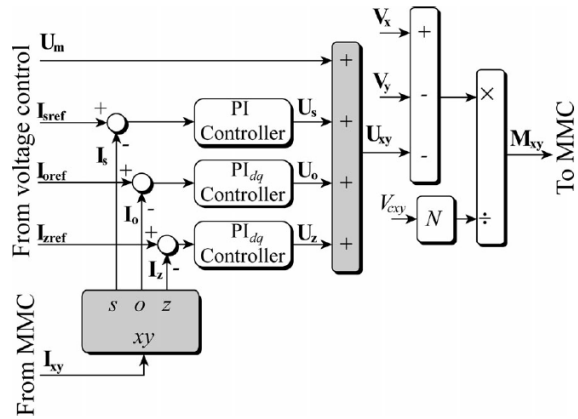
controles, deve-se ressaltar que em [32] é realizada a decomposição das correntes nos braços em suas parcelas desacopladas (m , s , o e z) e para duas dessas parcelas (o e z) é realizada ainda uma mudança de coordenadas para o sistema dq para realizar o controle de corrente. Nesta tese o controle das correntes é realizado a partir das correntes circulantes e de rede do MMC no sistema abc , desta forma o controle proposto além de simplificar o controle das correntes (evitando-se cálculos adicionais) ainda permite a compreensão de forma didática da contribuição de cada corrente para a dinâmica das tensões nos capacitores dos braços (conforme foi mostrado nos capítulos 3 e 4).

Figura C2 – Proposta de controle de corrente de [32]

a) Controle de corrente MMC 4 fios



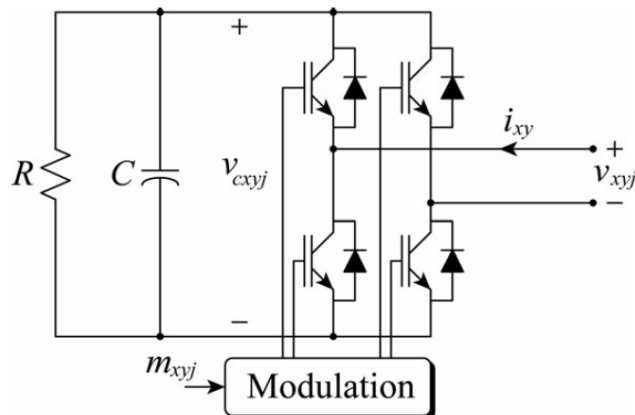
b) Controle de corrente MMC 3 fios



Fonte: [32]

Após a obtenção do modelo dinâmico das correntes nos braços, é necessário modelar o comportamento das tensões nos capacitores dos submódulos. Os autores de [32] consideram um submódulo em ponte completa e uma resistência modelando as perdas conforme mostra a figura abaixo.

Figura C3: Modelo do submódulo adotado em [32].



Fonte: [32].

A variação de tensão nos capacitores de cada submódulo, a partir do modelo da Figura C3, é equacionada conforme (C.17). Na equação abaixo m_{xyj} representa o índice de modulação do submódulo que neste caso pode variar de continuamente de -1 a 1.

$$C \frac{d}{dt} v_{Cxyj} + \frac{1}{R} v_{Cxyj} = m_{xyj} \cdot i_{xy} \quad (x = p, n) \quad (y = a, b, c) \quad (C.17)$$

Desconsiderando os efeitos de chaveamento, a tensão na saída do submódulo pode ser calculada conforme (C.18).

$$v_{xyj} = m_{xyj} \cdot v_{Cxyj} \quad (C.18)$$

Substituindo-se (C.18) em (C.17), obtém-se (C.19).

$$\frac{C}{2} \cdot \frac{d}{dt} v_{Cxyj}^2 + \frac{1}{R} \cdot v_{Cxyj}^2 = v_{xyj} \cdot i_{xy} \quad (C.19)$$

Sabendo-se que a energia armazenada em um capacitor é igual a $E_{xyj} = C \cdot v_{Cxyj}^2 / 2$, obtém-se (C.20).

$$\frac{d}{dt} E_{xyj} + \frac{2}{RC} \cdot E_{xyj} = v_{xyj} \cdot i_{xy} \quad (C.20)$$

Somando-se todas as energias dos submódulos em cada braço, obtém-se (C.21).

$$\frac{d}{dt} \mathbf{E}_{xy} + \frac{2}{RC} \cdot \mathbf{E}_{xy} = \mathbf{V}_{xy} \cdot * \mathbf{I}_{xy} \quad (C.21)$$

Para o equacionamento da dinâmica das energias nos braços, os autores de [32] desprezam os efeitos das indutâncias considerando que $\mathbf{V}_{xy} = \mathbf{V}_x - \mathbf{V}_y$. Desta forma, a equação (C.21) pode ser reescrita conforme (C.22).

$$\frac{d}{dt} \mathbf{E}_{xy} + \frac{2}{RC} \cdot \mathbf{E}_{xy} = (\mathbf{V}_x - \mathbf{V}_y) \cdot * \mathbf{I}_{xy} = \mathbf{V}_x \cdot * \mathbf{I}_{xy} - \mathbf{V}_y \cdot * \mathbf{I}_{xy} \quad (C.22)$$

As multiplicações ponto a ponto presentes na equação (C.22) são calculadas conforme (C.23).

$$\mathbf{V}_x \cdot * \mathbf{I}_{xy} = \begin{bmatrix} v_p i_{pa} & v_p i_{pb} & v_p i_{pc} \\ v_n i_{na} & v_n i_{nb} & v_n i_{nc} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{V}_y \cdot * \mathbf{I}_{xy} = \begin{bmatrix} v_a i_{pa} & v_b i_{pb} & v_c i_{pc} \\ v_a i_{na} & v_b i_{nb} & v_c i_{nc} \end{bmatrix} \quad (C.23)$$

As componentes \mathbf{E}_m , \mathbf{E}_s , \mathbf{E}_o e \mathbf{E}_z podem ser calculadas conforme mostra (C.24).

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt}\mathbf{E}_m + \frac{2}{RC}\cdot\mathbf{E}_m &= \mathbf{P}_2 \cdot (\mathbf{V}_x \cdot * \mathbf{I}_{xy}) \cdot \mathbf{P}_3 - \mathbf{P}_2 \cdot (\mathbf{V}_y \cdot * \mathbf{I}_{xy}) \cdot \mathbf{P}_3 \\
\frac{d}{dt}\mathbf{E}_s + \frac{2}{RC}\cdot\mathbf{E}_s &= \mathbf{Q}_2 \cdot (\mathbf{V}_x \cdot * \mathbf{I}_{xy}) \cdot \mathbf{P}_3 - \mathbf{Q}_2 \cdot (\mathbf{V}_y \cdot * \mathbf{I}_{xy}) \cdot \mathbf{P}_3 \\
\frac{d}{dt}\mathbf{E}_o + \frac{2}{RC}\cdot\mathbf{E}_o &= \mathbf{P}_2 \cdot (\mathbf{V}_x \cdot * \mathbf{I}_{xy}) \cdot \mathbf{Q}_3 - \mathbf{P}_2 \cdot (\mathbf{V}_y \cdot * \mathbf{I}_{xy}) \cdot \mathbf{Q}_3 \\
\frac{d}{dt}\mathbf{E}_z + \frac{2}{RC}\cdot\mathbf{E}_z &= \mathbf{Q}_2 \cdot (\mathbf{V}_x \cdot * \mathbf{I}_{xy}) \cdot \mathbf{Q}_3 - \mathbf{Q}_2 \cdot (\mathbf{V}_y \cdot * \mathbf{I}_{xy}) \cdot \mathbf{Q}_3
\end{aligned} \tag{C.24}$$

A componente $\mathbf{P}_2 \cdot (\mathbf{V}_x \cdot * \mathbf{I}_{xy}) \cdot \mathbf{P}_3$ é calculada conforme (C.25).

$$\mathbf{P}_2 \cdot (\mathbf{V}_x \cdot * \mathbf{I}_{xy}) \cdot \mathbf{P}_3 = \frac{1}{6} \left[v_p \cdot (i_{pa} + i_{pb} + i_{pc}) + v_n \cdot (i_{na} + i_{nb} + i_{nc}) \right] \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \tag{C.25}$$

Considerando-se que as tensões do lado CC são equilibradas, portanto possuem o mesmo módulo, e que possuem sinais contrários a equação (C.25) pode ser reescrita conforme (C.26).

$$\begin{aligned}
\mathbf{P}_2 \cdot (\mathbf{V}_x \cdot * \mathbf{I}_{xy}) \cdot \mathbf{P}_3 &= \frac{1}{6} \left[v_p \cdot (i_{pa} + i_{pb} + i_{pc}) - v_p \cdot (i_{na} + i_{nb} + i_{nc}) \right] \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \\
&= \frac{1}{6} \left[v_p \cdot (i_{pa} - i_{na} + i_{pb} - i_{nb} + i_{pc} - i_{nc}) \right] \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = \mathbf{V}_x \cdot * \mathbf{I}_s
\end{aligned} \tag{C.26}$$

A parcela $\mathbf{P}_2 \cdot (\mathbf{V}_y \cdot * \mathbf{I}_{xy}) \cdot \mathbf{P}_3$ pode ser reescrita conforme (C.27). Caso se considere que as tensões da rede são simétricas e equilibradas, a parcela $\mathbf{V}_y \cdot * \mathbf{I}_m \cdot \mathbf{P}_3$ é nula.

$$\begin{aligned}
\mathbf{P}_2 \cdot (\mathbf{V}_y \cdot * \mathbf{I}_{xy}) \cdot \mathbf{P}_3 &= \frac{1}{6} \left[v_a (i_{pa} + i_{na}) + v_b (i_{pb} + i_{nb}) + v_c (i_{pc} + i_{nc}) \right] \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \\
\mathbf{P}_2 \cdot (\mathbf{V}_y \cdot * \mathbf{I}_{xy}) \cdot \mathbf{P}_3 &= \left[\mathbf{V}_y \cdot * (\mathbf{I}_m + \mathbf{I}_o) \right] \cdot \mathbf{P}_3 = (\mathbf{V}_y \cdot * \mathbf{I}_o) \cdot \mathbf{P}_3
\end{aligned} \tag{C.27}$$

De forma análoga aos cálculos realizados de (C.25) a (C.27), as parcelas $\mathbf{Q}_2 \cdot (\mathbf{V}_x \cdot * \mathbf{I}_{xy}) \cdot \mathbf{P}_3$ e $\mathbf{Q}_2 \cdot (\mathbf{V}_y \cdot * \mathbf{I}_{xy}) \cdot \mathbf{P}_3$ podem ser calculadas conforme (C.28) e (C.29).

$$\mathbf{Q}_2 \cdot (\mathbf{V}_x \cdot * \mathbf{I}_{xy}) \cdot \mathbf{P}_3 = \frac{1}{6} \left[v_p \cdot (i_{pa} + i_{na} + i_{pb} + i_{nb} + i_{pc} + i_{nc}) \right] \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = \mathbf{V}_x \cdot * \mathbf{I}_m \tag{C.28}$$

$$\mathbf{Q}_2 \cdot (\mathbf{V}_y \cdot * \mathbf{I}_{xy}) \cdot \mathbf{P}_3 = \frac{1}{6} \left[v_a (i_{pa} - i_{na}) + v_b (i_{pb} - i_{nb}) + v_c (i_{pc} - i_{nc}) \right] \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \tag{C.29}$$

$$\mathbf{Q}_2 \cdot (\mathbf{V}_y \cdot * \mathbf{I}_{xy}) \cdot \mathbf{P}_3 = \left[\mathbf{V}_y \cdot * (\mathbf{I}_s + \mathbf{I}_z) \right] \cdot \mathbf{P}_3 = (\mathbf{V}_y \cdot * \mathbf{I}_z) \cdot \mathbf{P}_3$$

A parcela $\mathbf{P}_2 \cdot (\mathbf{V}_x \cdot * \mathbf{I}_{xy}) \cdot \mathbf{Q}_3$ é calculada conforme (C.30).

$$\mathbf{P}_2 \cdot (\mathbf{V}_x \cdot * \mathbf{I}_{xy}) \cdot \mathbf{Q}_3 = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2\rho_a - \rho_b - \rho_c & \rho_a + 2\rho_b - \rho_c & -\rho_a - \rho_b + 2\rho_c \\ 2\rho_a - \rho_b - \rho_c & \rho_a + 2\rho_b - \rho_c & -\rho_a - \rho_b + 2\rho_c \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \rho_a = v_p i_{pa} + v_n i_{na} \\ \rho_b = v_p i_{pb} + v_n i_{nb} \\ \rho_c = v_p i_{pc} + v_n i_{nc} \end{pmatrix} \quad (\text{C.30})$$

Considerando $v_p = -v_n$, a equação (C.30) pode ser calculada de acordo com (C.31).

$$\mathbf{P}_2 \cdot (\mathbf{V}_x \cdot * \mathbf{I}_{xy}) \cdot \mathbf{Q}_3 = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} v_p (2i_{za} - i_{zb} - i_{zc}) & v_p (-i_{za} + 2i_{zb} - i_{zc}) & v_p (-i_{za} - i_{zb} + 2i_{zc}) \\ v_p (2i_{za} - i_{zb} - i_{zc}) & v_p (-i_{za} + 2i_{zb} - i_{zc}) & v_p (-i_{za} - i_{zb} + 2i_{zc}) \end{bmatrix} \quad (\text{C.31})$$

$$\mathbf{P}_2 \cdot (\mathbf{V}_x \cdot * \mathbf{I}_{xy}) \cdot \mathbf{Q}_3 = \mathbf{V}_x \cdot * \mathbf{I}_z$$

A parcela $\mathbf{P}_2 \cdot (\mathbf{V}_y \cdot * \mathbf{I}_{xy}) \cdot \mathbf{Q}_3$ é calculada abaixo.

$$\mathbf{P}_2 \cdot (\mathbf{V}_y \cdot * \mathbf{I}_{xy}) \cdot \mathbf{Q}_3 = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} v_a (i_{pa} + i_{na}) & v_b (i_{pb} + i_{nb}) & v_c (i_{pc} + i_{nc}) \\ v_a (i_{pa} + i_{na}) & v_b (i_{pb} + i_{nb}) & v_c (i_{pc} + i_{nc}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2 & -1 & 2 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{C.32})$$

$$\mathbf{P}_2 \cdot (\mathbf{V}_y \cdot * \mathbf{I}_{xy}) \cdot \mathbf{Q}_3 = [\mathbf{V}_y \cdot * (\mathbf{I}_o + \mathbf{I}_m)] \cdot \mathbf{Q}_3$$

Caso as tensões na rede sejam simétricas, a equação (C.32) pode ser reescrita conforme (C.33).

$$\mathbf{P}_2 \cdot (\mathbf{V}_y \cdot * \mathbf{I}_{xy}) \cdot \mathbf{Q}_3 = [\mathbf{V}_y \cdot * (\mathbf{I}_o + \mathbf{I}_m)] \cdot \mathbf{Q}_3 = (\mathbf{V}_y \cdot * \mathbf{I}_o) \cdot \mathbf{Q}_3 + \mathbf{V}_y \cdot * \mathbf{I}_m \quad (\text{C.33})$$

De forma análoga aos cálculos realizados de (C.30) a (C.33), as parcelas $\mathbf{Q}_2 \cdot (\mathbf{V}_x \cdot * \mathbf{I}_{xy}) \cdot \mathbf{Q}_3$ e $\mathbf{Q}_2 \cdot (\mathbf{V}_y \cdot * \mathbf{I}_{xy}) \cdot \mathbf{Q}_3$ são calculadas conforme mostram (C.34) e (C.35).

$$\mathbf{Q}_2 \cdot (\mathbf{V}_x \cdot * \mathbf{I}_{xy}) \cdot \mathbf{Q}_3 = \mathbf{V}_x \cdot * \mathbf{I}_o \quad (\text{C.34})$$

$$\mathbf{Q}_2 \cdot (\mathbf{V}_y \cdot * \mathbf{I}_{xy}) \cdot \mathbf{Q}_3 = (\mathbf{V}_y \cdot * \mathbf{I}_z) \cdot \mathbf{Q}_3 + \mathbf{V}_y \cdot * \mathbf{I}_s \quad (\text{C.35})$$

Portanto as componentes \mathbf{E}_m , \mathbf{E}_s , \mathbf{E}_o e \mathbf{E}_z são calculadas conforme (C.36).

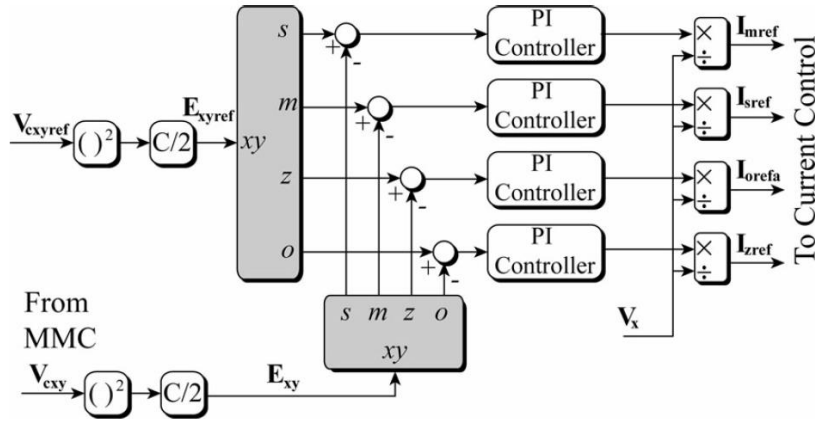
$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt}\mathbf{E}_m + \frac{2}{RC} \cdot \mathbf{E}_m &= \mathbf{V}_x \cdot * \mathbf{I}_s - (\mathbf{V}_y \cdot * \mathbf{I}_o) \cdot \mathbf{P}_3 \\
\frac{d}{dt}\mathbf{E}_s + \frac{2}{RC} \cdot \mathbf{E}_s &= \mathbf{V}_x \cdot * \mathbf{I}_m - (\mathbf{V}_y \cdot * \mathbf{I}_z) \cdot \mathbf{P}_3 \\
\frac{d}{dt}\mathbf{E}_o + \frac{2}{RC} \cdot \mathbf{E}_o &= \mathbf{V}_x \cdot * \mathbf{I}_z - (\mathbf{V}_y \cdot * \mathbf{I}_o) \cdot \mathbf{Q}_3 - \mathbf{V}_y \cdot * \mathbf{I}_m \\
\frac{d}{dt}\mathbf{E}_z + \frac{2}{RC} \cdot \mathbf{E}_z &= \mathbf{V}_x \cdot * \mathbf{I}_o - (\mathbf{V}_y \cdot * \mathbf{I}_z) \cdot \mathbf{Q}_3 - \mathbf{V}_y \cdot * \mathbf{I}_s
\end{aligned} \tag{C.36}$$

Os autores consideram as parcelas multiplicadas pelas tensões da rede como perturbações que podem ser compensadas com o uso de *feed-forward*, portanto a equação dinâmica das energias nos braços é mostrada por (C.37).

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt}\mathbf{E}_m + \frac{2}{RC} \cdot \mathbf{E}_m &= \mathbf{V}_x \cdot * \mathbf{I}_s \\
\frac{d}{dt}\mathbf{E}_s + \frac{2}{RC} \cdot \mathbf{E}_s &= \mathbf{V}_x \cdot * \mathbf{I}_m \\
\frac{d}{dt}\mathbf{E}_o + \frac{2}{RC} \cdot \mathbf{E}_o &= \mathbf{V}_x \cdot * \mathbf{I}_z \\
\frac{d}{dt}\mathbf{E}_z + \frac{2}{RC} \cdot \mathbf{E}_z &= \mathbf{V}_x \cdot * \mathbf{I}_o
\end{aligned} \tag{C.37}$$

Observa-se em (C.37) que cada componente de energia é controlado por apenas uma parcela de corrente. Desta forma a topologia de controle de tensão do MMC operando a quatro braços é mostrada abaixo. Pela Figura C4 observa-se que são aplicados controladores PI para cada parcela de energia. Não fica claro pela figura a natureza das correntes geradas na saída das malhas de corrente (se essas correntes são senoidais ou contínuas) nem quantos controladores PI são aplicados, pois cada PI da figura controla uma matriz de energias. Sabe-se que as parcelas de sequência zero (parcelas m e s) podem ser calculadas utilizando-se apenas um PI cada, já as parcelas de sequência positiva e negativa (parcelas o e z) necessitam de pelo menos 2 controladores PI cada. Para o caso do controle de corrente os autores deixam claro que os controladores PI das correntes \mathbf{I}_o e \mathbf{I}_z são implementados no sistema dq . Porém, para o caso das energias, os autores não esclarecem como foram implementados os controladores PI.

Figura C4- Estratégia de controle das energias nos braços.



Fonte: [32].

Para o caso do MMC operando a três fios, as tensões nos braços podem ser expressas de acordo com (C.38).

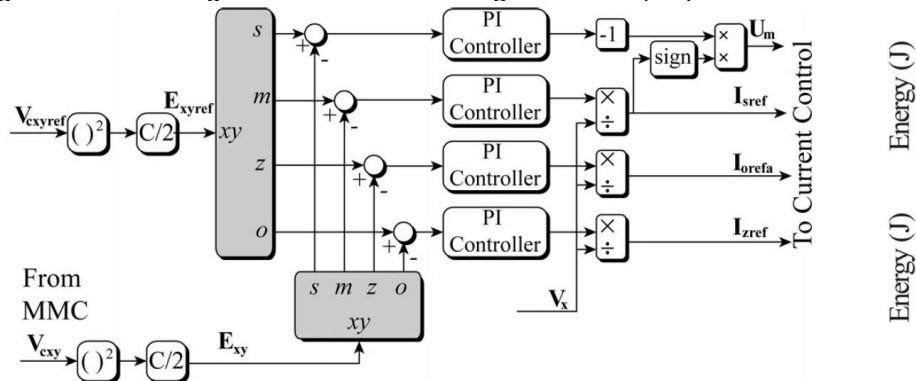
$$\mathbf{V}_{xy} = \mathbf{V}_x - \mathbf{V}_y - \mathbf{U}_m \quad (\text{C.38})$$

A dinâmica das energias nos braços do MMC a três fios é mostrada abaixo.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{E}_m + \frac{2}{RC} \cdot \mathbf{E}_m &= \mathbf{V}_x \cdot \mathbf{I}_s \\ \frac{d}{dt} \mathbf{E}_s + \frac{2}{RC} \cdot \mathbf{E}_s &= -\mathbf{U}_m \cdot \mathbf{I}_s \\ \frac{d}{dt} \mathbf{E}_o + \frac{2}{RC} \cdot \mathbf{E}_o &= \mathbf{V}_x \cdot \mathbf{I}_z - \mathbf{U}_m \cdot \mathbf{I}_o \\ \frac{d}{dt} \mathbf{E}_z + \frac{2}{RC} \cdot \mathbf{E}_z &= \mathbf{V}_x \cdot \mathbf{I}_o - \mathbf{U}_m \cdot \mathbf{I}_z \end{aligned} \quad (\text{C.39})$$

A estratégia de controle das energias nos braços do MMC para o conversor operando a três fios é mostrada pela Figura C5.

Figura C5 – Estratégia de controle das energias nos braços para MMC a três fios.



Fonte: [32].

D. CÓDIGO EM C DO ALGORITMO DE CONTROLE DO MMC IMPLEMENTADO NO C-BLOCK DO SOFTWARE PLECS

```
#include <math.h>

#define _PI 3.1415926535898 // pi;
#define _PI_DIV2 1.570796326795 // pi;
#define _2PI 6.2831853071799 // 2*pi;
#define _2PI_DIV3 2.0943951023932 // 2*pi/3;
#define _2_3 0.66666666666667
#define Vrede 180 // Valor de pico da fase

//Constantes
#define Ts 6.25e-5
#define omega 376.9911
#define M 4
#define N 4
#define Kp_mc 25.41 //83
#define Ki_mc 2592.86 //1/Ti
#define Kp_mc2 50.82 //83
#define Ki_mc2 1296.43 //1/Ti
#define Kp_pll 278.852
#define Ki_pll 1.148

#define vcp_ref 400
#define vcn_ref 400
#define vcs_ref 400
#define Vdc_feed 400
#define tamanho_filtro 267
#define v_ref_LIM 50 // vac/2N
#define LIM_iz 5

int x, ptr, ptr2;

// Entradas
float ip[3], in[3], vc1[3], vc2[3], vc3[3], vc4[3], vc5[3], vc6[3], vc7[3],
vc8[3], iref[3], Iref, Irefabs, i[3], v[3];

// Saidas
float v1_ref[3], v2_ref[3], v3_ref[3], v4_ref[3], v5_ref[3], v6_ref[3],
v7_ref[3], v8_ref[3];

// PLL--
float V_pll_par[3], V_pll_per[3], PLL_dp;
float MAF_buffer[267], MAF_out=0;
float PI1=0, PI2=0, erro_PLL, PI1_ABS;
float delta_omega=0, teta=0;
int ptr=0;

// Media das tensoes dos sm nos braços
float vcp_[3], vcn_[3], vcp2_f[3], vcn2_f[3];
float MAFp_buffer[267][3], MAFp_out[3], MAFn_buffer[267][3], MAFn_out[3];

// Malha de tensao Soma
```

```

float e_vcS[3], e_vcS_1[3], izS_p[3], izS_pABS[3], izS_i[3], izS_ref[3],
izS_p_ABS[3];
float P_3f, izS_feed;    //Feed forward da malha da soma das tensoes

// Malha de tensao Diferenca
float e_vcD[3], e_vcD_1[3], izD_p[3], izD_pABS[3], izD_i[3], izD_ref[3],
izD_p_ABS[3], vp1l[3];

// Malha de corrente Circlante
float iC_ref[3], e_iC[3], e_iC_1[3], vC_ref_p[3], vC_ref_i[3], vC_ref[3];
float vC_ref_p_ABS[3];

// Malha de corrente Saida
float iO_ref[3], e_iO[3], e_iO_1[3], vO_ref_p[3], vO_ref_i[3], vO_ref[3];
float vO_ref_p_ABS[3];

float vp_ref_tot[3], vn_ref_tot[3];
// Malhas de tensao individual
float vb1[3], vb2[3], vb3[3], vb4[3], vb5[3], vb6[3], vb7[3], vb8[3];

float Kp_mD, Ki_mD;
float Kp_mv, Ki_mv, Kp;

int     count1, count2;

for (count1=0; count1<3; count1++)
{
    MAFp_out[count1] = 400*400;
    MAFn_out[count1] = 400*400;

    for (count2=0; count2<tamanho_filtro; count2++)
    {
        MAFp_buffer[count2][count1]= 400*400;
        MAFn_buffer[count2][count1]= 400*400;

    }

}

ip[0] = Input(0);
in[0] = Input(1);

vc1[0] = Input(2);
vc2[0] = Input(3);
vc3[0] = Input(4);
vc4[0] = Input(5);
vc5[0] = Input(6);
vc6[0] = Input(7);
vc7[0] = Input(8);
vc8[0] = Input(9);

Iref= Input(10);

i[0]= ip[0]- in[0];
v[0] = Input(11);
////////////////////////
ip[1] = Input(12);
in[1] = Input(13);

```

```

vc1[1] = Input(14);
vc2[1] = Input(15);
vc3[1] = Input(16);
vc4[1] = Input(17);
vc5[1] = Input(18);
vc6[1] = Input(19);
vc7[1] = Input(20);
vc8[1] = Input(21);

i[1]= ip[1]- in[1];
v[1] = Input(23);
////////////////////////////////////
ip[2] = Input(24);
in[2] = Input(25);

vc1[2] = Input(26);
vc2[2] = Input(27);
vc3[2] = Input(28);
vc4[2] = Input(29);
vc5[2] = Input(30);
vc6[2] = Input(31);
vc7[2] = Input(32);
vc8[2] = Input(33);

i[2]= -i[0]-i[1];
v[2] = -v[0]-v[1];

// parametros controladores
Kp_mD = Input(36);
Ki_mD = Input(37);
Kp_mv = Input(38);
Ki_mv = Input(39);
Kp     = Input(40);

////////////////////////////////////
//Inicio do programa
////////////////////////////////////

//-----PLL-----
//-----
V_pll_par[0]=sin(teta);
V_pll_par[1]=sin(teta-_2PI_DIV3);
V_pll_par[2]=sin(teta+_2PI_DIV3);

V_pll_per[0]=cos(teta);
V_pll_per[1]=cos(teta-_2PI_DIV3);
V_pll_per[2]=cos(teta+_2PI_DIV3);

vpll[0]= V_pll_par[0];
vpll[1]= V_pll_par[1];
vpll[2]= V_pll_par[2];

//-----

PLL_dp = v[0]*V_pll_per[0]+ v[1]*V_pll_per[1]+ v[2]*V_pll_per[2];
PLL_dp = PLL_dp*_2_3/Vrede; // divide por 179.6 e 2/3 por causa do
trifásico

```



```

// MAF--

ptr++;
if(ptr==tamanho_filtro) ptr=0;

ptr2++;
if(ptr2==tamanho_filtro) ptr2=0;

MAF_out+=(PLL_dp-MAF_buffer[ptr])/tamanho_filtro;
MAF_buffer[ptr]=PLL_dp;

//-----

// CONTROLADOR
erro_PLL = MAF_out;
PI1= Kp_pll*erro_PLL;
if(PI1 > 30) PI1 = 30;
if(PI1 < -30) PI1 = -30;
PI1_ABS = PI1;
if(PI1_ABS< 0) PI1_ABS= -PI1_ABS;

PI2+= erro_PLL*Ki_pll;
if(PI2 > 30-PI1_ABS) PI2 = 30-PI1_ABS;
if(PI2 < -30+PI1_ABS) PI2 = -30+PI1_ABS;

delta_omega=PI1+PI2;

//-----

// INTEGRADOR

teta+=(omega+delta_omega)*Ts;

if(teta>_PI) teta=_2PI;
if(teta<-_PI) teta+=_2PI;

// -----FIM DO PLL-----
//-----

//-----Malhas de tensao-----
//-----
for(x=0; x<3; x=x+1)
{
    //-----
    // Malha da soma das tensoes
    //-----
    vcp_[x]=(vc1[x]+vc2[x]+vc3[x]+vc4[x]);
    vcn_[x]=(vc5[x]+vc6[x]+vc7[x]+vc8[x]);

    // Filtragem do valor de tensão nos braços
    // braco superior
    MAFp_out[x]+=((vcp_[x]*vcp_[x]) -
MAFp_buffer[ptr][x])/tamanho_filtro;
    MAFp_buffer[ptr][x] = (vcp_[x]*vcp_[x]);
    vcp2_f[x]= MAFp_out[x];

    // braco inferior
    MAFn_out[x]+=((vcn_[x]*vcn_[x]) -
MAFn_buffer[ptr][x])/tamanho_filtro;

```

```

MAFn_buffer[ptr][x] = (vcn_[x]*vcn_[x]);
vcn2_f[x]= MAFn_out[x];

//////////
//-----
// Malha da soma das tensoes
//-----

e_vcS[x] = 2*(vcS_ref*vcS_ref) - (vcp2_f[x]+ vcn2_f[x]);

izS_p[x] = Kp_mv*e_vcS[x]; // parcela proporcional
if(izS_p[x] > LIM_iz) izS_p[x] = LIM_iz;
if(izS_p[x] < -LIM_iz) izS_p[x] = -LIM_iz;

// calculo do feed forward
P_3f= v[0]*iref[0]+v[1]*iref[1]+v[2]*iref[2];
izS_feed= P_3f/(3*Vdc_feed);
////

izS_ref[x] = izS_p[x] + izS_feed;

//////////
//-----
// Malha da diferenca das tensoes
//-----

e_vcD[x] = 0 - (vcp2_f[x] - vcn2_f[x]);

izD_p[x] = Kp_mD*e_vcD[x];
if(izD_p[x] > LIM_iz) izD_p[x] = LIM_iz;
if(izD_p[x] < -LIM_iz) izD_p[x] = -LIM_iz;

izD_ref[x] = (izD_p[x])*vp11[x];

Irefabs=Iref;
if(Irefabs<0) Irefabs= -Irefabs;

if(Irefabs <=1)
{
    izD_ref[x] = (izD_p[x] + izD_i[x])*vp11[x] + (1-
Irefabs)*0.5*V_pll_per[x];
}

}

//-----Fim das Malhas de tensao-----
//-----

//-----Malhas de corrente-----
//-----

//Referências das malhas de corrente de saída
iref[0] = Iref*(cos(0)*V_pll_par[0]+sin(0)*V_pll_per[0]);
iref[1] = Iref*(cos(0)*V_pll_par[1]+sin(0)*V_pll_per[1]);
iref[2] = -iref[0]-iref[1];
for(x=0; x<3; x=x+1)
{
    //////////
    //-----
    // Malha de corrente circulante

```

```

//-----
e_iC[x]= -(izS_ref[x]-izD_ref[x])+(ip[x]+in[x])*0.5;

vC_ref_p[x] = Kp_mc2*e_iC[x]; // ganho proporcional
// Limite da saída proporcional da malha de corrente
if(vC_ref_p[x] > v_ref_LIM)
{
    vC_ref_p[x]= v_ref_LIM;
}
if(vC_ref_p[x] < -v_ref_LIM)
{
    vC_ref_p[x]= -v_ref_LIM;
}

vC_ref_p_ABS[x] = vC_ref_p[x];
if(vC_ref_p_ABS[x] < 0)
{
    vC_ref_p_ABS[x] = -vC_ref_p_ABS[x];
}

integral
vC_ref_i[x] +=Kp_mc2*Ki_mc2*Ts*0.5*(e_iC[x] + e_iC_1[x]); // ganho
// Limite da saída integral da malha de corrente
if(vC_ref_i[x] > v_ref_LIM-vC_ref_p_ABS[x])
{
    vC_ref_i[x]= v_ref_LIM-vC_ref_p_ABS[x];
}

if(vC_ref_i[x] < -v_ref_LIM + vC_ref_p_ABS[x])
{
    vC_ref_i[x]= -v_ref_LIM + vC_ref_p_ABS[x];
}

e_iC_1[x] = e_iC[x];

vC_ref[x] = vC_ref_p[x] + vC_ref_i[x];

//////////
//-----
// Malha de corrente de saída
//-----

e_iO[x]= iref[x]-i[x];

vO_ref_p[x] = Kp_mc*e_iO[x];
if(vO_ref_p[x] > v_ref_LIM)
{
    vO_ref_p[x]= v_ref_LIM;
}
if(vO_ref_p[x] < -v_ref_LIM)
{
    vO_ref_p[x]= -v_ref_LIM;
}

vO_ref_p_ABS[x] = vO_ref_p[x];
if(vO_ref_p_ABS[x] < 0)
{
    vO_ref_p_ABS[x] = -vO_ref_p_ABS[x];
}

```

```

    }

    vO_ref_i[x] += Kp_mc*Ki_mc*Ts*0.5*(e_iO[x] + e_iO_1[x]);
    // Limite da saída integral da malha de corrente
    if(vO_ref_i[x] > v_ref_LIM - vO_ref_p_ABS[x])
    {
        vO_ref_i[x] = v_ref_LIM - vO_ref_p_ABS[x];
    }

    if(vO_ref_i[x] < -v_ref_LIM + vO_ref_p_ABS[x])
    {
        vO_ref_i[x] = -v_ref_LIM + vO_ref_p_ABS[x];
    }

    e_iO_1[x] = e_iO[x];

    vO_ref[x] = vO_ref_p[x] + vO_ref_i[x];

    if(x=2)
    {
        vO_ref[2] = -vO_ref[0] - vO_ref[1];
    }

    vp_ref_tot[x] = (vC_ref[x] - vO_ref[x] + (Vdc_feed/2) - v[x])/N;
    vn_ref_tot[x] = (vC_ref[x] + vO_ref[x] + (Vdc_feed/2) + v[x])/N;

}
//-----Fim das Malhas de corrente-----
//-----
//-----Malhas individuais-----
//-----

for(x=0; x<3; x=x+1)
{
    //-----
    // Malhas individuais braco de cima
    //-----
    vb1[x] = -Kp*ip[x]* (vc1[x] - (vcp_[x]/N));
    vb2[x] = -Kp*ip[x]* (vc2[x] - (vcp_[x]/N));
    vb3[x] = -Kp*ip[x]* (vc3[x] - (vcp_[x]/N));
    vb4[x] = -Kp*ip[x]* (vc4[x] - (vcp_[x]/N));

    //-----
    // Malhas individuais braco de baixo
    //-----

    vb5[x] = -Kp*in[x]* (vc5[x] - (vcn_[x]/N));
    vb6[x] = -Kp*in[x]* (vc6[x] - (vcn_[x]/N));
    vb7[x] = -Kp*in[x]* (vc7[x] - (vcn_[x]/N));
    vb8[x] = -Kp*in[x]* (vc8[x] - (vcn_[x]/N));
}
for (x=0; x<3; x++)
{
    //-----
    // Cálculo das tensoes de referencia
    //-----

    v1_ref[x] = vb1[x] + vp_ref_tot[x];
    v2_ref[x] = vb2[x] + vp_ref_tot[x];
    v3_ref[x] = vb3[x] + vp_ref_tot[x];

```

```

        v4_ref[x]= vb4[x] + vp_ref_tot[x];
        v5_ref[x]= vb5[x] + vn_ref_tot[x];
        v6_ref[x]= vb6[x] + vn_ref_tot[x];
        v7_ref[x]= vb7[x] + vn_ref_tot[x];
        v8_ref[x]= vb8[x] + vn_ref_tot[x];
    }

    /////Atualização das tensões de referência na saída/////
    Output(0) = v1_ref[0];
    Output(1) = v2_ref[0];
    Output(2) = v3_ref[0];
    Output(3) = v4_ref[0];
    Output(4) = v5_ref[0];
    Output(5) = v6_ref[0];
    Output(6) = v7_ref[0];
    Output(7) = v8_ref[0];

    ///////////////////////////////////
    Output(8) = v1_ref[1];
    Output(9) = v2_ref[1];
    Output(10) = v3_ref[1];
    Output(11) = v4_ref[1];
    Output(12) = v5_ref[1];
    Output(13) = v6_ref[1];
    Output(14) = v7_ref[1];
    Output(15) = v8_ref[1];

    ///////////////////////////////////
    Output(16) = v1_ref[2];
    Output(17) = v2_ref[2];
    Output(18) = v3_ref[2];
    Output(19) = v4_ref[2];
    Output(20) = v5_ref[2];
    Output(21) = v6_ref[2];
    Output(22) = v7_ref[2];
    Output(23) = v8_ref[2];

    ///////////////////////////////////
    //Fim do programa
    ///////////////////////////////////

```