



Universidade Federal de Juiz de Fora  
Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica

Frederico Toledo Ghetti

APLICAÇÕES DE CONVERSORES MULTINÍVEIS MODULARES NO  
PROCESSAMENTO E CONDICIONAMENTO DA ENERGIA ELÉTRICA

Tese de Doutorado

Juiz de Fora  
2019



Frederico Toledo Ghetti

APLICAÇÕES DE CONVERSORES MULTINÍVEIS MODULARES NO  
PROCESSAMENTO E CONDICIONAMENTO DA ENERGIA ELÉTRICA

Tese submetida ao Programa de Pós- Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora, área de concentração Sistemas Eletrônicos, como requisito parcial para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Pedro Gomes Barbosa, D.Sc.

Juiz de Fora  
2019

Ficha catalográfica elaborada através do programa de geração automática da Biblioteca Universitária da UFJF, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Ghetti, Frederico Toledo.

Aplicações de conversores multiníveis modulares no processamento e condicionamento da energia elétrica / Frederico Toledo Ghetti. -- 2019.

170 p. : il.

Orientador: Pedro Gomes Barbosa

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2019.

1. Conversor Multinível Modular. 2. MMC. 3. Filtro Ativo Shunt. 4. Controlador Digital de Sinais. 5. Algoritmo de Ordenação. I. Barbosa, Pedro Gomes, orient. II. Título.

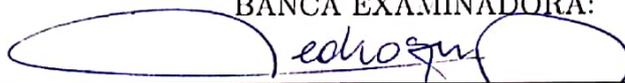
Frederico Toledo Ghetti

APLICAÇÕES DE CONVERSORES MULTINÍVEIS MODULARES NO  
PROCESSAMENTO E CONDICIONAMENTO DA ENERGIA ELÉTRICA

Tese submetida ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora, área de concentração Sistemas Eletrônicos, como requisito parcial para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

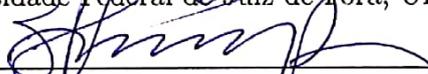
Aprovada em 30 de agosto de 2019 .

BANCA EXAMINADORA:



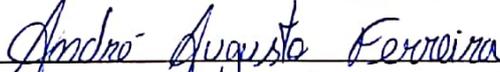
**Prof. Pedro Gomes Barbosa, D.Sc.**

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF



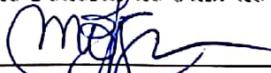
**Prof. Henrique Antônio Carvalho Braga, Dr.Eng.**

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF



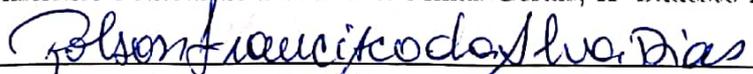
**Prof. André Augusto Ferreira, Dr.Eng.**

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF



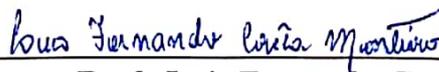
**Prof. Márcio do Carmo Barbosa Poncilio Rodrigues, Dr.Eng.**

Instituto Federal do Sudeste de Minas Gerais, IF Sudeste MG



**Prof. Robson Francisco da Silva Dias, D.Sc.**

Universidade Federal do Rio de Janeiro, UFRJ



**Prof. Luís Fernando Corrêa Monteiro, D.Sc.**

Universidade do Estado do Rio de Janeiro, UERJ



*Dedico este trabalho à minha filha Isabela.*



## AGRADECIMENTOS

À Deus pela vida a mim concedida, pelas oportunidades apresentadas e presença constante.

À minha esposa, Luciana, pelo seu amor incondicional, pela compreensão das inúmeras ausências e pelas palavras de incentivo que não me deixavam desanimar.

Aos meus pais, Flávio e Joana, e a minha irmã, Flávia, pelo estímulo e apoio em todas as etapas da minha vida.

Ao meu orientador Pedro Gomes Barbosa, pela confiança, amizade e pelos ensinamentos que contribuíram, não apenas para o desenvolvimento deste trabalho, mas também para a minha vida.

Aos membros da banca examinadora, professores André Augusto Ferreira, Henrique Antônio Carvalho Braga, Luís Fernando Corrêa Monteiro, Márcio do Carmo Barbosa Poncilio Rodrigues e Robson Francisco da Silva Dias pelas relevantes contribuições ao desenvolvimento deste trabalho.

Aos amigos dos laboratórios NAEP, LAPTEL e NIMO pelo convívio e por todos os momentos partilhados.

Aos laboratoristas do LABEL e funcionários do PPEE pela assistência e presteza nos assuntos técnicos e burocráticos.

Aos amigos do Câmpus Juiz de Fora do IF Sudeste MG, em particular aos professores do Núcleo de Eletrônica e Automação e do Núcleo de Eletricidade, pelo apoio ao meu afastamento para qualificação.

Ao IF Sudeste MG pelo apoio à minha qualificação, à UFJF, à FAPEMIG, à CAPES, ao CNPq e ao INERGE pelo suporte financeiro ao desenvolvimento deste trabalho.



*“Não há lugar para a sabedoria onde não há paciência.”*

Santo Agostinho



## RESUMO

Neste documento é apresentado um estudo sobre a aplicação de conversores multiníveis modulares MMC para mitigação de componentes harmônicas em redes elétricas de média e alta tensão. Devido à estrutura inteiramente modular do conversor é possível sintetizar tensões e correntes com um número de níveis diretamente proporcional à quantidade de módulos ligados em série. Por este motivo, a conexão do MMC pode ser feita diretamente à rede de distribuição primária sem o uso de transformadores. Para alcançar o objetivo proposto, o conversor é analisado segundo modelos matemáticos simplificados, nos quais, os diversos módulos ligados em série são tratados como fontes de tensão controladas. Com base nestes modelos matemáticos, são projetados os controladores do barramento CC, das correntes sintetizadas nos terminais CA e das correntes circulantes entre as fases do MMC. Os sinais de referência para os controladores são obtidos por meio da teoria das potências instantâneas, enquanto o projeto dos controladores é realizado no sistema de eixos ortogonais  $(\alpha, \beta)$ . Apesar da utilização de um controlador dedicado para regular a tensão do barramento CC, este não garante a equalização das tensões nos capacitores dos módulos do MMC. Para esta finalidade é implementado um algoritmo capaz de ordenar hierarquicamente os módulos em função das tensões de seus capacitores. A cada novo ciclo de trabalho são determinados quais módulos devem ficar ativos e quais devem ficar inativos. Desta forma, o processo de carga e descarga dos módulos permanece balanceado durante a operação do MMC como compensador estático de reativos e como filtro ativo *shunt*. Resultados de simulações computacionais são apresentados para validar os modelos matemáticos e as estratégias de controle propostas. Adicionalmente, os resultados de simulações em tempo real realizadas em plataforma *hardware-in-the-loop* contribuem na análise do desempenho dos algoritmos de controle e ordenação. Resultados experimentais obtidos em um protótipo trifásico evidenciam o funcionamento do sistema. Por fim, são apresentadas as propostas complementares para prosseguir o desenvolvimento deste estudo.

Palavras-chave: Conversor Multinível Modular, MMC, Filtro Ativo Shunt, Controlador Digital de Sinais, Algoritmo de Ordenação.



## ABSTRACT

This document investigates the use of modular multilevel converters (MMC) for harmonics mitigation in high voltage, as well as for medium voltage applications. Due to the fully modular topology of the converter it is possible to synthesize voltages and currents with a number of levels directly proportional to the number of modules connected in series. For this reason, the MMC can be connected to the high voltage side of distribution network with no need of magnetic transformers. To achieve the objectives, the converter is analyzed according to simplified mathematical models in which the modules are treated as controlled voltage sources. Based on these mathematical models, the DC bus controller, the AC currents controller and circulating currents controller are designed. The reference signals for the controllers are obtained from the instantaneous power theory, while the design of the controllers is performed in the orthogonal axis system  $(\alpha, \beta)$ . Despite the use of dedicated controller for the DC bus, this does not guarantee the capacitors voltages equalization of the MMC modules. For this purpose, it is designed an algorithm capable to ordering in an ordinary way the modules according to their capacitors voltages. For each new time step the modules that be active are selected while the other ones remain in the inactive state. Thus, the capacitors charge and discharge process remains balanced during normal operation of the MMC as reactive power compensator and as shunt active power filter. Simulation results are presented to validate the mathematical models and control strategies. In addition, hardware-in-the-loop simulation results contribute to the analysis of closed-loop controls and sorting algorithms. Experimental results obtained in a three-phase prototype show the system operation. Finally, the complementary proposals for the development of this study are presented.

Keywords: Modular Multilevel Converter, MMC, Shunt Active Power Filter, Digital Signal Controller, Sort Algorithm.



## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	Panorama nacional do setor eólico no Brasil em 2018. ....	35
Figura 2	Diagrama básico de interligação de fontes alternativas de energia à rede elétrica usado conversores eletrônicos de potência do tipo VSC. ....	36
Figura 3	(a) Conversor multinível em cascata (CHB) (b) Conversor multinível modular (MMC). ....	39
Figura 4	(a) módulo meia ponte, (b) módulo ponte completa, (c) módulo com grampeamento duplo, (d) módulo FC, (e) módulo NPC e (f) módulo <i>back-to-back</i> cruzado. ....	40
Figura 5	(a) Diagrama esquemático do MMC em dupla estrela. (b) Módulo elementar VSC em meia ponte. ....	45
Figura 6	Diagrama esquemático simplificado de uma fase do MMC. ....	47
Figura 7	Formas de onda características (a) Tensão de fase $v_k(t)$ e (b) tensões dos capacitores nos polos positivo $u_{p,k}$ e negativo $u_{n,k}$ de uma fase do MMC. ....	49
Figura 8	Diagrama esquemático para análise das correntes internas do MMC. ....	50
Figura 9	Diagrama esquemático para análise da componente CC das correntes internas do MMC. ....	51
Figura 10	Diagrama esquemático para análise da componente na frequência fundamental das correntes internas do MMC. ....	53
Figura 11	Diagrama monofásico equivalente para análise da componente na frequência fundamental das correntes internas do MMC. ....	54
Figura 12	Diagrama esquemático para análise das componentes harmônicas das correntes internas do MMC. ....	56
Figura 13	Diagrama simplificado para análise das componentes harmônicas das correntes internas do MMC. ....	57
Figura 14	(a) Corrente nos polos positivo e negativo e corrente da fase a. (b) Espectro da corrente do polo positivo. ....	60

Figura 15	Principais técnicas de modulação aplicadas ao MMC. ....	61
Figura 16	Princípio de funcionamento da modulação PWM. ....	63
Figura 17	Técnica de modulação PS-PWM. ....	64
Figura 18	Características das tensões de fase e de linha, de um MMC trifásico com $n = 4$ , quando é aplicada a modulação PS-PWM: (a) $\phi_d = 0$ , (b) $\phi_d = \frac{360^\circ}{2n}$ . ....	65
Figura 19	Princípio de funcionamento da modulação PD-PWM para síntese de tensão de fase com: (a) $(n + 1)$ níveis, (b) $(2n + 1)$ níveis. ....	66
Figura 20	Princípio de funcionamento da modulação POD-PWM para síntese de tensão de fase com: (a) $(n + 1)$ níveis, (b) $(2n + 1)$ níveis. ....	67
Figura 21	Princípio de funcionamento da modulação APOD-PWM para síntese de tensão de fase com: (a) $(n + 1)$ níveis, (b) $(2n + 1)$ níveis. ....	68
Figura 22	Processo de carga e descarga do capacitor quando o sentido da corrente é: (a) positivo e (b) negativo ....	74
Figura 23	Diagrama de blocos do sistema de controle independente das tensões CC, relativo ao polo positivo de uma perna do MMC. ....	76
Figura 24	(a) Modulação PD-PWM para $n = 4$ . (b) Sinais obtidos a partir da comparação do sinal modulante com as portadoras triangulares. (c) Identificação do número de módulos ativos em um determinado polo do MMC. ....	78
Figura 25	Estrutura do algoritmo de equalização das tensões CC dos módulos. ....	79
Figura 26	Ordenação de um vetor de 4 posições através do método da bolha. ....	80
Figura 27	Ordenação de um vetor de 4 posições através do método da inserção. ....	81
Figura 28	Ordenação de um vetor de 4 posições através do método da seleção. ....	81
Figura 29	Ordenação de um vetor de 6 posições através do método da fusão. ....	83
Figura 30	Diagrama de blocos do sistema <i>control-hardware-in-the-loop</i> . ....	84
Figura 31	Sistema <i>control-hardware-in-the-loop</i> : 1-Typhoon, 2-DSC, 3-fonte de tensão, 4 e 5-circuitos de condicionamento de sinais. ....	85
Figura 32	(a) Tensão de fase do MMC [100V/div]. (b) Tensões nos capacitores dos oito submódulos nos polos positivo e negativo equalizados pelo método da bolha [50V/div]. ....	87

Figura 33	Tensão da rede ( $v_g(t)$ ) [100v/div] e corrente de fase ( $i_a(t)$ ) [40A/div] sintetizada pelo controlador P-RES. ....	88
Figura 34	Medição de tempo de execução do algoritmo de ordenação. ....	88
Figura 35	Desempenho dos métodos de ordenação com o vetor ordenado (melhor caso). ....	90
Figura 36	Desempenho dos métodos de ordenação com o vetor inversamente ordenado (pior caso). ....	90
Figura 37	(a) Tensões dos capacitores do polo positivo deslocadas em relação ao eixo horizontal para melhorar a visualização das formas de onda [20V/div], (b) tensão de fase para $n = 6$ [100V/div]. Resultados obtidos com o método <i>shell</i> . ....	91
Figura 38	Efeito da redução da frequência de execução do algoritmo de ordenação sobre as tensões dos capacitores: (a) fator $\frac{1}{5}$ , (b) fator $\frac{1}{10}$ , (c) fator $\frac{1}{15}$ , (d) fator $\frac{1}{20}$ (escalas verticais: 20V/div). ....	92
Figura 39	Diagrama esquemático do filtro ativo de potência. ....	97
Figura 40	Geração dos sinais de referência segundo a teoria $p-q$ . ....	100
Figura 41	Diagrama de blocos da malha de controle de tensão do lado CC. ...	102
Figura 42	Diagrama de blocos do sistema de controle de corrente em malha fechada no sistema de coordenadas $\alpha\beta$ . ....	104
Figura 43	Diagrama de blocos do controlador P-RES. ....	106
Figura 44	Resposta em frequência do P-RES ideal sintonizado em 60Hz. ....	106
Figura 45	Resposta em frequência do P-RES não ideal. ....	107
Figura 46	Diagrama esquemático simplificado de uma fase do MMC. ....	109
Figura 47	Diagrama de blocos da malha de controle da corrente circulante. ...	112
Figura 48	Comportamento da tensão do lado CC mediante variação em degrau no sinal de referência: (a) tensão total do lado CC; (b) tensão nos capacitores dos polos positivo e negativo da fase a. ....	114
Figura 49	(a) Síntese de corrente nula; (b) Injeção de potência reativa indutiva (0,5 s a 0,6 s) e capacitiva (0,6 s a 0,7 s) na rede elétrica (escala da tensão da rede dividida por 1000); (c) Tensão nos capacitores dos módulos da fase a. ....	115

Figura 50	(a) Ação do controlador de corrente circulante na fase <i>a</i> ; (b) Operação do MMC sem interferência do controlador de corrente circulante. . . . .	116
Figura 51	Medição de corrente na fase <i>a</i> : rede elétrica, terminal de saída do MMC e carga não linear, respectivamente . . . . .	117
Figura 52	Diagrama unifilar do sistema experimental. . . . .	120
Figura 53	Fotografia de um módulo do MMC (1 - dissipador, 2 - IGBT, 3 - driver Skyper32, 4 - capacitor de filme metálico, 5 - capacitor eletrolítico, 6 - sensor de tensão). . . . .	122
Figura 54	Fotografia de uma fase do protótipo MMC implementado em laboratório (1 - polo positivo, 2 - polo negativo, 3 e 4 - indutores dos polos). . . . .	122
Figura 55	Fotografia do sistema de controle do protótipo MMC: 1-microcontrolador <i>eZdsp F28335</i> mestre, 2-circuito identificador de falha nos polos, 3-microcontrolador escravo, 4-circuitos condicionadores de sinais (fase <i>C</i> ), 5-fontes de tensão e 6-circuito de <i>buffer</i> e geração dos sinais de disparo (polo positivo da fase <i>A</i> ). . . . .	123
Figura 56	Protótipo MMC trifásico (1 - sistema de controle do MMC, 2 - fase <i>A</i> do conversor, 3 - fase <i>B</i> , 4 - fase <i>C</i> , 5 - contatora usada na energização, 6 - notebook para comunicação com o DSC, 7 - variac). . . . .	123
Figura 57	Esquema de ligação dos sensores: (a) LV 25-P e (b) LA 55-P. . . . .	125
Figura 58	Fotografia da placa de condicionamento de sinais . . . . .	127
Figura 59	Programa principal implementado nos <i>eZdsp F28335</i> mestre e escravo. . . . .	128
Figura 60	Processo de energização do MMC. [canal 1; 5 A/div]: corrente da fase <i>A</i> do conversor; [canais 2 e 3; 50 V/div]: tensão em um dos capacitores dos polos negativo e positivo, respectivamente. . . . .	131
Figura 61	Avaliação do desempenho do controlador da tensão do barramento CC. [canal 1; 1 A/div]: corrente da fase <i>A</i> do conversor; [canais 2 e 3; 50 V/div]: tensão nos capacitores dos polos negativo e positivo, respectivamente; [canal 4; 50 V/div]: valor médio da tensão do barramento CC. . . . .	132
Figura 62	Modulação PD-PWM com quatro níveis ( $n+1$ ). [canal 1; 60 V/div]: tensão da fase <i>A</i> do MMC; [canal 2; 10 A/div]: corrente na fase <i>A</i> do MMC; [canal 3; 60 V/div]: tensão na fase <i>A</i> do PAC. . . . .	133

Figura 63	Modulação PD-PWM com sete níveis ( $2n+1$ ). [canal 1; 60 V/div]: tensão da fase A do MMC; [canal 2; 10 A/div]: corrente na fase A do MMC; [canal 3; 60 V/div]: tensão na fase A do PAC. ....	133
Figura 64	Espectro de frequências da tensão de fase sintetizada pelo MMC com: (a) modulação $n+1$ , (b) modulação $2n+1$ . ....	134
Figura 65	Comportamento do barramento CC: (a) modulação $(n+1)$ , (b) modulação $2n+1$ . [canal 1; 60 V/div]: tensão da fase A do MMC; [canal 2; 10 A/div]: corrente na fase A do MMC; [canal 3; 60 V/div]: tensão do barramento CC. ....	135
Figura 66	Potência ativa (500 W) sendo injetada na rede elétrica (modulação PD-PWM ( $2n + 1$ )). [canal 1; 5 A/div]: corrente sintetizada pelo conversor na fase A; [canais 2 e 3; 25 V/div]: tensão nos capacitores dos polos negativo e positivo, respectivamente; [canal 4; 50 V/div]: tensão na fase A do PAC. ....	136
Figura 67	Análise do algoritmo de ordenação e equalização (modulação PD-PWM ( $2n+1$ )). [canais 1,2 e 3; 50 V/div]: tensões nos capacitores dos módulos do polo positivo da fase A; [canal 4; 100 V/div]: tensão no barramento CC. ....	137
Figura 68	Injeção de potência reativa indutiva (1 kvar) na rede elétrica considerando: (a) modulação $(n + 1)$ , (b) modulação $(2n + 1)$ . [canais 1, 2 e 3; 10 A/div]: correntes nas fases a, b e c sintetizadas pelo conversor; [canal 4; 50 V/div]: tensão na fase A do PAC. ....	138
Figura 69	Mudança na referência de potência reativa injetada na rede elétrica de 1 kvar para -1 kvar (modulação PD-PWM ( $2n + 1$ )). [canais 1, 2 e 3; 5 A/div]: correntes nas fases a, b e c sintetizadas pelo conversor; [canal 4; 100 V/div]: tensão na fase A do PAC. ....	138
Figura 70	Mudança na referência de potência reativa injetada na rede elétrica - detalhamento da fase A (modulação PD-PWM ( $2n + 1$ )). [canal 1; 5 A/div]: corrente da fase A sintetizada pelo conversor; [canais 2 e 3; 65 V/div]: tensão nos capacitores dos polos negativo e positivo, respectivamente; [canal 4; 40 V/div]: tensão na fase A do PAC. ....	139
Figura 71	Variação em degrau na potência reativa capacitiva injetada na rede elétrica de -1 kvar para -2 kvar (modulação PD-PWM ( $2n + 1$ )). [canal	

	1; 10 A/div]: corrente sintetizada pelo conversor na fase A; [canais 2 e 3; 65 V/div]: tensão nos capacitores dos polos negativo e positivo, respectivamente; [canal 4; 40 V/div]: tensão na fase A do PAC. ....	139
Figura 72	Análise do funcionamento do controlador de corrente circulante: (a) controlador desligado, (b) controlador em operação [canais 1 e 2; 10 A/div]: correntes nos polos positivo e negativo da fase A do MMC, respectivamente; [canal 3; 25 A/div]: corrente na fase A do MMC; [canal 4; 50 V/div]: tensão na fase A do PAC. Espectro da corrente no polo positivo: (c) antes da compensação, (d) depois da compensação e (e) espectro da corrente da fase depois da compensação. ....	140
Figura 73	Ondulação de tensão no barramento CC antes e depois da ativação do controlador de corrente circulante. [canal 4; 100 V/div]: tensão do barramento CC .....	142
Figura 74	Ondulação de tensão no barramento CC antes e depois da ativação do controlador de corrente circulante. [canal 4; 100 V/div]: tensão do barramento CC .....	143
Figura 75	Efeito da redução na frequência de comutação: (a) conversor operando a 630 Hz com modulação PD-PWM $2n+1$ . [canal 1; 10 A/div]: corrente na fase A do MMC; [canal 4; 40 V/div]: tensão na fase A do PAC, (b) Espectro de frequências da corrente sintetizada pelo MMC chaveando em 630 Hz, (c) conversor operando a 1260 Hz com modulação PD-PWM $n+1$ . (d) Espectro de frequências da corrente sintetizada pelo MMC chaveando em 1260 Hz. ....	144
Figura 76	Parâmetros das cargas usadas nos testes do FAP MMC. ....	144
Figura 77	Característica da forma de onda drenada pela carga não linear 1. [canal 1 10 A/div]: corrente na fase A da rede elétrica; [canal 4; 50 V/div]: tensão na fase A do PAC. ....	145
Figura 78	Início da operação do MMC como filtro ativo de potência. [canal 1 10A/div]: corrente na fase A da rede elétrica; [canal 2 10A/div]: corrente sintetizada na fase A do MMC; [canal 3 10A/div]: corrente na fase A da carga; [canal 4 100V/div]: tensão na fase A do PAC. ....	145
Figura 79	Espectro de frequências da corrente da rede elétrica após compensação do quinto e sétimo harmônicos. ....	146
Figura 80	Mitigação da componente de 120 Hz nas correntes dos polos: (a) me-	

	dições das correntes do MMC na fase A [canal 1 5 A/div]: corrente no polo positivo; [canal 2; 5 A/div]: corrente no polo negativo; [canal 3 10 A/div]: corrente sintetizada pelo MMC. (b) espectro das frequências contidas na corrente do polo positivo. ....	147
Figura 81	Degrau de carga: (a) regime transitório, (b) detalhamento das curvas medidas em regime permanente [canal 1 10 A/div]: corrente da rede elétrica; [canal 2; 5 A/div]: corrente sintetizada pelo MMC; [canal 3 10 A/div]: corrente demandada pelo conjunto de cargas. ....	148
Figura 82	Evidenciação do sincronismo entre tensão do PAC e a corrente da rede elétrica. [canal 1 25 A/div]: corrente na fase A da rede elétrica; [canal 4; 50 V/div]: tensão na fase A do PAC. ....	149
Figura 83	Diagrama exemplo da malha de controle de corrente para o projeto dos parâmetros do controlador ressonante. ....	162
Figura 84	Circuito condicionador de sinais e do sistema de proteção (parte 1).	167
Figura 85	Circuito condicionador de sinais e do sistema de proteção (parte 2).	168
Figura 86	Circuito concentrador de sinais de Erro. ....	169
Figura 87	Circuito de <i>buffer</i> para casar a tensão do DSC com a tensão de operação dos <i>drivers</i> Skyper32 e adaptadores para conversão dos cabos <i>flat</i> para par trançado de oito vias. ....	170



## LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Obtenção das tensões nos polos .....	48
Tabela 2	Parâmetros de simulação .....	60
Tabela 3	Comparativo entre modulações .....	69
Tabela 4	Condições para que haja carga e descarga dos capacitores .....	74
Tabela 5	Parâmetros do Sistema .....	86
Tabela 6	Controlador P-RES .....	86
Tabela 7	Tempos de execução dos algoritmos ( $n = 4$ ) .....	89
Tabela 8	Tempos de execução dos algoritmos ( $n = 6$ ). .....	89
Tabela 9	Efeito da redução na frequência de execução do método shell $n = 6$ . .....	92
Tabela 10	Parâmetros selecionados pela rotina de otimização .....	113
Tabela 11	Ganhos dos controladores de tensão e corrente .....	113
Tabela 12	Parâmetros do Sistema Experimental .....	121
Tabela 13	Características do sensor de corrente LA 55-P .....	124
Tabela 14	Características do sensor de tensão LV 25-P .....	124
Tabela 15	Resistores utilizados nas medições de tensão como o LV 25-P .....	125
Tabela 16	Ganhos dos controladores de tensão e corrente .....	130



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

**APOD-PWM** portadoras alternadas dispostas em níveis e em oposição de fase (do inglês, *Alternate Phase Opposition Disposition*)

**CA** corrente alternada

**CC** corrente contínua

**CHB** conversor casacata de VSC em ponte completa (do inglês, *Cascaded H-Bridge*)

**DSC** controlador digital de sinais (do inglês, *Digital Signal Controller*)

**FACTS** sistemas flexíveis de transmissão em corrente alternada (do inglês, *Flexible AC Transmission Systems*)

**FAP** filtro ativo de potência

**FC** conversor com capacitores flutuantes (do inglês, *Flying Capacitors Converter*)

**HVDC** transmissão em corrente contínua em alta tensão (do inglês, *High Voltage Direct Current Transmission System*)

**LCC** conversor comutado pela linha (do inglês, *Line Commutated Converter*)

**MMC** conversor multinível modular (do inglês, *Modular Multilevel Converter*)

**NLC** (do inglês, *Nearest Level Control*)

**NPC** conversor com o neutro grampeado a diodos (do inglês, *Neutral Point Clamped*)

**PAC** ponto de acoplamento comum

**PD-PWM** portadoras dispostas em níveis (do inglês, *Phase Disposition*)

**POD-PWM** portadoras dispostas em níveis em oposição de fase (do inglês, *Phase Opposition Disposition*)

**P-RES** controlador proporcional-ressonante

**PS-PWM** portadoras deslocadas em fase (do inglês, *Phase Shifted*)

**PWM** modulação por largura de pulso (do inglês, *Pulse-Width Modulation*)

**SHE** eliminação seletiva de harmônicos (do inglês, *Selective Harmonic Elimination*)

**STATCOM** compensador estático síncrono (do inglês, *Static Synchronous Compensator*)

**SVC** controle por vetores espaciais (do inglês, *Space Vector Control*)

**SVM** modulação por vetores espaciais (do inglês, *Space Vector Modulation*)

**THD** distorção harmônica total (do inglês, *Total Harmonic Distortion*)

**VSC** conversor fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Converter*)

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>33</b>
1.1	Identificação do Problema . . . . .	34
1.2	Motivação . . . . .	37
1.3	Objetivos . . . . .	41
1.4	Organização da tese . . . . .	41
1.5	Publicações resultante deste trabalho de pesquisa . . . . .	42
<b>2</b>	<b>O conversor multinível modular</b>	<b>45</b>
2.1	Introdução . . . . .	45
2.2	Princípios de Funcionamento do MMC . . . . .	46
2.3	Fluxo de corrente pelo MMC . . . . .	49
2.3.1	Componente CC das correntes dos polos . . . . .	51
2.3.2	Componente CA na frequência fundamental das correntes dos polos . . . . .	53
2.3.3	Componentes Harmônicas das correntes dos polos . . . . .	55
2.3.4	Conclusão a respeito das correntes internas do MMC . . . . .	58
2.4	Técnicas de Modulação . . . . .	59
2.4.1	Modulação com portadoras deslocadas em fase (PS-PWM) . . . . .	62
2.4.2	Modulação com portadoras dispostas em níveis . . . . .	64
2.4.3	Diferenças entre modulações $(n + 1)$ e $(2n + 1)$ . . . . .	69
2.5	Conclusões parciais . . . . .	71
<b>3</b>	<b>Equalização das tensões dos capacitores do MMC</b>	<b>73</b>
3.1	Introdução . . . . .	73

3.2	Procedimento de carga e descarga dos capacitores . . . . .	73
3.3	Equalização das tensões dos capacitores empregando controladores independentes . . . . .	75
3.4	Equalização das tensões dos capacitores empregando algoritmos de ordenação	76
3.5	Algoritmos de ordenação . . . . .	79
3.5.1	Método da Bolha . . . . .	80
3.5.2	Método da Inserção . . . . .	80
3.5.3	Método da Seleção . . . . .	81
3.5.4	Método <i>Shell</i> . . . . .	82
3.5.5	Método da Fusão ( <i>Merge</i> ) . . . . .	82
3.5.6	Método Quick . . . . .	82
3.6	Comparação dos métodos de ordenação . . . . .	83
3.6.1	Sistema <i>control-hardware-in-the-loop</i> . . . . .	83
3.6.2	DESEMPENHO DOS ALGORITMOS DE ORDENAÇÃO . . . . .	86
3.7	influência da frequência de execução dos algoritmos de ordenação na equalização das tensões CC . . . . .	89
3.8	conclusões parciais . . . . .	93
<b>4</b>	<b>Modelagem e Controle do MMC</b>	<b>95</b>
4.1	Introdução . . . . .	95
4.2	Geração dos sinais de referência do Filtro ativo MMC . . . . .	96
4.3	Controlador de tensão do barramento CC . . . . .	100
4.4	Projeto da malha de controle de corrente . . . . .	102
4.5	Controlador de corrente aplicado ao FAP MMC . . . . .	104
4.5.1	Comportamento do controlador P-RES em função da variação da frequência fundamental . . . . .	107
4.6	Controlador de corrente circulante . . . . .	108
4.7	Exemplo de aplicação . . . . .	112

4.8	Conclusões Parciais . . . . .	116
<b>5</b>	<b>Resultados Experimentais</b>	<b>119</b>
5.1	Características da plataforma experimental . . . . .	119
5.1.1	Medições dos parâmetros elétricos . . . . .	124
5.1.2	Circuitos de Condicionamento de sinais, de Proteção e de acionamento dos interruptores . . . . .	125
5.1.3	Execução dos algoritmos de controle . . . . .	126
5.2	Resultados Experimentais . . . . .	129
5.2.1	Energização do MMC . . . . .	130
5.2.2	Injeção de Potência Ativa na Rede Elétrica . . . . .	135
5.2.3	Compensador de potência reativa . . . . .	137
5.2.4	Filtro ativo de potência . . . . .	142
5.3	conclusões parciais . . . . .	147
<b>6</b>	<b>Conclusões Finais</b>	<b>151</b>
6.1	Contribuições . . . . .	153
6.2	trabalhos futuros . . . . .	154
	<b>Referências</b>	<b>155</b>
	<b>Apêndice A – Método de seleção dos parâmetros do controlador proporcional ressonante</b>	<b>161</b>
A.1	Seleção do ganho proporcional ( $k_p$ ) . . . . .	162
A.2	Seleção da largura de banda do sistema em malha fechada . . . . .	163
A.3	Seleção do ganho ressonante ( $k_h$ ) . . . . .	164
	<b>Apêndice B – Circuitos de condicionamento de sinais, de proteção e de disparo dos interruptores</b>	<b>167</b>



## 1 INTRODUÇÃO

Distúrbios relacionados à qualidade de energia elétrica no sistema elétrico de potência afetam severamente as cargas críticas. Processos industriais automatizados, servidores de processamento de dados, centrais de telecomunicações, equipamentos hospitalares de diagnóstico e de suporte a vida são exemplos de cargas que podem ter seu funcionamento comprometido em função da qualidade da energia fornecida pelas concessionárias.

No que se refere à distorção harmônica, estas são causadas por equipamentos conectados à rede elétrica que apresentam relação não linear entre tensão e corrente como, por exemplo, transformadores e motores em condições de núcleos ferromagnéticos saturados. Outra fonte de distorção harmônica bastante comum são as cargas eletrônicas, representadas por inversores e retificadores, que produzem descontinuidades na corrente drenada da rede elétrica devido ao processo de comutação dos dispositivos semicondutores.

Os efeitos provocados pelas distorções harmônicas no sistema elétrico de potência podem ser observados no ponto onde o consumidor se conecta à rede elétrica, também chamado de ponto de acoplamento comum (PAC). Cargas não lineares drenam da rede elétrica correntes não senoidais. Estas correntes, por sua vez, degradam a tensão no ponto de acoplamento causando problemas de ressonâncias, sobreaquecimento em condutores entre outros. Relatos de perdas financeiras associados a harmônicos de tensão e corrente foram descritos por [Kalaschnikow et al. \(2007\)](#).

O setor industrial demanda 42 % de toda energia gerada mundialmente e, por este motivo, as cargas não lineares a ele associadas tornam-se importantes fontes de harmônicos para o sistema ([BEN, 2018](#)). Em contrapartida, a energia demandada por residências possui uma densidade de correntes harmônicas muitas vezes aceitável. Porém, quando estas somam-se com as correntes harmônicas geradas por outras fontes, a amplitude de certas componentes podem extrapolar limites aceitáveis. Esta foi a conclusão obtida no estudo conduzido por [Pires \(2006\)](#). Medições realizadas no PAC

de consumidores residenciais revelaram correntes de terceira harmônica da ordem de 70% da componente fundamental, de quinta harmônica da ordem de 45% e de 25% para a sétima harmônica. De maneira semelhante, em consumidores comerciais foram identificadas correntes de terceira harmônica da ordem de 60%, 40% para a quinta harmônica e 20% para a sétima harmônica.

Tradicionalmente, filtros passivos são usados para mitigar os efeitos das distorções provocadas por tensões e corrente harmônicas em aplicações de baixa tensão. Formados por indutores e capacitores, os filtros passivos são sintonizados para cancelar componentes harmônicas específicas. No entanto, em aplicações de média e alta tensão, o custo elevado e problemas de ressonância com a impedância da rede pode inviabilizar sua implementação (KAZEM, 2013; BERES et al., 2015). Alternativamente, filtros ativos de potência (FAPs) são conversores estáticos controlados para sintetizar correntes harmônicas de maneira a cancelar as correntes não senoidais consumidas pelas cargas não lineares. Além de filtrar as correntes harmônicas, os filtros ativos também podem ser usados para balancear as correntes consumidas na frequência fundamental e corrigir o fator de potência da carga, através da compensação dinâmica da energia reativa nos terminais da carga (AKAGI; WATANABE & AREDES, 2017).

No contexto atual do setor elétrico as fontes alternativas de energia, que utilizam conversores eletrônicos de potência, têm tido participação crescente na matriz energética. Neste cenário, os filtros ativos podem contribuir para melhorar os índices de qualidade da energia elétrica, reduzir as perdas de energia na distribuição e aumentar o suporte de potência reativa sem comprometer a estabilidade do sistema.

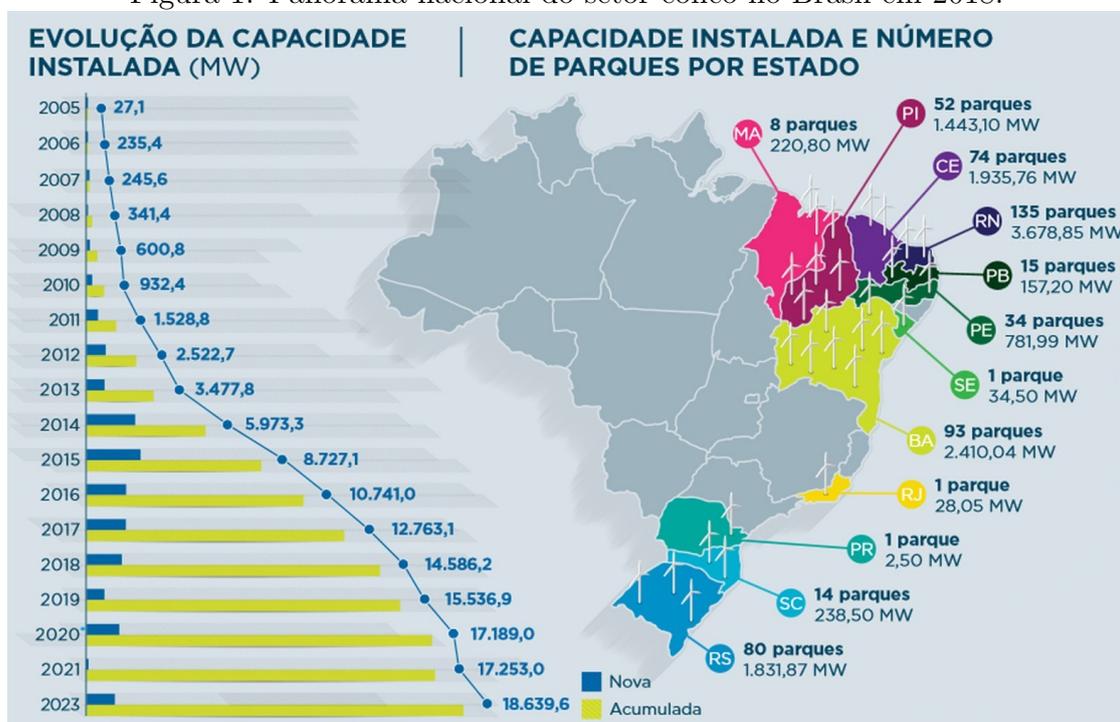
## **1.1 IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA**

Desde a década de 1970, com a construção dos grandes conversores comutados pela linha (do inglês, *Line Commutated Converters*) (LCCs) usados nos sistemas de transmissão em corrente contínua em alta tensão (do inglês, *High Voltage Direct Current Transmission System*) (HVDC) passando pelos controladores FACTS e compensadores de potência reativa, propostos a partir do final da década de 1980, a eletrônica de potência vem propondo soluções para controlar a transferência de potência pelas redes elétricas (ARRILLAGA & ARRILLAGA, 1998; HINGORANI; GYUGYI & EL-HAWARY, 2000).

Nos últimos anos com o surgimento dos conceitos de redes elétricas inteligentes (do inglês, *Smartgrids*) e microrredes (do inglês, *Microgrids*) novas oportunidades se

abriram para aplicações de conversores eletrônicos no sistema elétrico de potência. O processamento e gerenciamento de energia produzida por fontes alternativas, como a geração fotovoltaica e a geração eólica, são alguns exemplos (ALMEIDA et al., 2013), (YARAMASU et al., 2015). Segundo dados do Conselho Global de Energia Eólica, em 2018 o setor instalou 51,3 GW de nova capacidade eólica no mundo (GWEC, 2018). No mesmo ano, o Brasil adicionou 1,9 GW de capacidade eólica nova, perfazendo um total de 14,6 GW, se tornando a segunda fonte da matriz energética brasileira. A Figura 1 ilustra a expectativa de crescimento do setor e a distribuição das atuais instalações, segundo a Associação Brasileira de Energia Eólica (ABEEOLICA, 2018).

Figura 1: Panorama nacional do setor eólico no Brasil em 2018.



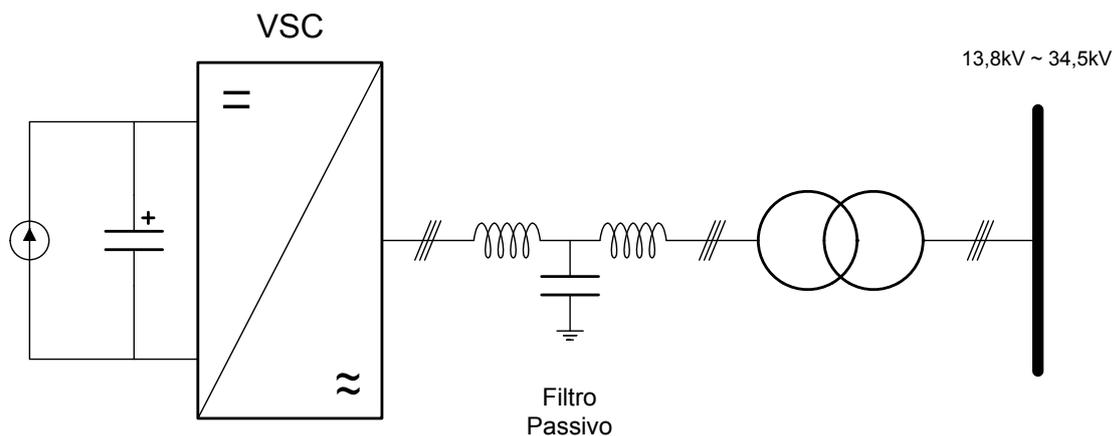
Fonte: adaptado de (ABEEOLICA, 2018).

No tocante à energia produzida por painéis fotovoltaicos, a penetração desta fonte na matriz energética ainda é baixa (2 GW), equivalente apenas a 1% da capacidade instalada. Contudo, até 2022 serão instaladas mais 1,7 GW de geração centralizada, composta por projetos de usinas de grande porte, segundo a Associação Brasileira de Energia Solar Fotovoltaica (ABSOLAR, 2019).

Nesses novos ambientes, nos quais consumidores também podem atuar como geradores de energia, interligados às redes de distribuição, a interação entre conversores eletrônicos de potência pode instabilizar a operação e o planejamento da rede elétrica, além de agravar os efeitos da circulação de componentes harmônicas pelo sistema.

A [Figura 2](#) ilustra o diagrama básico do conversor fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Converter*) (VSC) comumente usado para conectar à rede elétrica geradores eólicos e painéis fotovoltaicos. As fontes alternativas estão sendo representadas pela fonte de corrente conectada no lado de corrente contínua (CC) do conversor. No lado de corrente alternada (CA), o conversor é controlado para injetar corrente na rede elétrica. É importante destacar que a tensão CA sintetizada pelo conversor se assemelha a uma onda quadrada comutando entre dois níveis. Esta tensão possui conteúdo harmônico elevado, conforme evidenciado por [Mohan e Undeland \(2007\)](#) segundo os quais as frequências harmônicas geradas pelo conversor então relacionadas com as tensões do lado CC e do lado CA e com a frequência de comutação dos interruptores do conversor.

Figura 2: Diagrama básico de interligação de fontes alternativas de energia à rede elétrica usado conversores eletrônicos de potência do tipo VSC.



Fonte: Autor.

Na literatura técnica verifica-se a crescente preocupação por parte da comunidade científica em identificar e mitigar as tensões e correntes harmônicas geradas por conversores eletrônicos de potência, principalmente onde há aglomeração deste tipo de equipamento, como ocorre em parques eólicos.

Em [Bradt et al. \(2012\)](#), os autores apresentam um estudo, de maneira qualitativa, a respeito de distorções harmônicas e ressonâncias série e paralela em parques eólicos. São detalhadas as características dos principais componentes do parque eólico que resultam no surgimento de tensões harmônicas no ponto de acoplamento e circulação de correntes harmônicas no parque.

Já em [Hasan et al. \(2012\)](#) são avaliados os efeitos da ressonância em parques eólicos provocada por componentes harmônicos de tensão, destacando a influência do comprimento dos cabos, número de geradores em operação e o uso de filtros passivos na saída

do conversor eletrônico de potência.

Em um outro estudo, [Liang, Hu e Lee \(2012\)](#) apresentam medições de tensão e corrente harmônicas no PAC de um parque eólico no Texas com 40 aerogeradores de indução duplamente alimentado (DFIG) e potência nominal de 60 MW. As medições revelam a predominância de correntes harmônicas de baixa ordem ( $5^\circ$ ,  $7^\circ$ ,  $11^\circ$  e  $13^\circ$ ) com a amplitude variando de 2 e 9% da corrente fundamental.

Ressalta-se que os padrões internacionais IEC 61400-21 e IEEE 519 são os principais documentos que norteiam as regras de conexão das fontes alternativas à rede elétrica, em diferentes países, no que se refere a distorções harmônicas de tensão e corrente. No Brasil, tanto o Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS) quanto a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) estabelecem requisitos para distorção harmônica de tensão através dos Procedimentos de Rede, submódulo 2.8 e requisitos de qualidade de energia no sistema de distribuição através do PRODIST, módulo 8, respectivamente. Ainda que os equipamentos atendam às normas, as distorções harmônicas de tensão e corrente aqui relatadas se estabelecem devido a interações entre equipamentos, ressonância dos filtros passivos dos conversores com a impedância da rede local e eventuais condições não ideais de operação das fontes alternativas.

## 1.2 MOTIVAÇÃO

A mitigação dos efeitos provocados pela distorção harmônica em redes de baixa tensão, a partir de filtros ativos de potência, é realizada usualmente com VSC, com tensão de saída em dois níveis. Apesar de muito difundida, quando aplicado em média e alta tensão o VSC necessita de transformadores para adequar os níveis de tensão dos dispositivos semicondutores e dos filtros passivos à tensão no ponto de acoplamento ([FRANQUELO et al., 2008](#)). Este equipamento adicional reduz a eficiência do filtro ativo, aumenta as perdas no ponto de acoplamento e acrescenta custos na implementação do sistema. Por outro lado, conversores multiníveis dispensam o uso de transformadores de acoplamento e os filtros passivos são menores em volume ou até mesmo podem ser desnecessários<sup>1</sup>. Dentre as topologias multiníveis que não utilizam elementos magnéticos para obter tensão terminal com múltiplos níveis, três delas são frequentemente citadas na literatura: o conversor com o neutro grampeado a diodos (do inglês, *Neutral Point Clamped*) (NPC), o conversor com capacitores flutuantes (do inglês, *Flying Ca-*

---

<sup>1</sup>Os filtros híbridos também não necessitam de transformadores de conexão. Neste caso, um filtro ativo é conectado em série com um filtro passivo sintonizado. Este tipo de filtro não será estudado neste trabalho

*pacitors Converter*) (FC) e o conversor casacata de VSC em ponte completa (do inglês, *Cascaded H-Bridge*) (CHB).

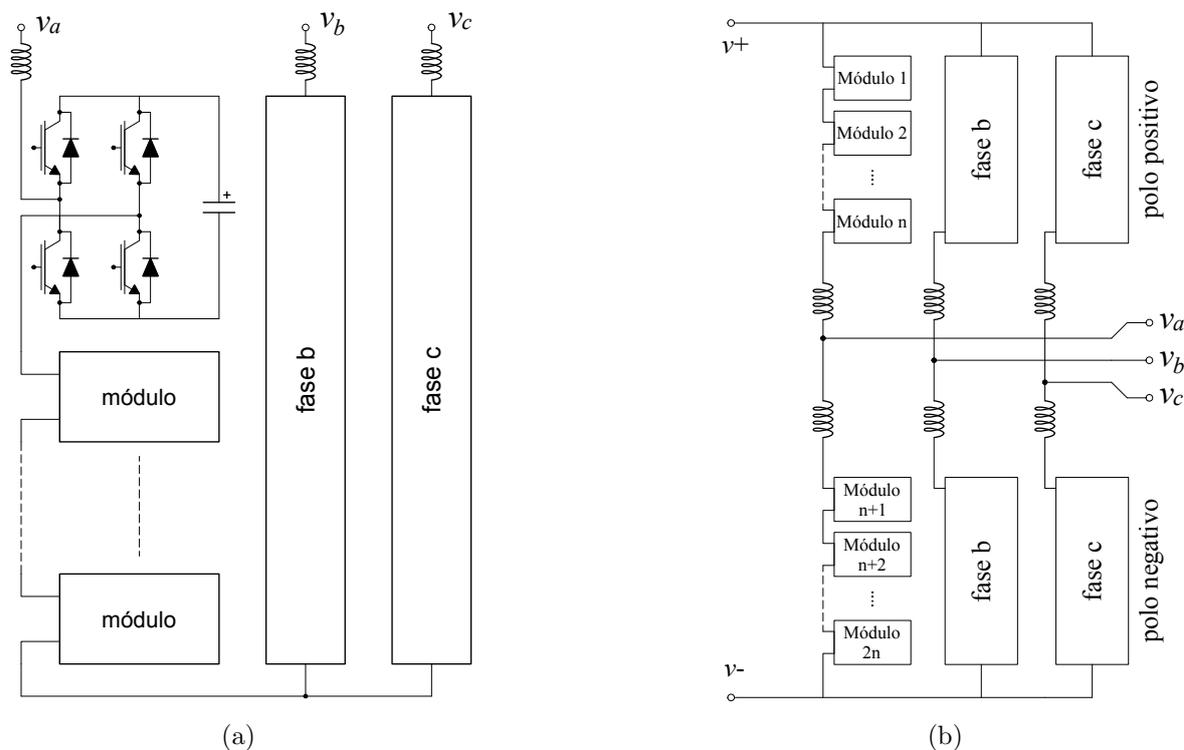
Os conversores NPC e FC são frequentemente usados em aplicações em média tensão. Contudo, devido a fatores intrínsecos à sua construção, as aplicações propostas para estas topologias se concentram na faixa dos 10 kV a 20 kV e com tensão terminal não superior a sete níveis (SHARIFABADI et al., 2016). O conversor CHB, por outro lado, é melhor adaptado para aplicações em média e alta tensão quando comparado ao NPC e ao FC. A estrutura modular, constituída por VSCs em ponte completa, faz com que o CHB utilize menos elementos semicondutores para sintetizar tensões nos terminais CA com o mesmo número de níveis. As principais aplicações deste conversor estão relacionadas à compensação de potência reativa em redes de transmissão e de distribuição (JOOS; HUANG & OOI, 1998).

O conversor multinível modular (do inglês, *Modular Multilevel Converter*) (MMC), proposto por Lesnicar e Marquardt (2003), tem se mostrado uma topologia multinível bastante promissora em aplicações de alta tensão e alta potência. Assim como o CHB, o MMC é formado pela associação de módulos ligados em série. Contudo, o conversor em questão se diferencia da topologia CHB pelos pontos de conexão dos terminais CA e, principalmente, pelo barramento CC compartilhado. Na literatura, o MMC também é referenciado como a topologia multinível com módulos conectados em estrela dupla (AKAGI, 2011). A Figura 3 ilustra a diferença entre as topologias MMC e CHB.

No que se refere aos módulos do MMC, além do conversor em ponte completa outras topologias de VSC podem ser utilizadas como circuitos elementares dos módulos, conforme ilustrado na Figura 4. A estrutura modular do MMC garante a síntese de tensões e correntes com um número de níveis diretamente proporcional à quantidade de módulos ligados em série. Esta característica possibilita a conexão do MMC em redes com tensões mais elevadas sem a necessidade de transformadores. Além das vantagens mencionadas, podem-se citar outras como a tensão nos terminais CA contendo baixo conteúdo harmônico, redundância na operação mesmo sob falha de algum módulo e manutenção facilitada devido à modularidade (MARQUARDT, 2010; DU et al., 2017).

Apesar do MMC ter sido originalmente proposto para aplicações em HVDC (WESTERWELLER et al., 2010), nada impede que o conversor seja usado em redes de média tensão. Nos últimos anos, vários artigos sobre a topologia MMC foram publicados de modo a destacar o projeto e dimensionamento dos componentes do sistema (GUO et al., 2017; CUPERTINO et al., 2018), controle dos parâmetros internos de tensão e

Figura 3: (a) Conversor multinível em cascata (CHB) (b) Conversor multinível modular (MMC).

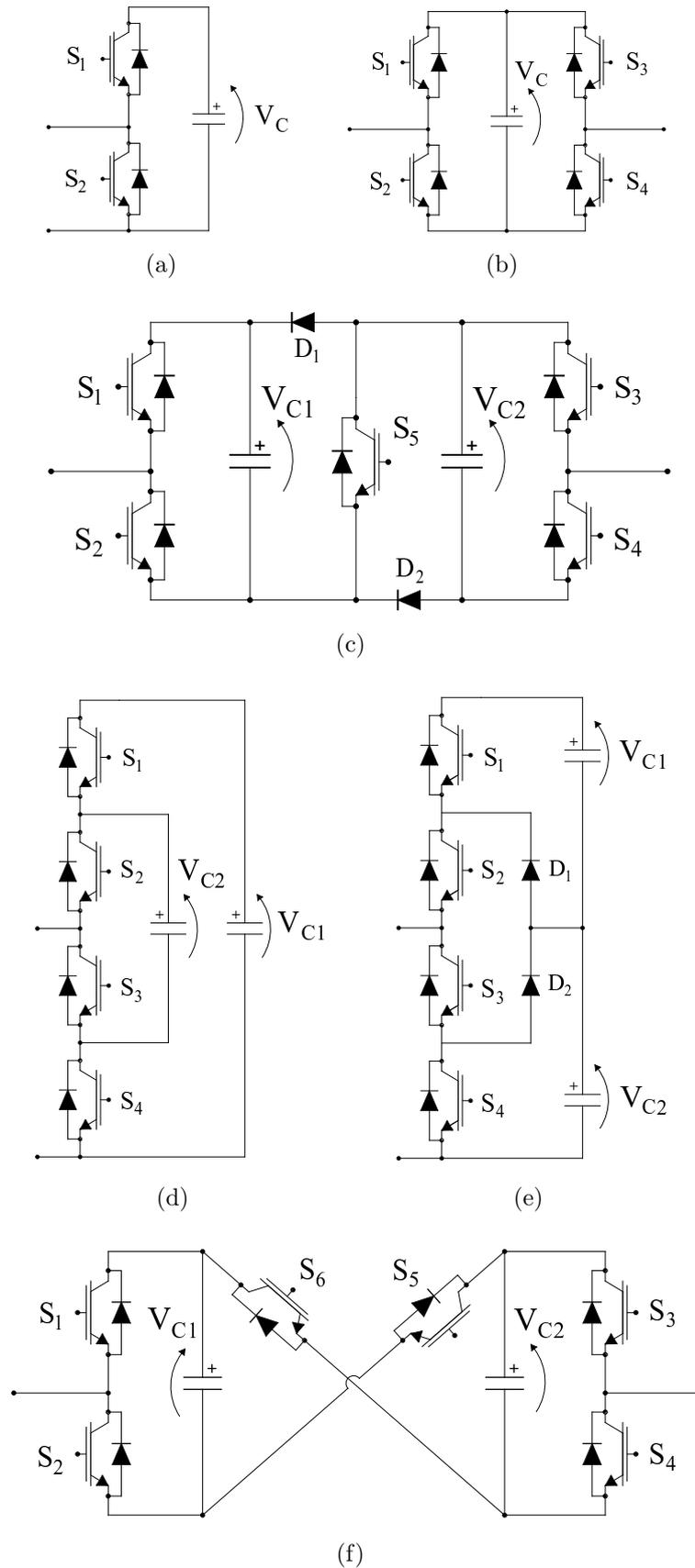


Fonte: Autor.

corrente (LI et al., 2013; CRISPINO & ROLIM, 2016; GHETTI et al., 2017) e nichos de aplicações, como por exemplo, acionamento de motores elétricos (HAGIWARA; NISHIMURA & AKAGI, 2010; AKAGI, 2011), compensação de potência reativa em redes de média tensão (MIET et al., 2009; YANG et al., 2011; DU & LIU, 2013), aplicações em sistemas flexíveis de transmissão em corrente alternada (do inglês, *Flexible AC Transmission Systems*) (FACTS) (GUYING; DAOZHUO & XIAORANG, 2012), entre outros (IANNUZZI; PIEGARI & TRICOLI, 2013; MEI et al., 2013).

No entanto, há poucos artigos que contemplam a utilização da topologia MMC como filtros ativos (MUÑOZ et al., 2013; KONTOS et al., 2017). Mesmo nos estudos já publicados, suas conclusões foram embasadas em resultados de simulação e pouco se conhece sobre o comportamento dinâmico das variáveis internas do conversor em condições práticas (GHETTI et al., 2012; WU et al., 2014; HAMAD; AHMED & MADI, 2016).

Figura 4: (a) módulo meia ponte, (b) módulo ponte completa, (c) módulo com grampeamento duplo, (d) módulo FC, (e) módulo NPC e (f) módulo *back-to-back* cruzado.



Fonte: Adaptado de (DEBNATH et al., 2015)

### **1.3 OBJETIVOS**

O objetivo geral deste trabalho é o desenvolvimento de uma plataforma experimental trifásica de um filtro ativo de potência, construído a partir da topologia MMC com módulos meia ponte, para compensar correntes harmônicas drenadas por cargas não lineares em redes de média e alta tensão.

Para atender ao objetivo geral deste trabalho são estabelecidos alguns objetivos específicos, listados a seguir:

- Estudar as características do conversor multinível modular e investigar o princípio de funcionamento, com o propósito de se adotar as melhores práticas que irão atender ao objetivo geral;
- Investigar o comportamento das correntes internas ao conversor objetivando selecionar a técnica de controle de corrente circulante mais adequada;
- Investigar técnicas de modulação PWM que possam ser usadas no FAP MMC;
- Avaliar o desempenho dos algoritmos de ordenação necessários para equalizar as tensões dos capacitores dos módulos, por meio de simulações em tempo real;
- Avaliar técnicas de controle de corrente para compensar as correntes harmônicas de cargas não lineares;
- Desenvolver uma plataforma experimental que permita a avaliação de diferentes regimes de operação, de modo a possibilitar a verificação dos conceitos propostos neste trabalho;
- Investigar funções ancilares que possam ser desempenhadas pelo sistema, como por exemplo, correção do fator de potência da carga e injeção de potência reativa na rede;
- Implementar e validar os controladores projetados utilizando uma plataforma experimental.

### **1.4 ORGANIZAÇÃO DA TESE**

No Capítulo 2 são apresentados os princípios básicos de funcionamento do MMC. São discutidas também as relações entre as tensões e correntes internas do conversor e seus efeitos no desempenho do sistema.

No Capítulo 3 são apresentadas técnicas para equalizar as tensões dos capacitores dos módulos do MMC. Neste trabalho optou-se por implementar a técnica baseada em algoritmos de ordenação. São avaliados diversos algoritmos descritos na literatura que servem a este propósito. Resultados de simulação em tempo real obtidos com um sistema montado na configuração *control-hardware-in-the-loop* auxiliam o processo de comparação e seleção dos algoritmos mais adequados.

No Capítulo 4 são obtidos os modelos matemáticos do MMC necessários ao projeto dos controladores de tensão dos capacitores dos módulos, das correntes circulantes e das correntes de saída do conversor. Resultados de simulação evidenciam o funcionamento do filtro ativo MMC em diferentes pontos de operação.

No Capítulo 5 são apresentados em detalhes a plataforma experimental desenvolvida para a realização dos ensaios do FAP MMC. Os resultados experimentais obtidos possibilitam avaliar o comportamento do sistema em diferentes cenários.

A conclusão geral deste trabalho é apresentada no Capítulo 6, que destaca as principais contribuições desta tese de doutorado e aponta sugestões de trabalhos que podem ser futuramente desenvolvidos.

## **1.5 PUBLICAÇÕES RESULTANTE DESTA PESQUISA**

Nesta seção estão listados artigos científicos que mostram resultados no atual estágio desta pesquisa.

### **Artigos em periódicos nacionais**

- [ 1 ] GHETTI, F. T.; ALMEIDA, A. O.; ALMEIDA, P. M.; BARBOSA, P. G. Simulação em tempo real de algoritmos de equalização das tensões cc de um conversor multinível modular. *Eletrônica de Potência*, v. 22, n. 4, p. 362-371, 2017.

### **Artigos em congressos internacionais**

- [ 2 ] GHETTI, F. T.; FERREIRA, A. A.; BRAGA, H. A. C.; BARBOSA, P. G. A study of shunt active power filter based on modular multilevel converter (MMC), *10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, 2012, v. 1. p. 1-6, Fortaleza.
- [ 3 ] MEDEIROS, B. S.; GHETTI, F. T.; BARBOSA, P. G. Static synchronous compensator based on modular multilevel converter, *12th Latin-American Congress*

*on Electricity Generation and Transmission* (CLAGTEE), 2017, v. 1, p. 1-7, Argentina.

### Artigos em congressos nacionais

- [ 4 ] GHETTI, F. T.; BARBOSA, P. G.; FERREIRA, A. A.; BRAGA, H. A. C. Estudo comparativo de técnicas de controle de corrente implementadas no programa atp e destinadas ao controle de filtros ativos shunt. *Congresso Brasileiro de Automática*, 2010, v. 1. p. 1-9, Bonito.
- [ 5 ] GHETTI, F. T.; BARBOSA, P. G.; FERREIRA, A. A.; BRAGA, H. A. C. Estudo de desempenho de um filtro ativo shunt construído a partir da topologia de conversores multiníveis modulares. *XIX Congresso Brasileiro de Automática*, 2012, v. 1. p. 1-6, Campina Grande.
- [ 6 ] ALMEIDA, A. O.; GHETTI, F. T.; ALMEIDA, P. M.; BARBOSA, P. G. Desempenho de métodos de ordenação aplicados na equalização das tensões dos capacitores do conversor modular multinível *Congresso Brasileiro de Automática* (CBA), 2016, v. 1. p. 570-576, Vitória.
- [ 7 ] ALMEIDA, A. O.; GHETTI, F. T.; ALMEIDA, P. M.; BARBOSA, P. G. Circulating currents suppression strategies for modular multilevel converter, *Brazilian Power Electronics Conference* (COBEP), 2017, p. 1-5, Juiz de Fora.
- [ 8 ] ALMEIDA, A. O.; RIBEIRO, A. S.; GHETTI, F. T.; DE ALMEIDA, P. M.; BARBOSA, P. G. State feedback control of a back-to-back converter for micro-grids applications, *Simposio Brasileiro de Sistemas Elétricos* (SBSE), 2018, p. 1-6, Niterói.
- [ 9 ] ALMEIDA, A. O.; RIBEIRO, A. S. B.; GHETTI, F. T.; ALMEIDA, P. M.; BARBOSA, P. G. Sistema de transmissão em corrente contínua baseado em conversores multiníveis modulares utilizando controle por realimentação de estados. *Congresso Brasileiro de Automática* (CBA), 2018, v. 1, João Pessoa.

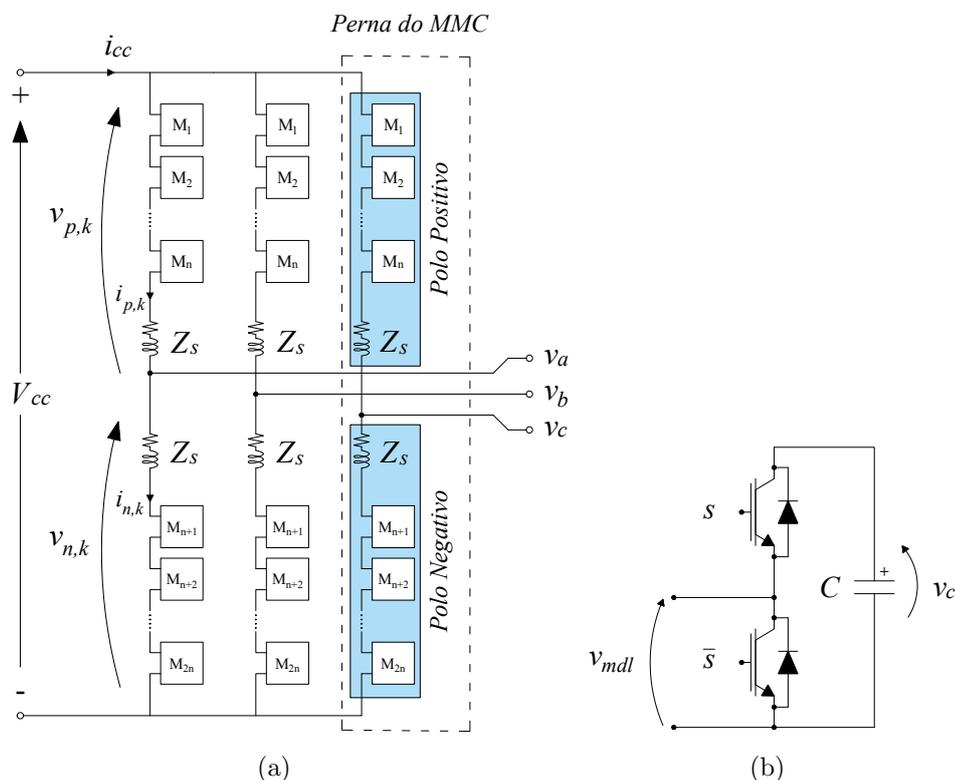


## 2 O CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR

### 2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são discutidos os princípios básicos de funcionamento do MMC e como as relações entre as tensões dos capacitores dos módulos e as correntes nos polos podem interferir no desempenho do sistema. Como ponto de partida, é analisada a topologia do MMC ilustrada na Figura 5. O conversor meia ponte é adotado como circuito elementar dos módulos do MMC devido à sua simplicidade de construção e por apresentar baixas perdas de comutação em relação aos demais circuitos elementares apresentados no capítulo anterior.

Figura 5: (a) Diagrama esquemático do MMC em dupla estrela. (b) Módulo elementar VSC em meia ponte.



Fonte: Autor.

## 2.2 PRINCÍPIOS DE FUNCIONAMENTO DO MMC

A compreensão do funcionamento do MMC tem como ponto de partida a análise de operação do circuito elementar que constitui os módulos do conversor. Conforme ilustrado na [Figura 5](#) (b), o módulo é formado por dois interruptores autocomutados com diodos conectados em antiparalelo e um capacitor. Desconsiderando as perdas ôhmicas nos componentes que constituem o módulo e a queda de tensão nas impedâncias dos polos positivo e negativo, a tensão em que cada interruptor fica submetido é igual à tensão do capacitor do seu respectivo módulo, cujo valor é dado por:

$$v_c = \frac{V_{cc}}{n}, \quad (2.1)$$

em que,  $V_{cc}$  é a tensão total do barramento CC e  $n$  o número de módulos em série por polo.

Nos terminais de saída de qualquer módulo podem ser obtidas duas tensões distintas, dependendo dos estados dos semicondutores. Ao impor nível lógico 1 ao interruptor  $s$ , a tensão  $v_{mdl}$  é a própria tensão do capacitor do respectivo módulo. Nesta situação, o módulo é dito estar ativo e o capacitor inserido ao circuito. Quando for atribuído nível lógico 0 ao interruptor  $s$ , a tensão  $v_{mdl}$  é nula. Nesta situação, o módulo permanece inativo e o capacitor é dito estar em *bypass*.

As tensões nos polos positivo  $v_{p,k}$  e negativo  $v_{n,k}$  de uma perna do MMC são dadas pela combinação das tensões terminais dos módulos somada à queda de tensão na impedância interna, sendo expressas matematicamente por (2.2) e (2.3), com ( $k = a, b, c$ ) e ( $j = 1, 2, \dots, n$ ).

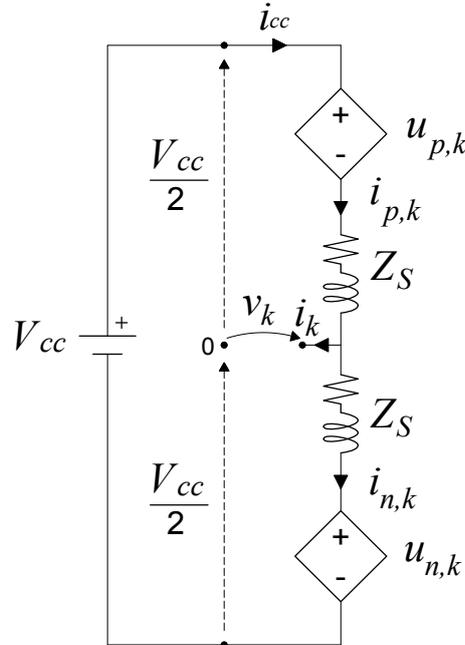
$$v_{p,k}(t) = \sum_{j=1}^n [s_{p,k}^j \cdot v_{cp,k}^j(t)] + L_s \frac{di_{p,k}(t)}{dt} + R_s i_{p,k}(t), \quad (2.2)$$

$$v_{n,k}(t) = \sum_{j=1}^n [s_{n,k}^j \cdot v_{cn,k}^j(t)] + L_s \frac{di_{n,k}(t)}{dt} + R_s i_{n,k}(t). \quad (2.3)$$

Define-se  $v_{cp,k}^j(t)$  e  $v_{cn,k}^j(t)$  como sendo as tensões dos capacitores dos diferentes módulos nos polos positivo e negativo. Define-se também  $s_{p,k}^j$  e  $s_{n,k}^j$ , os estados de condução do  $j$ -ésimo módulo, nos polos positivo e negativo, respectivamente. Se  $s_{p,k}^j$  e  $s_{n,k}^j$  são iguais a 0, indica capacitor em *bypass*. Caso contrário, com  $s_{p,k}^j$  e  $s_{n,k}^j$  iguais a 1, os capacitores são inseridos no circuito.

A análise de (2.2) e (2.3) sugere que os módulos atuam, idealmente, como fontes de tensão controladas. A partir desta interpretação é desenvolvido o diagrama esquemático simplificado para uma fase do MMC, conforme ilustrado na Figura 6.

Figura 6: Diagrama esquemático simplificado de uma fase do MMC.



Fonte: Autor.

No diagrama simplificado  $u_{p,k}(t) = \sum_{j=1}^n [s_{p,k}^j \cdot v_{cp,k}^j(t)]$ ,  $u_{n,k}(t) = \sum_{j=1}^n [s_{n,k}^j \cdot v_{cn,k}^j(t)]$ . São definidas também  $v_k(t)$  e  $i_k(t)$  como sendo a tensão e a corrente de fase, respectivamente.

As tensões das fontes controladas são obtidas escolhendo apropriadamente os capacitores inseridos nos polos positivo e negativo a cada instante de tempo. Cabe destacar que há diferentes combinações na escolha dos capacitores que resultam em uma mesma tensão para  $u_{p,k}(t)$  e  $u_{n,k}(t)$ . Esta característica é interessante, sobretudo para poder controlar as tensões dos capacitores. Em seção posterior é discutida a metodologia de escolha dos capacitores inseridos com técnicas de modulação multiportadoras.

A Tabela 1 apresenta a relação entre os estados dos interruptores e a tensão nos polos, supondo  $n = 4$ . Foi usado como exemplo o polo positivo. O mesmo procedimento pode ser usado para obter a tensão no polo negativo.

De acordo com a Figura 6, as seguintes relações matemáticas podem ser escritas de acordo com a lei de Kirchhoff das tensões:

Tabela 1: Obtenção das tensões nos polos

$s_{p,k}^1$	$s_{p,k}^2$	$s_{p,k}^3$	$s_{p,k}^4$	$v_{cp,k}^1$	$v_{cp,k}^2$	$v_{cp,k}^3$	$v_{cp,k}^4$	$u_{p,k}$	nº de níveis
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	$v_c$	0	0	0	$v_c$	1
0	1	0	0	0	$v_c$	0	0	$v_c$	
0	0	1	0	0	0	$v_c$	0	$v_c$	
0	0	0	1	0	0	0	$v_c$	$v_c$	
1	1	0	0	$v_c$	$v_c$	0	0	$2v_c$	2
1	0	1	0	$v_c$	0	$v_c$	0	$2v_c$	
1	0	0	1	$v_c$	0	0	$v_c$	$2v_c$	
0	1	1	0	0	$v_c$	$v_c$	0	$2v_c$	
0	1	0	1	0	$v_c$	0	$v_c$	$2v_c$	
0	0	1	1	0	0	$v_c$	$v_c$	$2v_c$	
1	1	1	0	$v_c$	$v_c$	$v_c$	0	$3v_c$	3
1	1	0	1	$v_c$	$v_c$	0	$v_c$	$3v_c$	
1	0	1	1	$v_c$	0	$v_c$	$v_c$	$3v_c$	
0	1	1	1	0	$v_c$	$v_c$	$v_c$	$3v_c$	
1	1	1	1	$v_c$	$v_c$	$v_c$	$v_c$	$4v_c$	4

Fonte: adaptado de (DU et al., 2017)

$$\frac{V_{CC}}{2} = \sum_{j=1}^n [s_{p,k}^j \cdot v_{cp,k}^j(t)] + L_s \frac{di_{p,k}(t)}{dt} + R_s i_{p,k}(t) + v_k(t), \quad (2.4)$$

$$\frac{V_{CC}}{2} = \sum_{j=1}^n [s_{n,k}^j \cdot v_{cn,k}^j(t)] + L_s \frac{di_{n,k}(t)}{dt} + R_s i_{n,k}(t) - v_k(t). \quad (2.5)$$

Subtraindo (2.4) de (2.5) obtém-se a tensão de fase do MMC:

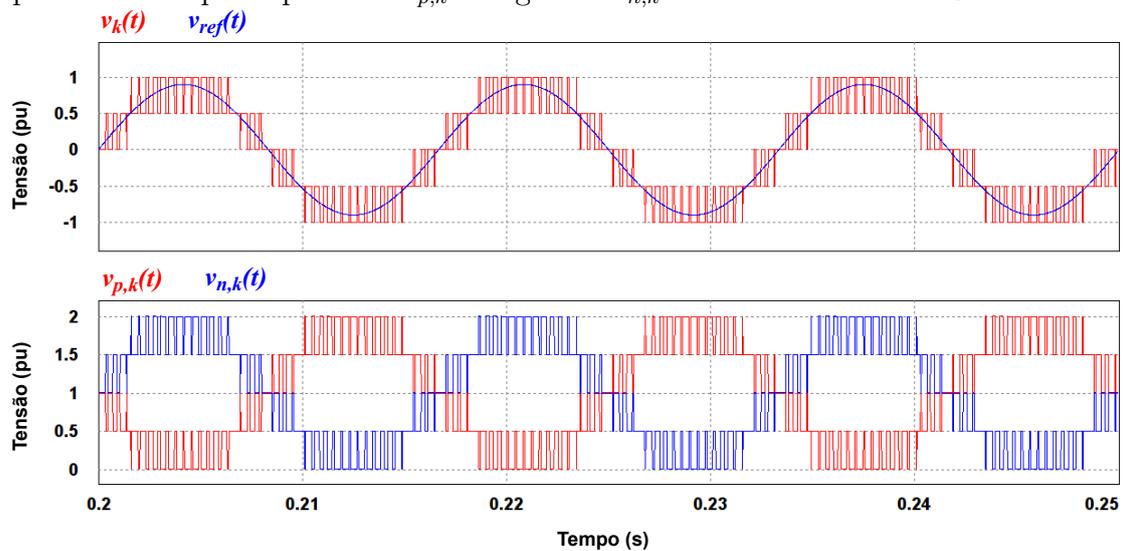
$$v_k(t) = \frac{1}{2} \left( \sum_{j=1}^n [s_{n,k}^j \cdot v_{cn,k}^j(t)] - \sum_{j=1}^n [s_{p,k}^j \cdot v_{cp,k}^j(t)] \right) + \frac{1}{2} \left( L_s \frac{d}{dt} (i_{n,k}(t) - i_{p,k}(t)) + R_s (i_{n,k}(t) - i_{p,k}(t)) \right). \quad (2.6)$$

As formas de onda descritas em (2.2), (2.3) e (2.6) são ilustradas na Figura 7. Neste exemplo, o MMC formado por quatro módulos por polo ( $n = 4$ ) sintetiza tensão CA com  $(n + 1)$  níveis. Durante todo o instante de tempo considerado, tanto a tensão do barramento como as tensões dos capacitores foram consideradas constantes. Quanto maior a quantidade de módulos em série menor é o efeito escada observado na tensão de fase.

No exemplo ilustrado pela Figura 7 não foi considerada a queda de tensão nas impedâncias internas do conversor. Contudo, a queda de tensão nestes elementos são

significativamente relevantes para a dinâmica da tensão de fase. Se indutâncias menores forem adotadas, a tensão de fase é maximizada. No entanto, tal procedimento deve ser ponderado em vista das funções atribuídas a estes elementos. Em regime permanente, os indutores dos polos limitam a derivada das correntes internas do MMC. Concomitantemente, os indutores atenuam as correntes harmônicas provenientes do processo de comutação dos interruptores. Nos casos de curto-circuito fase-neutro ou fase-fase, os indutores limitam as correntes de curto-circuito.

Figura 7: Formas de onda características (a) Tensão de fase  $v_k(t)$  e (b) tensões dos capacitores nos polos positivo  $u_{p,k}$  e negativo  $u_{n,k}$  de uma fase do MMC.



Fonte: Autor.

### 2.3 FLUXO DE CORRENTE PELO MMC

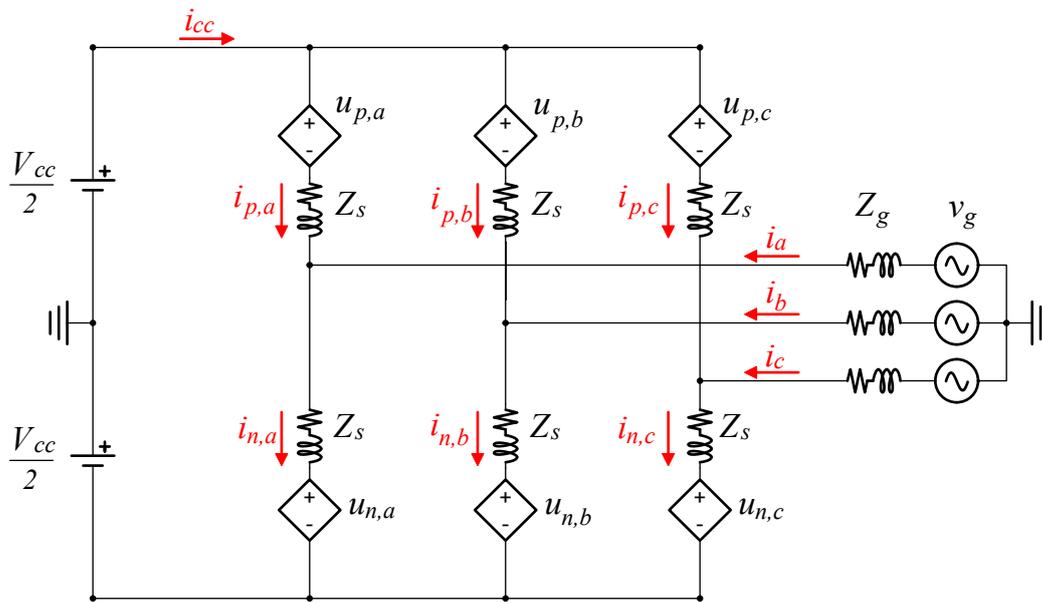
Na seção anterior verificou-se a influência da tensão dos capacitores dos módulos na síntese da tensão de fase do MMC. Nesta seção é discutida, de maneira qualitativa, a influência que estas mesmas tensões provocam nas correntes internas do conversor.

A descrição matemática das correntes internas é realizada considerando o diagrama esquemático trifásico ilustrado na Figura 8. Nos terminais CA é conectada uma fonte trifásica simétrica e equilibrada identificada por  $v_{g,k}(t)$ , com  $(k = a, b, c)$ . A impedância da rede ( $Z_g$ ) é representada por uma indutância ( $L_g$ ) e uma resistência série ( $R_g$ ). Nos terminais CC, duas fontes de tensão ( $V_{cc}/2$ ) são utilizadas para representar a dinâmica da corrente do barramento ( $I_{cc}$ ) e criar um ponto de neutro fictício. Conforme já ilustrada pela Figura 6, fontes de tensão controladas representam os diferentes módulos em série nos polos positivo ( $u_{p,k}(t)$ ) e negativo ( $u_{n,k}(t)$ ). As tensões sintetizadas por estas fontes podem ser aproximadas por uma Série de Fourier, de modo que cada

componente de frequência possa ser avaliada separadamente (PAUCAR, 2014; SERBIA, 2014).

Na Figura 8 são identificadas ainda as correntes nos polos positivo ( $i_{p,k}(t)$ ) e negativo ( $i_{n,k}(t)$ ) e as correntes de fase do MMC ( $i_k(t)$ ). Adicionalmente, parte-se do pressuposto que as tensões de todos os capacitores estão equalizadas e que as impedâncias dos polos são idênticas nas três fases.

Figura 8: Diagrama esquemático para análise das correntes internas do MMC.



Fonte: Autor.

Na prática, porém, as tensões nos capacitores não são perfeitamente equilibradas. Há troca de energia entre os capacitores dos polos positivos e negativos nas três fases. Este efeito resulta em correntes harmônicas, descrita na literatura como correntes circulantes, que se somam às correntes dos polos (ANTONOPOULOS; ANGQUIST & NEE, 2009; TU; XU & XU, 2011; LI et al., 2013; SHARIFABADI et al., 2016). As correntes circulantes podem, entre outros efeitos, influenciar a eficiência do conversor.

Diante das condições apresentadas e em função da quantidade de fontes de tensão contidas no diagrama ilustrado na Figura 8, o princípio da superposição é utilizado nesta análise. Portanto, três situações são avaliadas separadamente para a caracterização das correntes internas do MMC:

- Contribuição das fontes de tensão para a obtenção da componente CC das correntes dos polos;
- Contribuição das fontes de tensão para a obtenção da componente CA na frequên-

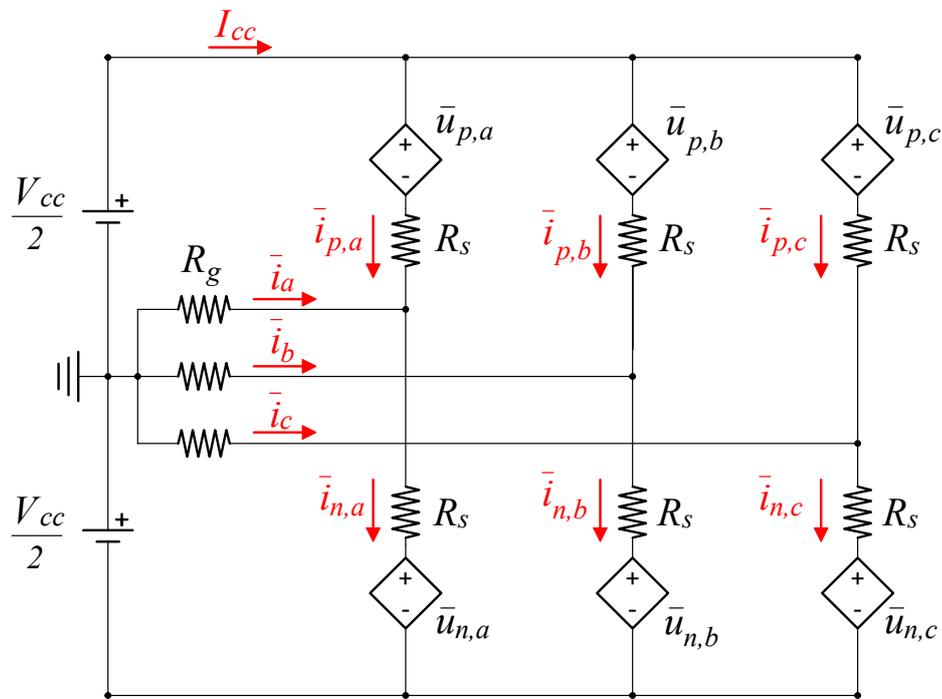
cia de 60 Hz das correntes dos polos;

- Contribuição das fontes de tensão para a obtenção das componentes harmônicas das correntes dos polos.

### 2.3.1 COMPONENTE CC DAS CORRENTES DOS POLOS

O diagrama ilustrado na [Figura 9](#) destaca o fluxo de corrente existente no MMC, quando somente as componentes CC das fontes de tensão são consideradas. Por este motivo, as variáveis de tensão e corrente foram assinaladas com um traço superior para indicar grandezas constantes. A contribuição das fontes de tensão CA, que representam a rede elétrica, e as componentes alternadas das fontes controladas dos polos, que representam os módulos em série, foram anuladas uma vez que nesta análise o objetivo é tão somente determinar as relações entre as componentes contínuas das tensões e correntes identificadas na [Figura 9](#).

Figura 9: Diagrama esquemático para análise da componente CC das correntes internas do MMC.



Fonte: Autor.

Segundo as leis de Kirchhoff para as tensões e correntes, as seguintes relações matemáticas podem ser obtidas, independente da fase considerada:

$$\frac{V_{CC}}{2} = \bar{u}_{p,k} + R_s \bar{i}_{p,k} - R_g \bar{i}_k, \quad (2.7)$$

$$\frac{V_{CC}}{2} = \bar{u}_{n,k} + R_s \bar{i}_{n,k} + R_g \bar{i}_k, \quad (k = a, b, c). \quad (2.8)$$

Considerando o sentido adotado para as correntes de fase na [Figura 8](#), a relação entre as correntes  $\bar{i}_k$ ,  $\bar{i}_{n,k}$  e  $\bar{i}_{p,k}$  é dada por:

$$\bar{i}_k = \bar{i}_{n,k} - \bar{i}_{p,k}. \quad (2.9)$$

Igualando (2.7) com (2.8), obtém-se:

$$\bar{u}_{n,k} - \bar{u}_{p,k} + R_s (\bar{i}_{n,k} - \bar{i}_{p,k}) + 2R_g \bar{i}_k = 0. \quad (2.10)$$

Substituindo (2.9) em (2.10), encontra-se:

$$\bar{u}_{n,k} - \bar{u}_{p,k} + (R_s + 2R_g) \bar{i}_k = 0. \quad (2.11)$$

A partir de (2.11) conclui-se que, se o valor médio das tensões das fontes controladas forem iguais, ou seja  $\bar{u}_{p,k} = \bar{u}_{n,k}$ , não há componente CC nas correntes de fase do MMC. Esta condição evidencia a importância em se manter equalizadas as tensões de todos os capacitores dos módulos nas três fases a todo instante. Caso contrário, as correntes de fase do MMC apresentam componente CC.

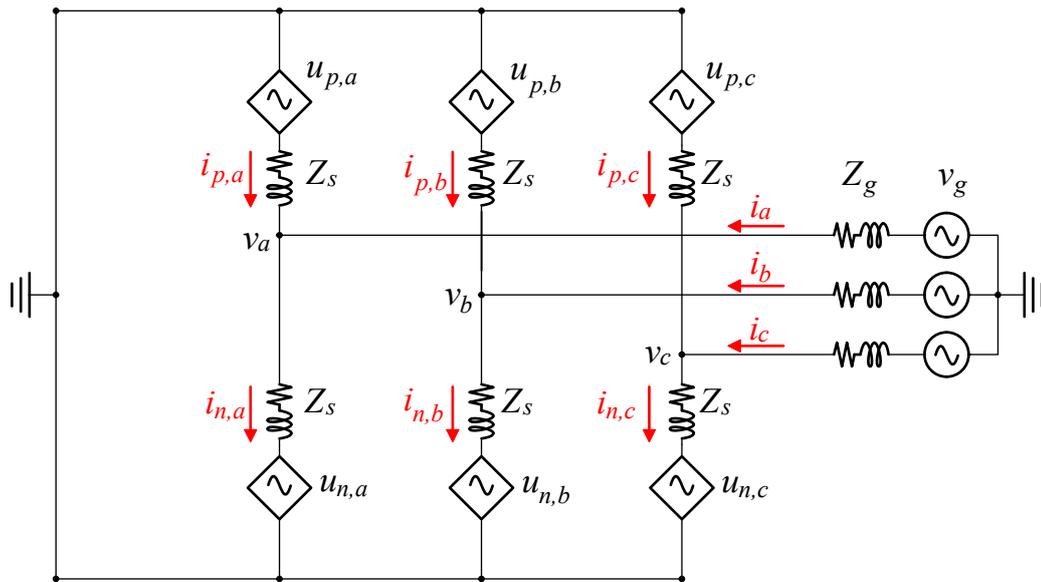
Partindo do pressuposto que o sistema de controle de tensão dos capacitores faça com que  $\bar{u}_{p,k}$  seja igual à  $\bar{u}_{n,k}$  e assumindo a premissa de que as impedâncias dos polos sejam iguais, conclui-se também que as correntes dos polos positivos e negativos são iguais entre si. Portanto, as três pernas do conversor representam caminhos de mesma impedância para as fontes de tensão CC do barramento. Conseqüentemente, as correntes dos polos ( $\bar{i}_{p,k}$  e  $\bar{i}_{n,k}$ ) e a corrente do barramento ( $I_{cc}$ ) estão relacionadas da maneira descrita por (2.12):

$$\bar{i}_{p,k} = \bar{i}_{n,k} = \frac{I_{cc}}{3}. \quad (2.12)$$

### 2.3.2 COMPONENTE CA NA FREQUÊNCIA FUNDAMENTAL DAS CORRENTES DOS POLOS

A obtenção das correntes dos polos na frequência fundamental é feita por meio da análise dos diagramas ilustrados na [Figura 10](#). Adota-se a simbologia  $v_{g,k}^{(1)}(t)$ , ( $k = a, b, c$ ), para descrever as tensões da rede na frequência fundamental. O mesmo procedimento é usado para descrever as tensões das fontes controladas  $u_{p,k}^{(1)}(t)$  e  $u_{n,k}^{(1)}(t)$  e as correntes  $i_{p,k}^{(1)}(t)$  e  $i_{n,k}^{(1)}(t)$  dos polos positivo e negativo, respectivamente. De agora em diante, a variável tempo ( $t$ ) foi omitida do equacionamento para efeito de simplificação e também assumido que  $R_s \ll \omega_1 L_s$  e  $R_g \ll \omega_1 L_g$ , sendo  $\omega_1$  a frequência angular fundamental do sistema.

Figura 10: Diagrama esquemático para análise da componente na frequência fundamental das correntes internas do MMC.

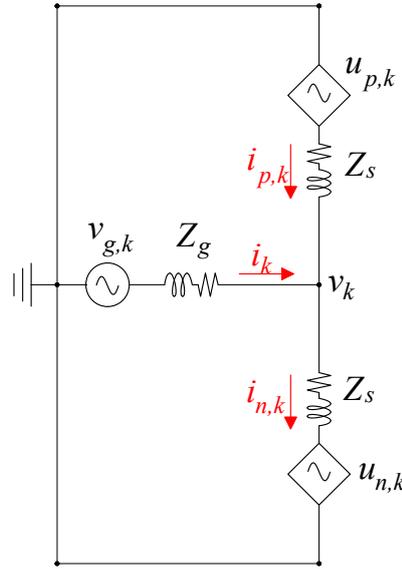


Fonte: Autor.

Nesta discussão foram adotadas tensões trifásicas, simétricas e equilibradas. Ou seja, tanto as tensões da rede quanto as tensões das fontes controladas possuem mesma amplitude e estão defasadas entre si por  $2\pi/3$  rad. Considera-se ainda que a tensão da fonte controlada do polo negativo está defasada de  $\pi$  rad ( $180^\circ$ ) em relação a fonte controlada do polo positivo da mesma fase, conforme ilustrada na [Figura 7](#). Em razão do sistema estar equilibrado, o diagrama da [Figura 10](#) pôde ser simplificado para um circuito monofásico equivalente, ilustrado pela [Figura 11](#).

Desta forma, as tensões alternadas sintetizadas pelos módulos são relacionadas da

Figura 11: Diagrama monofásico equivalente para análise da componente na frequência fundamental das correntes internas do MMC.



Fonte: Autor.

seguinte forma:

$$u_{p,a}^{(1)} + u_{p,b}^{(1)} + u_{p,c}^{(1)} = 0, \quad (2.13)$$

$$u_{n,a}^{(1)} + u_{n,b}^{(1)} + u_{n,c}^{(1)} = 0, \quad (2.14)$$

$$u_{n,k}^{(1)} = -u_{p,k}^{(1)}. \quad (2.15)$$

De acordo com o diagrama monofásico equivalente da [Figura 11](#) verifica-se que:

$$v_k^{(1)} = v_{g,k}^{(1)} - L_g \frac{di_k^{(1)}}{dt}, \quad (2.16)$$

$$i_k^{(1)} = i_{n,k}^{(1)} - i_{p,k}^{(1)}. \quad (2.17)$$

Nos terminais CA é possível estabelecer as seguintes relações, em função das tensões e correntes dos polos:

$$v_k^{(1)} = -L_s \frac{di_{p,k}^{(1)}}{dt} - u_{p,k}^{(1)}, \quad (2.18)$$

$$v_k^{(1)} = L_s \frac{di_{n,k}^{(1)}}{dt} + u_{n,k}^{(1)}. \quad (2.19)$$

Assumindo que as impedâncias dos polos são iguais e baseando-se nas relações

(2.15) e (2.17) é possível inferir que a corrente de fase se divide igualmente entre os polos positivo e negativo de cada fase do MMC, conforme descrito por (2.20) e (2.21).

$$i_{p,k}^{(1)} = -\frac{i_k^{(1)}}{2}, \quad (2.20)$$

$$i_{n,k}^{(1)} = \frac{i_k^{(1)}}{2}. \quad (2.21)$$

Portanto, a componente fundamental das correntes dos polos positivo e negativo corresponde, em módulo, à metade da corrente da respectiva fase.

### 2.3.3 COMPONENTES HARMÔNICAS DAS CORRENTES DOS POLOS

Conforme discutido na [Seção 2.3](#), as fontes controladas representam a combinação das tensões dos capacitores inseridos nos polos positivos e negativos. Além das componentes CC e CA na frequência fundamental, as tensões das fontes controladas possuem componentes harmônicas. Este fato está diretamente associado ao processo de comutação dos interruptores dos módulos e a dinâmica própria das tensões dos capacitores. A [Figura 12](#) ilustra o diagrama usado para analisar as correntes harmônicas nas pernas do conversor.

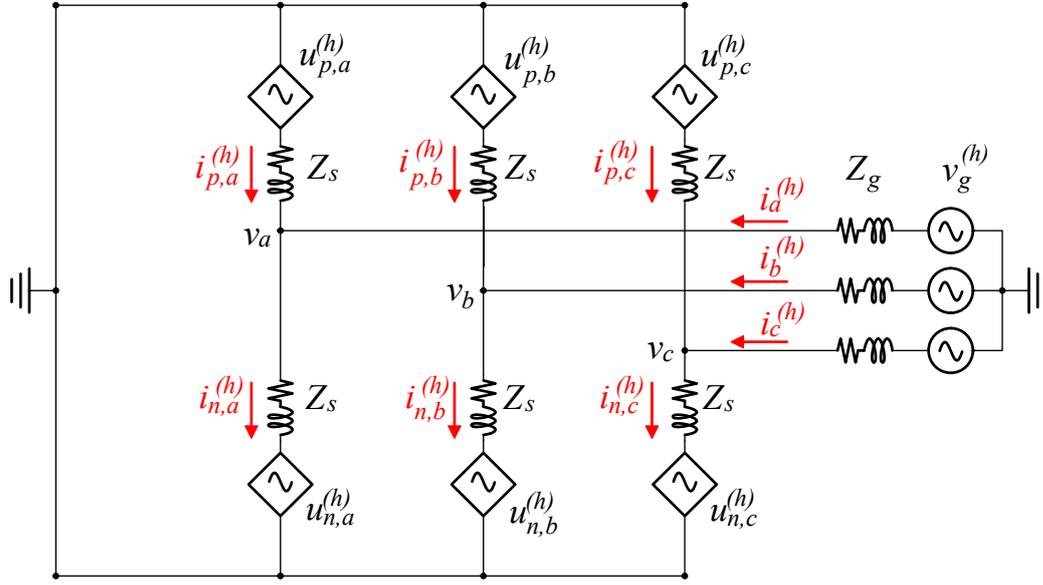
As correntes harmônicas ou correntes circulantes podem então ser definidas como as correntes que circulam entre os polos do [MMC](#). Estas correntes provocam o aumento do número de comutações dos semicondutores, que por consequência impacta o dimensionamento dos módulos, a eficiência do sistema e o equilíbrio das tensões dos capacitores.

A análise das correntes circulantes parte do pressuposto que as tensões harmônicas nos polos positivos e negativos são simétricas e equilibradas, com defasamento de  $2\pi/3$  rad entre as fases do MMC<sup>1</sup>. Portanto, as seguintes relações entre as tensões dos polos positivos e negativos podem ser escritas:

---

<sup>1</sup>Neste estudo foi considerado apenas as harmônicas de sequência positiva e negativa

Figura 12: Diagrama esquemático para análise das componentes harmônicas das correntes internas do MMC.



Fonte: Autor.

$$u_{p,a}^{(h)}(t) = U_{p,a}^{(h)} \text{sen} (h\omega t + \phi_p^{(h)}) , \quad (2.22)$$

$$u_{p,b}^{(h)}(t) = U_{p,b}^{(h)} \text{sen} \left( h\omega t + \phi_p^{(h)} - \frac{2\pi h}{3} \right) , \quad (2.23)$$

$$u_{p,c}^{(h)}(t) = U_{p,c}^{(h)} \text{sen} \left( h\omega t + \phi_p^{(h)} + \frac{2\pi h}{3} \right) . \quad (2.24)$$

$$u_{n,a}^{(h)}(t) = U_{n,a}^{(h)} \text{sen} (h\omega t + \phi_n^{(h)}) , \quad (2.25)$$

$$u_{n,b}^{(h)}(t) = U_{n,b}^{(h)} \text{sen} \left( h\omega t + \phi_n^{(h)} - \frac{2\pi h}{3} \right) , \quad (2.26)$$

$$u_{n,c}^{(h)}(t) = U_{n,c}^{(h)} \text{sen} \left( h\omega t + \phi_n^{(h)} + \frac{2\pi h}{3} \right) . \quad (2.27)$$

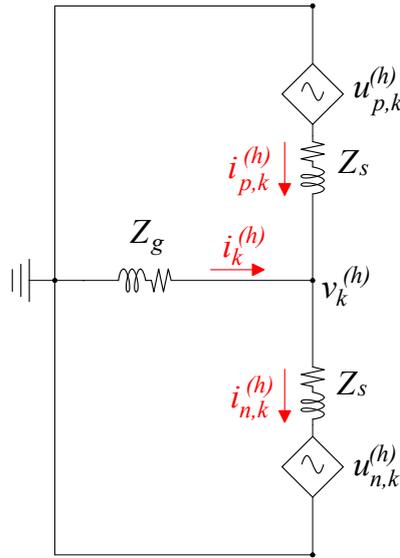
Nestas equações, o sobrescrito  $(h)$  identifica o múltiplo harmônico da frequência fundamental.

Com base nas definições matemáticas (2.22) a (2.27), em (LIMA, 2016) foi feita uma extensa análise a respeito do conteúdo harmônico das correntes dos polos. Foram avaliadas componentes harmônicas associadas às sequências positiva, negativa e sequência zero. Porém, em (SUN et al., 2018; LI et al., 2013; TU; XU & XU, 2011) foi observado que a componente harmônica de 120 Hz de sequência negativa é predominante, podendo

ocorrer juntamente com outras harmônicas de ordem par. O predomínio de componentes harmônicas pares foi observado também em (LI et al., 2017), quando a rede elétrica, na qual o conversor foi conectado, estava submetida a tensões desequilibradas.

O estudo realizado por (LIMA, 2016) foi então simplificado, tomando por base as componentes harmônicas predominantes. Para verificar apenas a influência das fontes harmônicas do conversor na corrente circulante foram desconsideradas as componentes harmônicas provenientes da rede elétrica. O diagrama ilustrado pela Figura 12 foi então redesenhado zerando as fontes harmônicas devido a contribuição da rede, conforme representado no circuito monofásico mostrado na Figura 13.

Figura 13: Diagrama simplificado para análise das componentes harmônicas das correntes internas do MMC.



Fonte: Autor.

De acordo com a Figura 13, as relações matemáticas (2.28) e (2.29) podem ser estabelecidas:

$$v_k^{(h)} = -L_g \frac{di_k^{(h)}}{dt}, \quad (2.28)$$

$$i_k^{(h)} = i_{n,k}^{(h)} - i_{p,k}^{(h)}. \quad (2.29)$$

Nos polos positivo e negativo é possível estabelecer (2.30) e (2.31) como:

$$v_k^{(h)} = -L_s \frac{di_{p,k}^{(h)}}{dt} - u_{p,k}^{(h)}, \quad (2.30)$$

$$v_k^{(h)} = L_s \frac{di_{n,k}^{(h)}}{dt} + u_{n,k}^{(h)}. \quad (2.31)$$

As relações (2.28) e (2.29) sugerem que as correntes harmônicas podem fluir pelos terminais CA se  $v_k^{(h)}$  for diferente de zero ou se  $i_{n,k}^{(h)}$  for diferente de  $i_{p,k}^{(h)}$ , seja em módulo ou em fase.

Na seção anterior foi dito que as fontes controladas dos polos positivo e negativo, em uma dada perna do conversor, estavam defasadas de  $180^\circ$ . Este fato pode ser observado na [Figura 7](#). A mesma suposição foi feita para as fontes de tensões harmônicas. Como consequência, as harmônicas pares se somam e as ímpares são canceladas.

Considerando  $u_{p,k}^{(h)}$  igual à  $u_{n,k}^{(h)}$  e igualando-se (2.30) à (2.31), obtém-se:

$$v_k^{(h)} = \frac{L_s}{2} \frac{d(i_{n,k}^{(h)} - i_{p,k}^{(h)})}{dt}. \quad (2.32)$$

Como neste caso,  $i_{n,k}^{(h)}$  também é igual à  $i_{p,k}^{(h)}$ , a tensão de fase  $v_k^{(h)}$  é nula. Portanto, não há corrente harmônica fluindo para os terminais CA do MMC. As correntes harmônicas fluem exclusivamente entre as pernas do conversor.

Por outro lado, se  $u_{p,k}^{(h)}$  estiver defasado de  $u_{n,k}^{(h)}$  ou as amplitudes forem diferentes, este comportamento também é observado nas correntes dos polos. Neste caso, a tensão de fase  $v_k^{(h)}$  não é nula, assim como  $i_k^{(h)}$ . Portanto, o conteúdo harmônico das correntes dos polos propagam para a rede elétrica.

É desejável mitigar os efeitos negativos que as correntes harmônicas provocam no conversor. Para isso, é necessária a aplicação de controladores dedicados às correntes circulantes. Este assunto é discutido posteriormente neste documento.

### 2.3.4 CONCLUSÃO A RESPEITO DAS CORRENTES INTERNAS DO MMC

As conclusões a respeito da composição das correntes dos polos positivo e negativo são resumidas em (2.33) e (2.34) pela aplicação do princípio da superposição.

$$i_{p,k} = -\frac{i_k}{2} + \frac{i_{cc}}{3} + i_{circ,k}, \quad (2.33)$$

$$i_{n,k} = \frac{i_k}{2} + \frac{i_{cc}}{3} + i_{circ,k}, \quad (2.34)$$

$$i_k = i_{n,k} - i_{p,k}. \quad (2.35)$$

em que  $i_{circ,k}$  representa as correntes harmônicas dos polos.

Alguns autores consideram as correntes dos polos constituídas apenas pela parcela CA e pela corrente circulante. Isto se justifica, pois os mesmos consideram que a parcela CC está incluída na corrente circulante (ANTONOPOULOS; ANGQUIST & NEE, 2009; SHARIFABADI et al., 2016). Para estes autores, (2.33) e (2.34) seriam redefinidas conforme (2.36) e (2.37). Este fato, porém, não implica em discordância das análises realizadas nas subseções anteriores e dos efeitos oriundos da circulação destas correntes no MMC.

$$i_{p,k} = -\frac{i_k}{2} + i_{c,k}, \quad (2.36)$$

$$i_{n,k} = \frac{i_k}{2} + i_{c,k}, \quad (2.37)$$

em que:  $i_{c,k} = \frac{i_{cc}}{3} + i_{circ,k}$ .

É importante observar que as correntes nos polos do MMC têm comportamento contínuo, diferente da tensão de fase expressa por (2.6). Para exemplificar esta situação, foi simulado o MMC injetando potência ativa na rede elétrica. Os parâmetros de simulação estão descritos na Tabela 2. A Figura 14 (a) ilustra a forma de onda típica da corrente nos polos e da corrente de saída em uma das fases do MMC. A Figura 14 (b) mostra o espectro da corrente do polo positivo com a finalidade de evidenciar a componente CC e as frequências de 60 Hz e 120 Hz contidas na forma de onda.

## 2.4 TÉCNICAS DE MODULAÇÃO

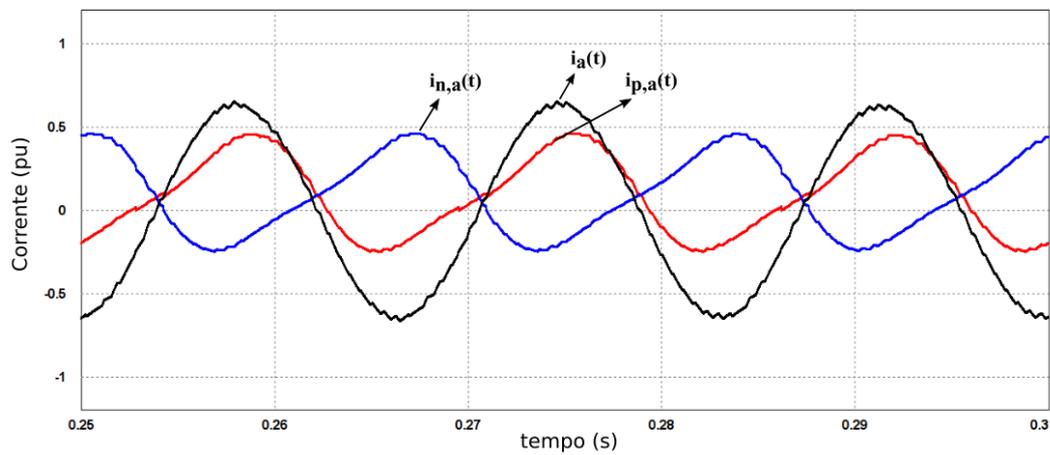
Diferentes técnicas de modulação aplicadas a conversores multiníveis são discutidas na literatura. Estas técnicas têm por objetivo comandar os disparos dos interruptores estáticos de tal modo que seja possível a síntese de tensões CA multiníveis e possam atender a certos interesses, tais como, aumento do número de níveis, equalização das tensões dos capacitores do lado CC, redução da distorção harmônica total (do inglês,

Tabela 2: Parâmetros de simulação

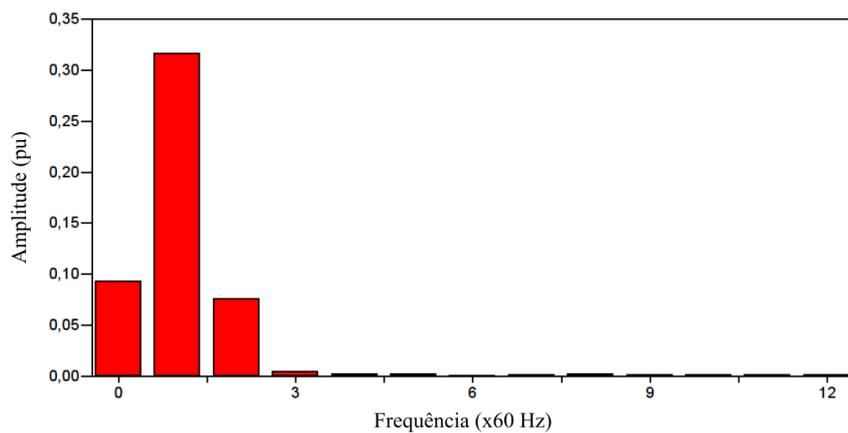
Descrição	Valor
Potência ativa nominal ( $P$ )	1 MW
Tensão de linha da rede (rms) ( $V_g$ )	13,8 kV
Tensão do barramento CC ( $V_{cc}$ )	15 kV
Nº de módulos por polo ( $n$ )	4
Tensão nominal dos capacitores ( $V_c$ )	3,75 kV
Indutância do polo ( $L_S$ )	2 mH
Capacitância do módulo ( $C$ )	3300 $\mu$ F
Frequência de comutação ( $f_{sw}$ )	1,8 kHz

Fonte: Autor.

Figura 14: (a) Corrente nos polos positivo e negativo e corrente da fase a. (b) Espectro da corrente do polo positivo.



(a)



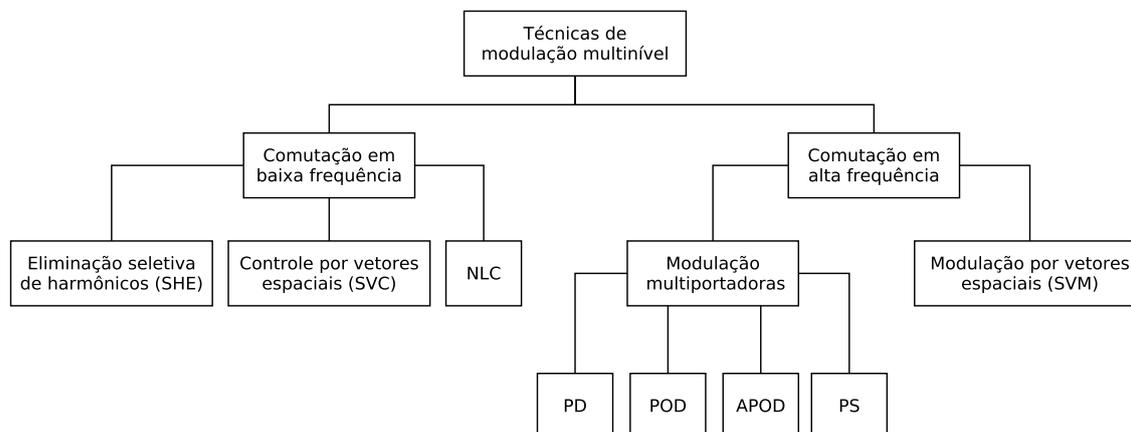
(b)

Fonte: Autor.

*Total Harmonic Distortion*) (THD) da tensão de saída, redução da dissipação de energia na comutação dos interruptores, entre outros (AGELIDIS & CALAIS, 1998; MCGRATH & HOLMES, 2002; ILVES et al., 2012).

De um modo geral, as técnicas de modulação podem ser separadas em dois grupos baseados na frequência de comutação dos interruptores estáticos. A [Figura 15](#) reúne as principais técnicas citadas na literatura que são empregadas com o [MMC](#).

Figura 15: Principais técnicas de modulação aplicadas ao MMC.



Fonte: Autor.

As modulações que operam com frequência de comutação dentro da faixa compreendida entre a frequência fundamental até próximo aos 500Hz são consideradas técnicas de baixa frequência. Estas técnicas são utilizadas, preferencialmente, em aplicações que processam grande quantidade de energia, como por exemplo em sistemas [HVDC](#). O motivo principal para usá-las em tais aplicações está associado a redução das perdas de energia provocadas pelo processo de comutação dos elementos semicondutores. As principais técnicas representantes deste grupo são a [NLC](#) (do inglês, *Nearst Level Control*) e eliminação seletiva de harmônicos (do inglês, *Selective Harmonic Elimination*) ([SHE](#)) e o controle por vetores espaciais (do inglês, *Space Vector Control*) ([SVC](#)) ([FRANQUELO et al., 2008](#)).

Quando o conversor deve sintetizar tensões e/ou correntes com a componente fundamental em conjunto com componentes harmônicas, como ocorrem em aplicações com filtros ativos, as técnicas de modulação em alta frequência são mais indicadas. A modulação por vetores espaciais (do inglês, *Space Vector Modulation*) ([SVM](#)) tem como vantagens a otimização do processo de comutação e faz um melhor aproveitamento dos semicondutores. Esta última característica possibilita a síntese de tensões CA com amplitudes mais elevadas quando comparadas às tensões geradas com as técnicas de modulação por largura de pulso (do inglês, *Pulse-Width Modulation*) ([PWM](#))<sup>2</sup> ([BUSO & MATTAVELLI, 2006](#)). Contudo, a complexidade de implementação da técnica

<sup>2</sup>Técnicas de modulação baseadas na comparação seno-triângulo, ou ainda, multiportadoras.

aumenta proporcionalmente com o aumento do número de módulos em série. Em se tratando do MMC, a SVM é mais utilizada em aplicações relacionadas com o acionamento de máquinas do que em aplicações com o conversor conectado à rede elétrica. Em acionamentos, o MMC pode ser constituído por até algumas dezenas de módulos, enquanto como compensador estático síncrono (do inglês, *Static Synchronous Compensator*) (STATCOM), por exemplo, o número de módulos pode chegar a algumas centenas por polo (RONANKI & WILLIAMSON, 2019) e (OGHORADA et al., 2019).

Por outro lado, dada a simplicidade de implementação das modulações PWM com múltiplas portadoras, inclusive em *hardware*, estas são as técnicas atualmente mais utilizadas com o MMC operando em alta frequência (DEBNATH et al., 2015). As principais representantes deste grupo são as técnicas com portadoras deslocadas em fase (do inglês, *Phase Shifted*) (PS-PWM) e com portadoras dispostas em níveis (do inglês, *Phase Disposition*) (PD-PWM) e suas variantes portadoras dispostas em níveis em oposição de fase (do inglês, *Phase Opposition Disposition*) (POD-PWM) e portadoras alternadas dispostas em níveis e em oposição de fase (do inglês, *Alternate Phase Opposition Disposition*) (APOD-PWM).

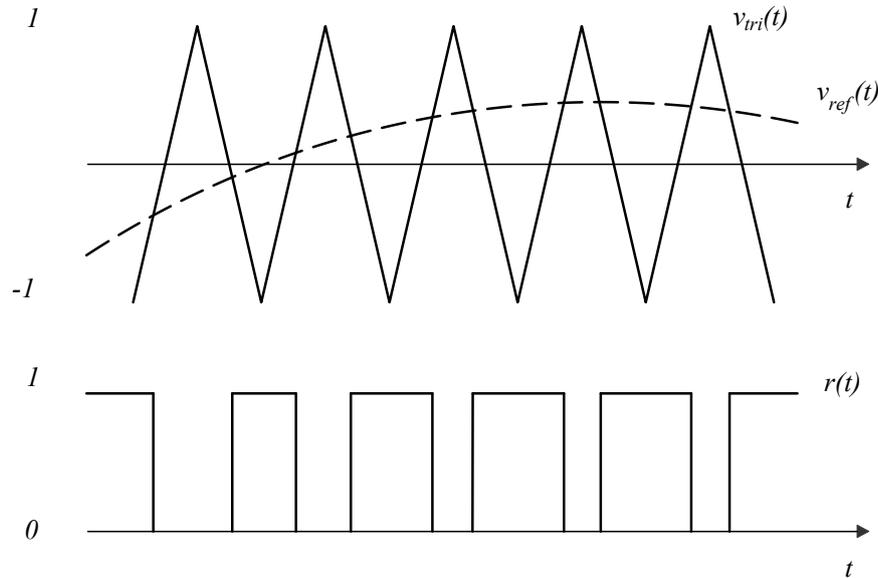
O princípio de funcionamento da modulação PWM consiste em comparar uma forma de onda triangular de alta frequência ( $v_{tri}$ ), chamada de portadora, com um sinal de referência na frequência fundamental, também chamado de sinal modulante ( $v_{ref}$ ). O resultado desta comparação é um sinal binário ( $r$ ) que pode ser usado para comandar os interruptores dos módulos do MMC, conforme ilustra a Figura 16. Na modulação multiportadoras PWM, o mesmo sinal modulante é comparado com várias portadoras triangulares ao mesmo tempo, o que resulta nos sinais de disparo dos diferentes módulos ligados em série. É importante destacar que neste tipo de modulação o número de portadoras ( $n$ ) é igual ao número de módulos por polo.

A seguir é feita uma breve descrição das técnicas de modulação PWM, ressaltando as principais características de cada uma, quando aplicadas ao MMC.

#### **2.4.1 MODULAÇÃO COM PORTADORAS DESLOCADAS EM FASE (PS-PWM)**

Na modulação PS-PWM, um sinal modulante de referência é comparado com um conjunto de  $n$  portadoras triangulares com amplitudes iguais, porém defasadas entre si por um ângulo  $\phi$ , de acordo com (2.38):

Figura 16: Princípio de funcionamento da modulação PWM.



Fonte: Autor.

$$\phi = \frac{360^\circ}{n}. \quad (2.38)$$

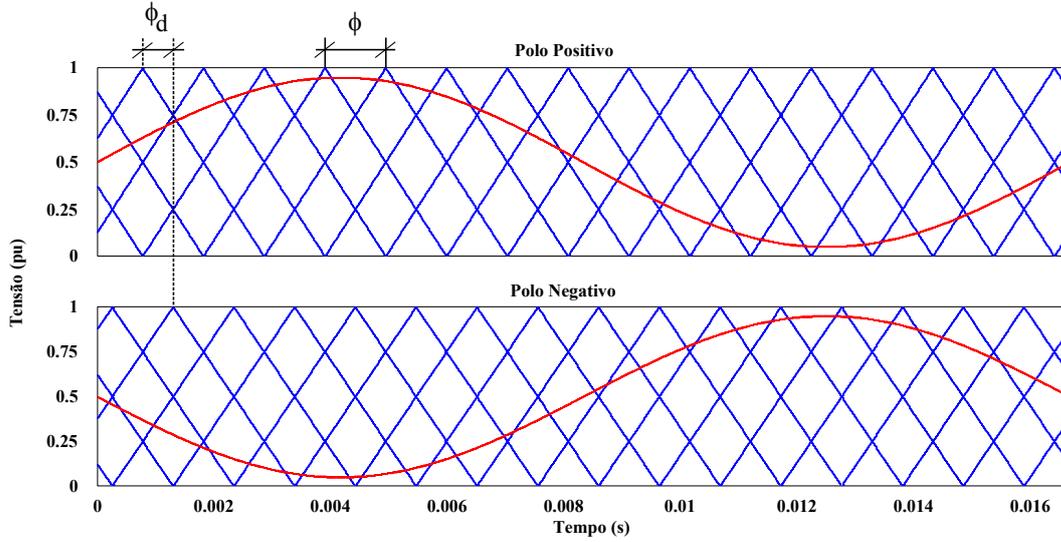
Supondo apenas uma perna do MMC, com as  $n$  portadoras triangulares associadas ao polo positivo defasadas das  $n$  portadoras correspondentes ao polo negativo de um ângulo  $\phi_d$ , dado por (2.39), o conversor é capaz de sintetizar tensão de fase contendo  $(2n + 1)$  níveis e tensão de linha com  $(4n + 1)$  níveis.

$$\phi_d = \frac{360^\circ}{2n}. \quad (2.39)$$

No entanto, se  $\phi_d = 0$ , a tensão de fase sintetizada pelo conversor apresenta um número máximo de  $(n + 1)$  níveis, enquanto a tensão de linha apresenta um número máximo de  $(2n + 1)$  níveis. A Figura 17 ilustra o princípio de funcionamento da modulação PS-PWM para uma perna do MMC. Os seguintes parâmetros foram usados para obtenção da Figura 17:  $n = 4$ , frequência das portadoras igual a 240Hz, frequência do sinal modulante igual a 60Hz e  $m_a = 0,85$ . O termo  $m_a$  é identificado como índice de modulação em amplitude e relaciona o valor pico a pico do sinal modulante com o valor pico a pico das portadoras triangulares.

Uma característica interessante relacionada a modulação PS-PWM diz respeito ao aspecto de frequências da tensão de linha. Para  $\phi_d = 0$ , o conteúdo harmônico proveniente do processo de comutação dos semicondutores aparece em bandas laterais

Figura 17: Técnica de modulação PS-PWM.



Fonte: Autor.

à frequência de  $(n.m_f \pm 1)$  Hz e também em seus múltiplos inteiros. O termo  $m_f$  corresponde ao índice de modulação em frequência, dado por:

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_0}. \quad (2.40)$$

em que  $f_{tri}$  é a frequência das portadoras triangulares e  $f_0$  é a frequência fundamental da rede elétrica (MOHAN & UNDELAND, 2007).

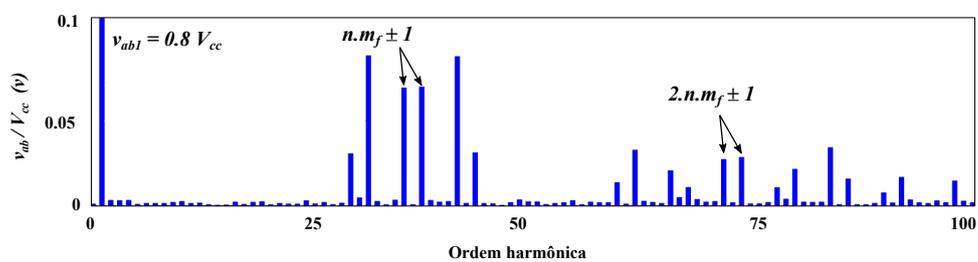
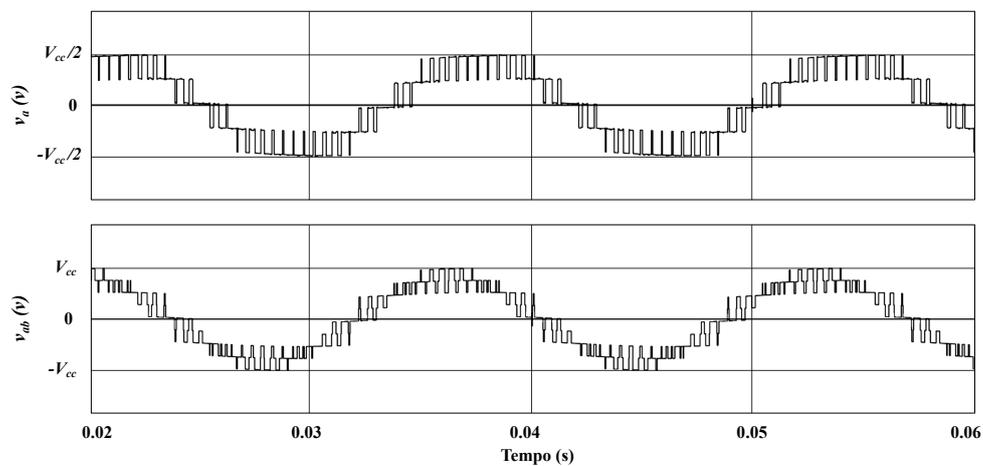
Considerando  $\phi_d$  igual ao valor obtido por (2.39), a tensão de linha correspondente tem componentes harmônicas situadas em bandas laterais à frequência de  $(2.n.m_f \pm 1)$  Hz e em seus múltiplos inteiros. A Figura 18 (a) ilustra o comportamento das tensões de fase e de linha e o espectro de frequências da tensão de linha, para  $\phi_d = 0$ , em uma perna do MMC. A Figura 18 (b) ilustra o mesmo comportamento anterior, porém, supondo  $\phi_d = \frac{360^\circ}{2n}$ . Os seguintes parâmetros foram usados para obtenção dos resultados:  $n = 4$ ,  $f_{tri} = 240Hz$ ,  $f_0 = 60Hz$  e  $m_a = 0,9$ .

#### 2.4.2 MODULAÇÃO COM PORTADORAS DISPOSTAS EM NÍVEIS

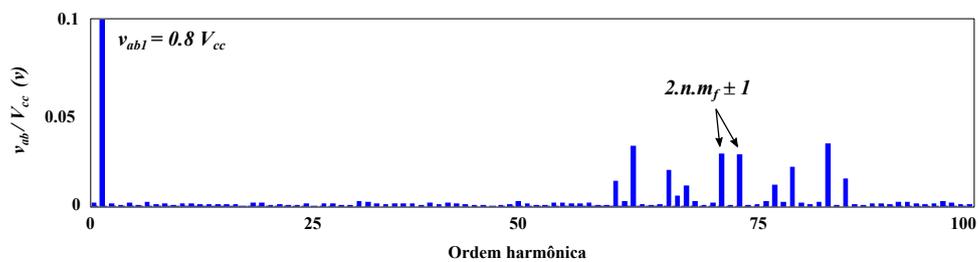
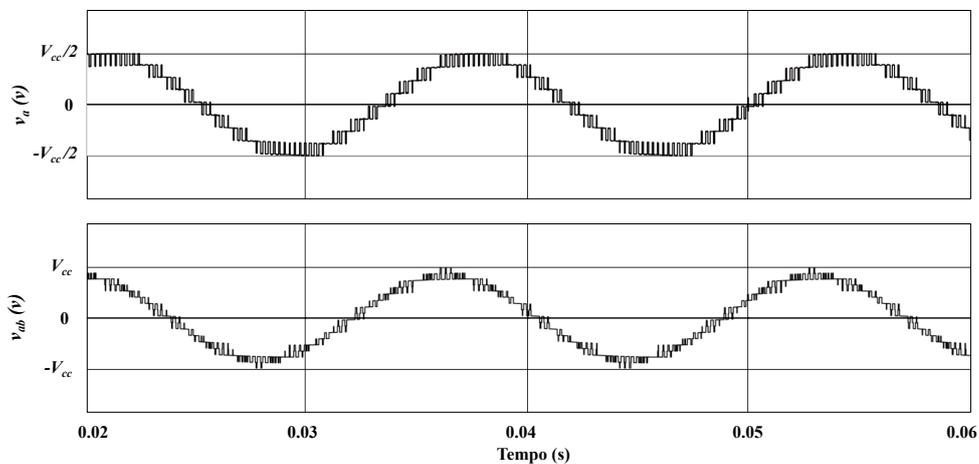
Nesta técnica de modulação são empregadas  $n$  portadoras triangulares com amplitudes e frequências idênticas, porém deslocadas entre si por um nível CC. A depender do defasamento angular entre as múltiplas portadoras, esta técnica recebe nomes distintos.

A modulação PD-PWM associada a um polo do MMC caracteriza-se por ter as  $n$

Figura 18: Características das tensões de fase e de linha, de um MMC trifásico com  $n = 4$ , quando é aplicada a modulação PS-PWM: (a)  $\phi_d = 0$ , (b)  $\phi_d = \frac{360^\circ}{2n}$ .



(a)

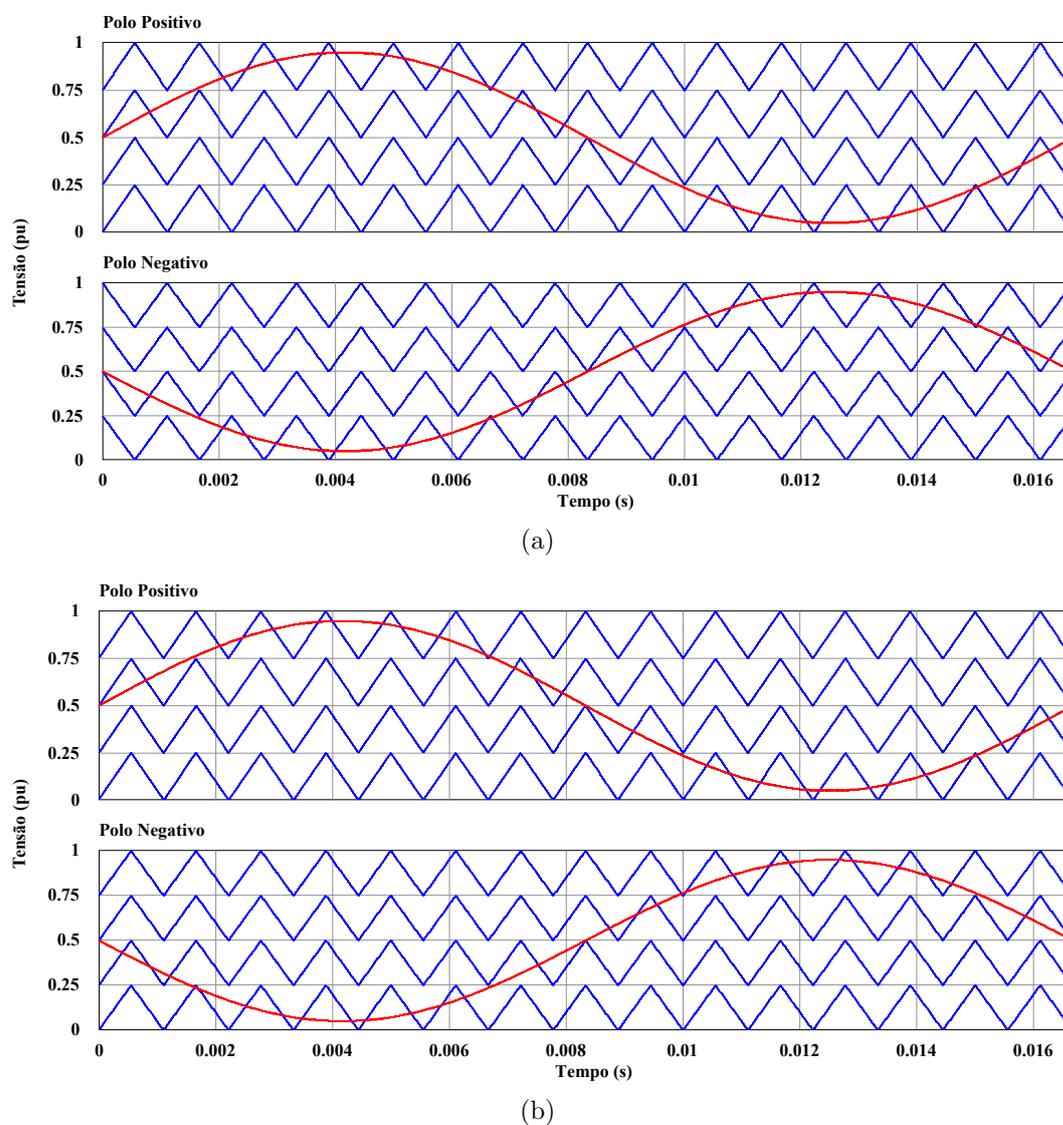


(b)

Fonte: Autor.

portadoras com a mesma fase dispostas em níveis. Quando observadas as portadoras associadas ao polo positivo em relação àquelas do polo negativo, em uma mesma perna do conversor, estas poderão estar em fase ou defasadas de  $180^\circ$ . Estando as portadoras em fase em ambos os polos, o MMC é capaz de sintetizar tensão de fase contendo  $(2n + 1)$  níveis. Caso contrário, havendo defasagem de  $180^\circ$  entre as portadoras dos polos, o MMC será capaz de sintetizar tensão de fase contendo apenas  $(n + 1)$  níveis. A Figura 19 ilustra o procedimento descrito para a modulação PD-PWM, utilizando os parâmetros  $m_a = 0,9$ ,  $m_f = 15$  e  $n = 4$ .

Figura 19: Princípio de funcionamento da modulação PD-PWM para síntese de tensão de fase com: (a)  $(n + 1)$  níveis, (b)  $(2n + 1)$  níveis.

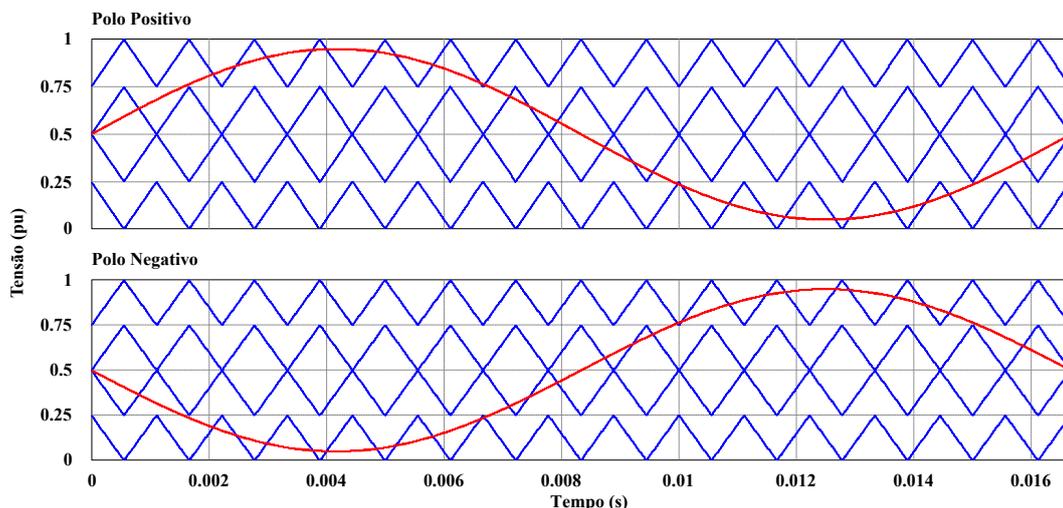


Fonte: Autor.

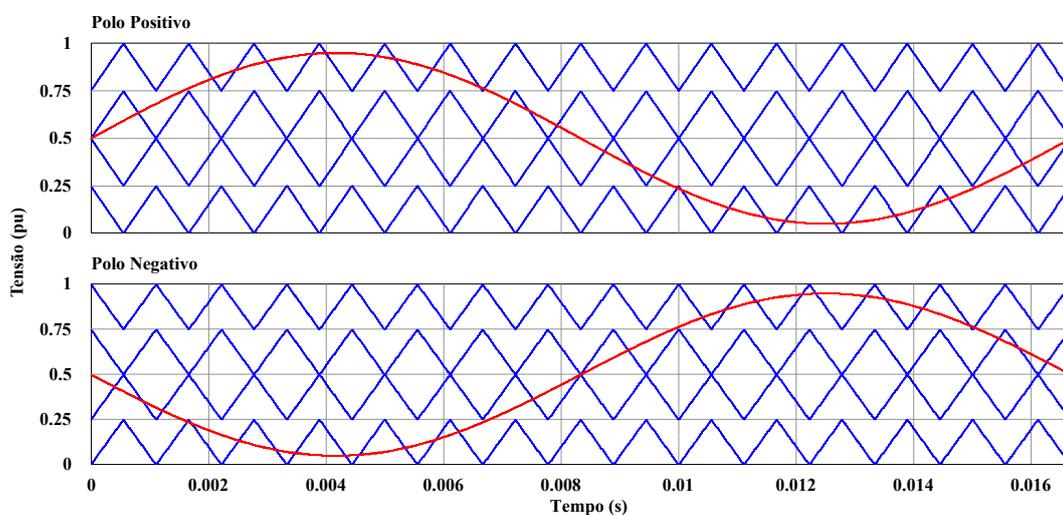
A modulação POD-PWM é uma variação da modulação PD-PWM. Tomando como referência o sinal modulante, as portadoras compreendidas no semiciclo positivo são postas em fase entre si. As portadoras contidas no semiciclo negativo também

são postas em fase entre si, porém estão  $180^\circ$  defasadas em relação às portadoras do semiciclo positivo. A [Figura 20](#) ilustra a configuração necessária para obter tensão de fase contendo  $(n + 1)$  níveis e  $(2n + 1)$  níveis, a partir da modulação [POD-PWM](#).

Figura 20: Princípio de funcionamento da modulação POD-PWM para síntese de tensão de fase com: (a)  $(n + 1)$  níveis, (b)  $(2n + 1)$  níveis.



(a)



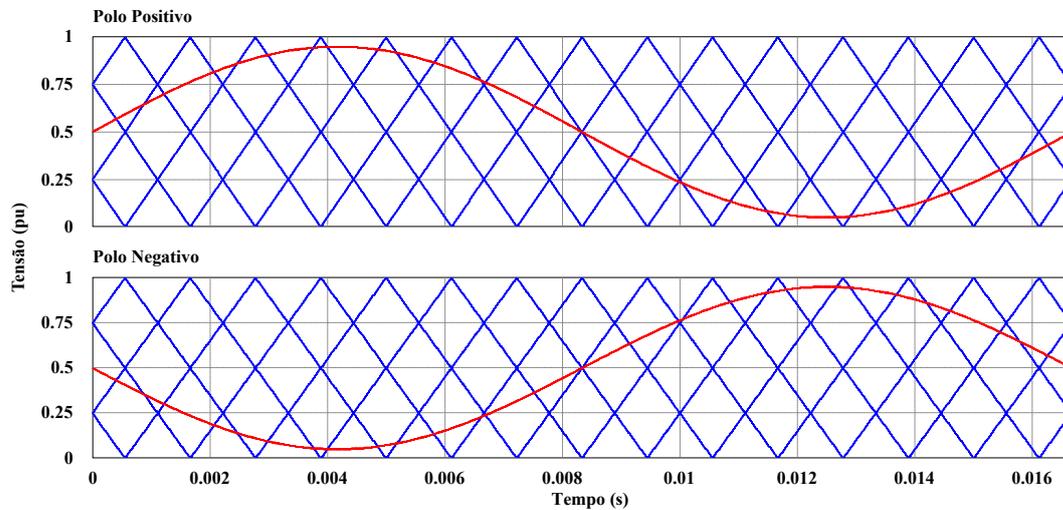
(b)

Fonte: Autor.

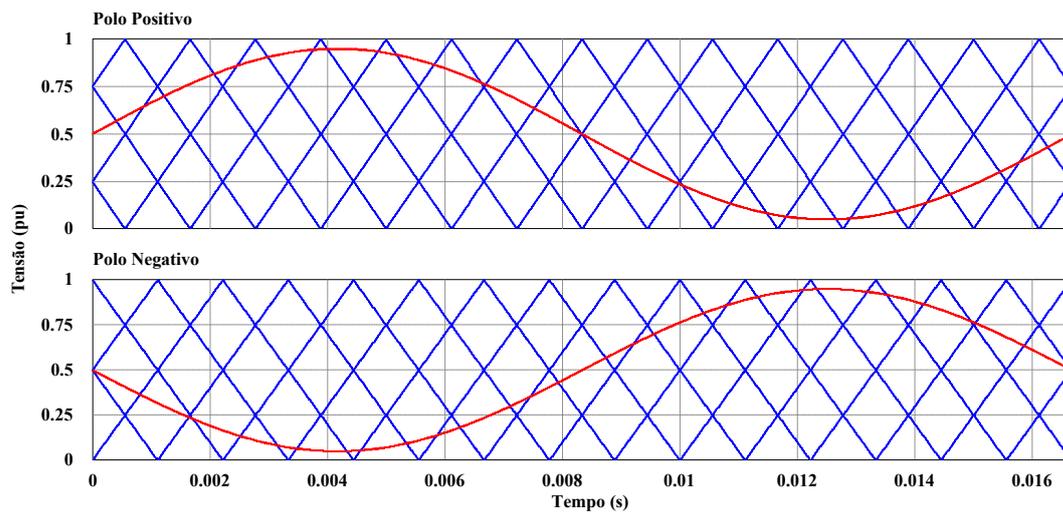
Uma segunda variação da [PD-PWM](#) foi deduzida, dando origem à modulação [APOD-PWM](#). A característica principal desta modulação é a defasagem angular de  $180^\circ$  entre as portadoras adjacentes, conforme ilustra a [Figura 21](#). Assim como demonstrado para as demais técnicas, a [Figura 21](#) apresenta a configuração necessária para se obter tensão de fase contendo  $(n + 1)$  níveis e  $(2n + 1)$  níveis, a partir da modulação [APOD-PWM](#).

Em ([CARRARA et al., 1992](#); [AGELIDIS & CALAIS, 1998](#); [MCGRATH & HOLMES, 2002](#))

Figura 21: Princípio de funcionamento da modulação APOD-PWM para síntese de tensão de fase com: (a)  $(n + 1)$  níveis, (b)  $(2n + 1)$  níveis.



(a)



(b)

Fonte: Autor.

foram realizados estudos para verificar o desempenho das técnicas de modulação com portadoras deslocadas verticalmente. Naquela oportunidade, para efeito de comparação, foram utilizados conversores multiníveis do tipo NPC, FC e CHB. As diferenças encontradas entre a PD-PWM, a POD-PWM e a APOD-PWM estão relacionadas, principalmente, com a simetria da tensão multinível gerada e com o conteúdo harmônico presente nestas tensões. Todavia, quando aplicadas ao MMC estas técnicas não apresentam diferenças significativas (CÚNICO, 2013).

No que diz respeito ao conteúdo harmônico da tensão de linha, independente da modulação ser PD-PWM, a POD-PWM ou APOD-PWM, o conteúdo harmônico aparece em bandas laterais à frequência de  $(m_f \pm 1)$  Hz quando a tensão de fase tiver  $(n+1)$

níveis e  $(2.m_f \pm 1)$  Hz quando a tensão de fase tiver  $(2n + 1)$  níveis. Diferente do que ocorre para a modulação **PS-PWM**, as componentes harmônicas da tensão de linha das modulações baseadas em portadoras deslocadas em níveis independe da quantidade de módulos do MMC.

A modulação **PD-PWM** e suas variantes têm como desvantagem a utilização de sinal dos interruptores. Ou seja, alguns módulos são comandados mais vezes do que outros dentro de um período do sinal modulante. Como consequência, há distribuição irregular de energia entre os módulos do **MMC**, aumento do conteúdo harmônico das tensões CA, desequilíbrio das tensões dos capacitores, entre outros (DU et al., 2017). Para contornar essas características indesejadas, Kang, Lee e Hyun (2004) e Jin et al. (2005) propuseram técnicas de rotação de portadoras para equalizar as tensões dos capacitores.

Do ponto de vista experimental, a implementação em *hardware* das técnicas formadas por portadoras deslocadas em níveis exige menor esforço computacional se comparada a técnica **PS-PWM**.

### 2.4.3 DIFERENÇAS ENTRE MODULAÇÕES $(n + 1)$ e $(2n + 1)$

Independente da técnica de modulação aplicada ao **MMC** é possível sintetizar tensão CA com mais ou menos níveis, conforme verificado na seção anterior. Supondo sinal modulante senoidal, quanto maior o número de níveis contidos na tensão CA menor é a sua **THD**. A Tabela 3 apresenta a comparação entre as técnicas de modulação e a **THD** da tensão de fase para  $(n + 1)$  e  $(2n + 1)$  níveis. Os parâmetros utilizados para o **MMC** foram os mesmos contidos na Tabela 2, com  $m_a = 0,9$  e  $m_f = 30$ . De modo a igualar a frequência de comutação entre todas as técnicas avaliadas, a frequência das portadoras da modulação **PS-PWM** foi ajustada em 450Hz.

Tabela 3: Comparativo entre modulações

Modulação	THD (%)
PS-PWM $(n + 1)$	33,23%
PS-PWM $(2n + 1)$	16,68%
PD-PWM $(n + 1)$	33,43%
PD-PWM $(2n + 1)$	16,62%
POD-PWM $(n + 1)$	33,23%
POD-PWM $(2n + 1)$	16,62%
APOD-PWM $(n + 1)$	33,60%
APOD-PWM $(2n + 1)$	16,58%

Fonte: Adaptado de (CÚNICO, 2013).

Os resultados apresentados na [Tabela 3](#) permitem duas conclusões. A [THD](#) tem uma dependência maior com a opção de se gerar  $(n + 1)$  ou  $(2n + 1)$  níveis do que com a própria técnica de modulação escolhida. Outra questão observada está relacionada ao desempenho das modulações com portadoras deslocadas em níveis. Praticamente não há diferenças significativas entre elas.

Todavia, há outros aspectos relevantes a se considerar antes de se optar por gerar mais ou menos níveis nos terminais CA. Levando-se em consideração apenas uma perna do [MMC](#), há  $n$  módulos no polo positivo e  $n$  módulos no polo negativo. Optando-se por sintetizar tensão CA com  $(n + 1)$  níveis, o número de módulos ativos em uma perna do [MMC](#) é igual a  $n$  a qualquer momento. Ou seja, supondo  $n = 4$ , se três módulos estiverem ativos no polo positivo necessariamente um módulo deve permanecer ativo no polo negativo, com os outros módulos da mesma perna do [MMC](#) permanecendo em *bypass*. Nesta situação analisada, verifica-se que a tensão total do lado CC divide-se entre os módulos ativos, ou seja, cada capacitor fica submetido a uma tensão igual a  $V_{cc}/4$ . Periodicamente os módulos ativos se alternam, de modo que os capacitores dos  $2n$  módulos ficam submetidos a mesma tensão. Na técnica de modulação  $(n + 1)$  a diferença de potencial nos terminais dos indutores dos polos é, teoricamente, igual a zero ([SAEEDIFARD & IRAVANI, 2010](#)).

Não obstante, optando-se por sintetizar tensões CA com  $(2n + 1)$  níveis, o número de módulos ativos em uma perna do [MMC](#) varia entre  $(n - 1)$ ,  $n$  e  $(n + 1)$ . Em aplicações em que há fonte conectada no lado CC do conversor, os indutores dos polos são submetidos a uma tensão igual à diferença entre a tensão do barramento CC e a tensão dos módulos ativos. Neste caso, observa-se um aumento da ondulação em alta frequência da corrente dos polos do MMC ([CÚNICO, 2013](#); [SILVA et al., 2015](#)). Em aplicações como Filtro Ativo o barramento está desconectado. A variação do número de módulos ativos entre  $(n - 1)$ ,  $n$  e  $(n + 1)$  provoca ondulação de alta frequência na tensão do barramento igual a  $\frac{V_{cc}}{n}$ . Quanto maior o número de módulos em série menor também é o efeito provocado pela ondulação de tensão.

Por fim, outra questão a ser considerada no projeto dos módulos do MMC é o efeito da capacitância equivalente. Ao sintetizar tensão CA com  $(2n + 1)$  níveis o número de módulos ativos varia, assim como a capacitância equivalente vista pelos terminais CA. A interação entre a capacitância equivalente variável e os indutores dos polos pode provocar efeitos indesejáveis como ressonâncias internas. Este fato não ocorre quando opta-se por sintetizar tensão CA com  $(n + 1)$  níveis.

## 2.5 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram apresentados os princípios de funcionamento do MMC. Por meio de um circuito equivalente simplificado foi possível verificar a influência das tensões dos capacitores dos módulos e dos estados de condução dos interruptores sobre a síntese de tensões multiníveis.

Adicionalmente, foi feita uma análise qualitativa do fluxo de corrente pelo MMC. Verificou-se que as correntes nos polos são formadas por três parcelas: uma CA, outra CC e a terceira parcela, chamada de corrente circulante, caracteriza-se por uma corrente de sequência negativa contendo harmônicas que são múltiplos pares da frequência fundamental. Para aumentar a eficiência do conversor e otimizar o projeto dos elementos constituintes do MMC é preciso mitigar as correntes circulantes.

Diferentes técnicas de modulação podem ser empregadas para fazer o conversor sintetizar tensões multiníveis. Neste sentido, foi feita uma revisão das principais técnicas de modulação multiportadoras, sendo observadas características tais como: facilidade de implementação em *hardware*, frequência das portadoras triangulares, número de níveis possíveis de serem sintetizados e a THD da tensão CA. Com base nestas características, a técnica selecionada para a implementação experimental foi a modulação PD-PWM.



### 3 EQUALIZAÇÃO DAS TENSÕES DOS CAPACITORES DO MMC

#### 3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentadas metodologias para equalizar as tensões dos capacitores dos módulos do MMC. Ainda que o sistema de controle em malha fechada possa contar com controladores de tensão do barramento CC e da tensão dos polos, estes não garantem que as tensões nos diversos módulos sejam iguais.

A equalização das tensões somente pode ser efetivada devido à redundância dos estados de condução dos interruptores estáticos para a síntese da tensão CA, conforme exemplificado na [Tabela 1](#). Porém, apesar da característica da redundância estar presente na topologia do MMC, as técnicas de modulação apresentadas no capítulo anterior são insuficientes para proceder sozinhas com a equalização das tensões CC.

Na literatura, duas estratégias são frequentemente discutidas para equalizar as tensões nos capacitores dos módulos. A primeira estratégia consiste em projetar controladores individuais para regular as tensões de cada módulo ([HAGIWARA & AKAGI, 2009](#)). A segunda estratégia utiliza um algoritmo para ordenar hierarquicamente os módulos em função das tensões de seus capacitores. Posteriormente, o algoritmo determina quais módulos devem ficar ativos e quais devem ficar inativos ([SAEEDIFARD & IRAVANI, 2010](#); [DARUS et al., 2015](#)).

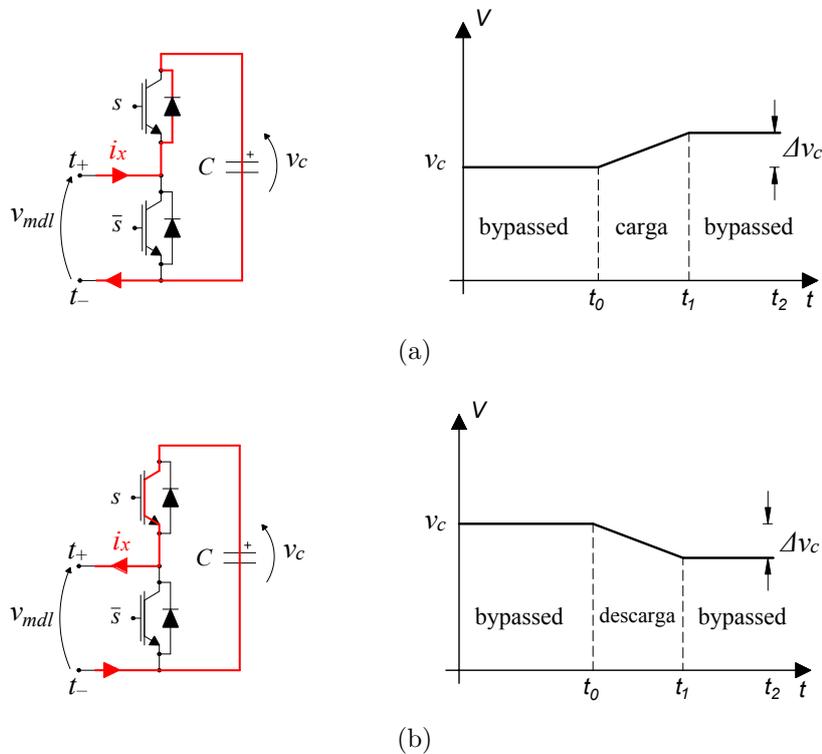
Nas seções seguintes são exploradas as duas estratégias de equalização, de modo a destacar as características, vantagens e desvantagens de cada uma delas.

#### 3.2 PROCEDIMENTO DE CARGA E DESCARGA DOS CAPACITORES

A [Figura 22](#) ilustra o procedimento de carga e descarga dos capacitores dos módulos. Este processo depende dos estados de condução dos interruptores estáticos e da direção da corrente nos polos. Quando um módulo qualquer está ativo, o caminho natural de

circulação da corrente do polo passa pelo capacitor do módulo em questão. Assumindo o sentido positivo da corrente quando esta entrar pelo terminal  $t+$ , a tensão do capacitor aumenta. Caso contrário, estando o módulo ativo e o sentido da corrente for negativo (corrente do polo saindo pelo terminal  $t+$ ), a tensão no capacitor diminui. A [Tabela 4](#) resume o procedimento descrito. A tensão  $V_{mdl}$  representa o valor médio da tensão de saída do módulo,  $V_{cc}$  é a tensão total do barramento CC,  $n$  representa o número de módulos por polo do conversor e  $i_x$  ( $x = p$  ou  $n$ ) representa a corrente no polo positivo ou negativo em uma perna do MMC.

Figura 22: Processo de carga e descarga do capacitor quando o sentido da corrente é: (a) positivo e (b) negativo



Fonte: Adaptada de ([PAUCAR, 2014](#)).

Tabela 4: Condições para que haja carga e descarga dos capacitores

Estado	s	$\bar{s}$	$v_{mdl}$	$i_x$	Capacitor
ativo	conduz	bloqueado	$\frac{V_{cc}}{n}$	$> 0$	carrega
				$< 0$	descarrega
inativo	bloqueado	conduz	0	$> 0$	<i>bypassed</i>
				$< 0$	<i>bypassed</i>

Fonte: ([GHETTI et al., 2017](#)).

A ondulação de tensão no capacitor pode ser calculada considerando a corrente do polo constante durante todo o intervalo de tempo em que acontece o processo de carga

e descarga, ou seja, entre  $t_0$  e  $t_1$ . Desta forma, é possível extrair as relações (3.1) e (3.2):

$$v_c(t) = \frac{1}{C} \int_{t_0}^{t_1} i_x(t) dt, \quad (3.1)$$

$$\Delta v_c = \frac{1}{C} i_x \Delta t. \quad (3.2)$$

em que,  $\Delta t = t_1 - t_0$ .

É possível, inclusive, definir a capacitância mínima do módulo, de acordo com (3.3) em função da corrente do polo, da ondulação de tensão desejada para o capacitor e do tempo em que o módulo permanece ativo:

$$C_{min} = i_x \frac{\Delta t}{\Delta v_c}, \quad (3.3)$$

em que  $v_c$  representa a tensão do capacitor.

De acordo com [Chuco e Watanabe \(2011\)](#), a variação da tensão dos capacitores deve ser limitada em até 5% do seu valor nominal para não comprometer a resposta dinâmica do sistema. A capacitância é determinada considerando o pior caso, quando o intervalo de tempo  $\Delta t$  for de um período da portadora triangular (tempo máximo que um módulo permanecer ativo, supondo modulação PWM).

### **3.3 EQUALIZAÇÃO DAS TENSÕES DOS CAPACITORES EMPREGANDO CONTROLADORES INDEPENDENTES**

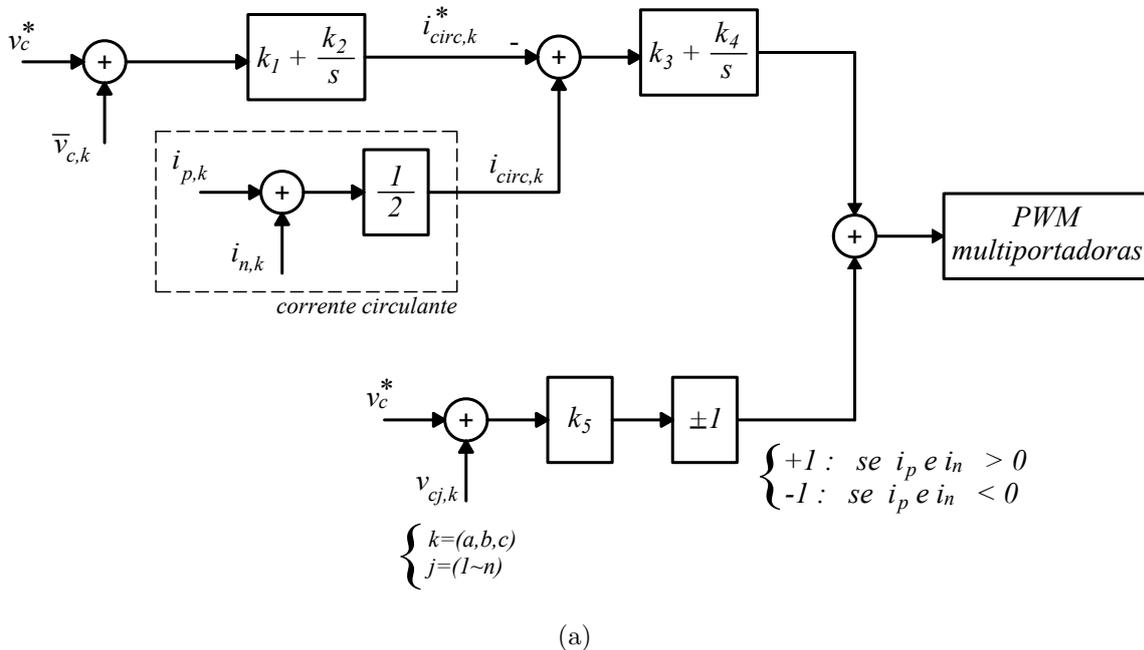
Em ([HAGIWARA & AKAGI, 2009](#)) foi proposto um controle para equalizar as tensões dos capacitores dos módulos por meio de controladores independentes. A [Figura 23](#) ilustra o diagrama de blocos do sistema de controle proposto para cada perna do MMC.

Essencialmente, o sistema de controle é constituído por duas etapas. Na primeira delas é realizado o controle da tensão CC média de uma perna do conversor, em que  $(\bar{v}_{c,j})$  é definida por (3.4). O sinal de saída deste controlador gera o sinal de referência para a corrente circulante da perna do conversor em questão. Em um outro estágio do sistema de controle são compensadas as parcelas harmônicas da corrente circulante.

$$\bar{v}_{c,k} = \frac{1}{n} \sum_{i=j}^n \bar{v}_{c,j}, \quad (k = a, b, c \quad e \quad j = 1, 2, 3, \dots, n). \quad (3.4)$$

Na segunda etapa são implementados os controladores independentes dos módulos. A tensão de cada capacitor é medida e comparada com uma tensão de referência definida por  $V_{cc}/n$ . Um eventual sinal de erro diferente de zero é compensado por um controlador do tipo proporcional. Dependendo do sentido da corrente nos polos, o sinal de erro compensado assume valores positivos ou negativos. Quando a corrente do polo é positiva, o tempo de ativação dos módulos com as menores tensões aumenta para que os capacitores possam se carregar. No entanto, quando a corrente do polo for negativa é necessária a troca do sinal na saída do controlador para que a lógica de controle se inverta. Portanto, nesta técnica de controle é gerado um sinal modulante para cada tensão CC que se deseja equalizar.

Figura 23: Diagrama de blocos do sistema de controle independente das tensões CC, relativo ao polo positivo de uma perna do MMC.



Fonte: Adaptada de (HAGIWARA & AKAGI, 2009).

### 3.4 EQUALIZAÇÃO DAS TENSÕES DOS CAPACITORES EMPREGANDO ALGORITMOS DE ORDENAÇÃO

O processo de equalização das tensões dos capacitores, por meio de algoritmos de ordenação, inicia-se com a determinação do número de módulos que devem estar ativos

nos polos positivo ( $m_p$ ) e negativo ( $m_n$ ) nas três pernas do MMC. Em [Saeedifard e Iravani \(2010\)](#), a identificação dos módulos ativos foi feita usando a modulação PD-PWM modificada. A técnica descrita por [Saeedifard e Iravani \(2010\)](#) tem como vantagem ser de fácil implementação em *hardware* e com baixo esforço computacional.

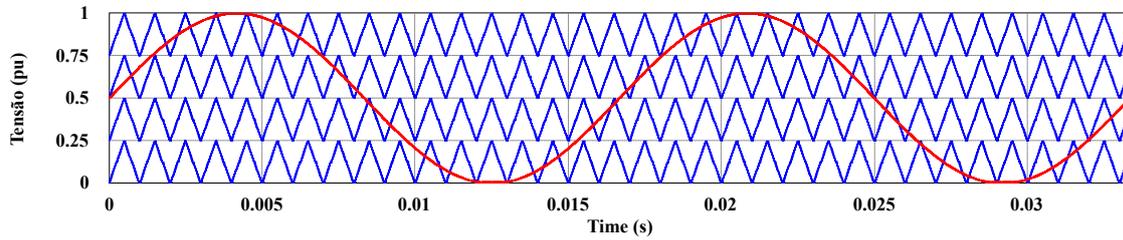
A [Figura 24](#) (a) ilustra as formas de onda do sinal modulante e das portadoras triangulares da modulação PD-PWM convencional, para  $n = 4$ . Na [Figura 24](#) (b) são mostrados os sinais digitais C1, C2, C3 e C4, que são o resultado da comparação do sinal modulante com as portadoras, respectivamente. Convencionalmente estes sinais digitais são usados para comandar os interruptores estáticos. Porém, segundo [Saeedifard e Iravani \(2010\)](#), os sinais C1, C2, C3 e C4 quando somados identificam o número de módulos que devem estar ativos a cada instante de tempo em um dos polos do conversor. A [Figura 24](#) (c) ilustra o número de módulos que devem estar ativos no polo positivo da fase A do conversor.

A identificação do número de módulos ativos ( $m_p$  e  $m_n$ ) é um dos requisitos para o funcionamento da equalização via algoritmo de ordenação. Além destes dois parâmetros, é necessário conhecer a tensão de cada capacitor e o sentido da corrente em cada polo. Por exemplo, se a corrente no polo for positiva, selecionam-se os módulos cujos capacitores estão menos carregados para que os mesmos se carreguem. Por outro lado, se a corrente pelo polo for negativa, o algoritmo seleciona, dentre os módulos ativos, àqueles cujos capacitores estão mais carregados para que os mesmos se descarreguem. Procedido a escolha dos módulos nos polos positivos e negativos nas três pernas do conversor, são gerados, portanto, os sinais de disparo dos interruptores.

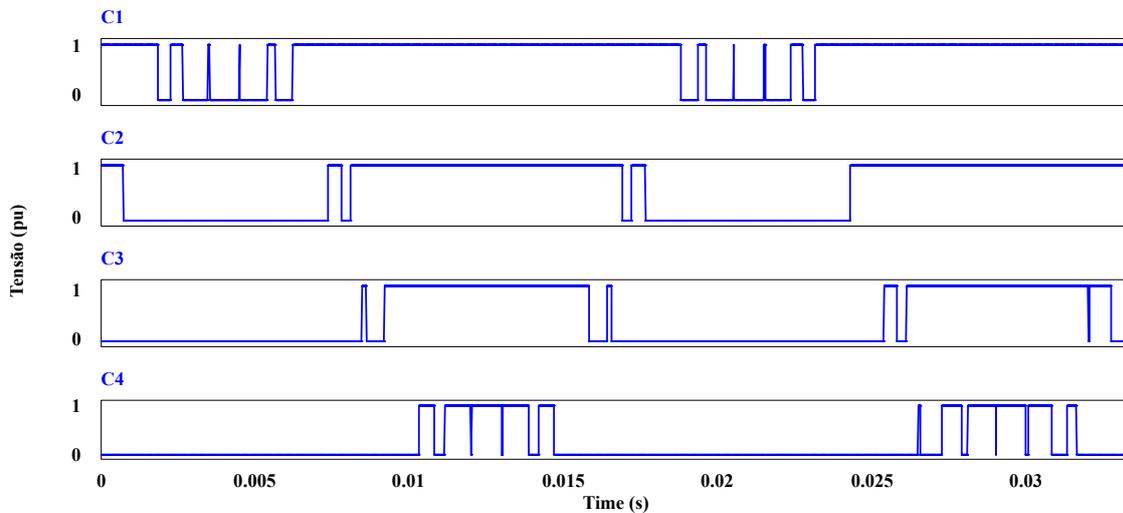
O algoritmo proposto por ([SAEEDIFARD & IRAVANI, 2010](#)) pode ser otimizado para que seja reduzido o número de comutações dos interruptores. Se, em invés de comutar os  $m_p$  módulos ativos do polo positivo de uma perna do MMC forem comutados a diferença entre o  $m_p$  determinado no instante de tempo atual e o  $m_p$  obtido na iteração anterior. O mesmo procedimento é adotado para os  $m_n$  módulos ativos do polo negativo. O fluxograma ilustrado na [Figura 25](#) exemplifica o funcionamento do algoritmo de equalização. Deste modo, para a implantação do algoritmo em questão, é necessário ter a informação tanto do número de módulos que devem estar ativos no instante presente, quanto do número de módulos ativos da execução anterior.

Pelo exposto, verifica-se que a ordenação dos módulos em função das tensões de seus capacitores é fundamental para sintetizar tensão multinível nos terminais CA do MMC. Por este motivo, o algoritmo de ordenação deve ser rápido o suficiente para

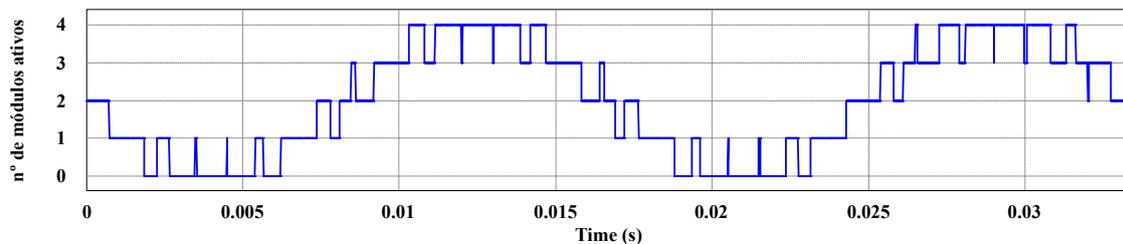
Figura 24: (a) Modulação PD-PWM para  $n = 4$ . (b) Sinais obtidos a partir da comparação do sinal modulante com as portadoras triangulares. (c) Identificação do número de módulos ativos em um determinado polo do MMC.



(a)



(b)



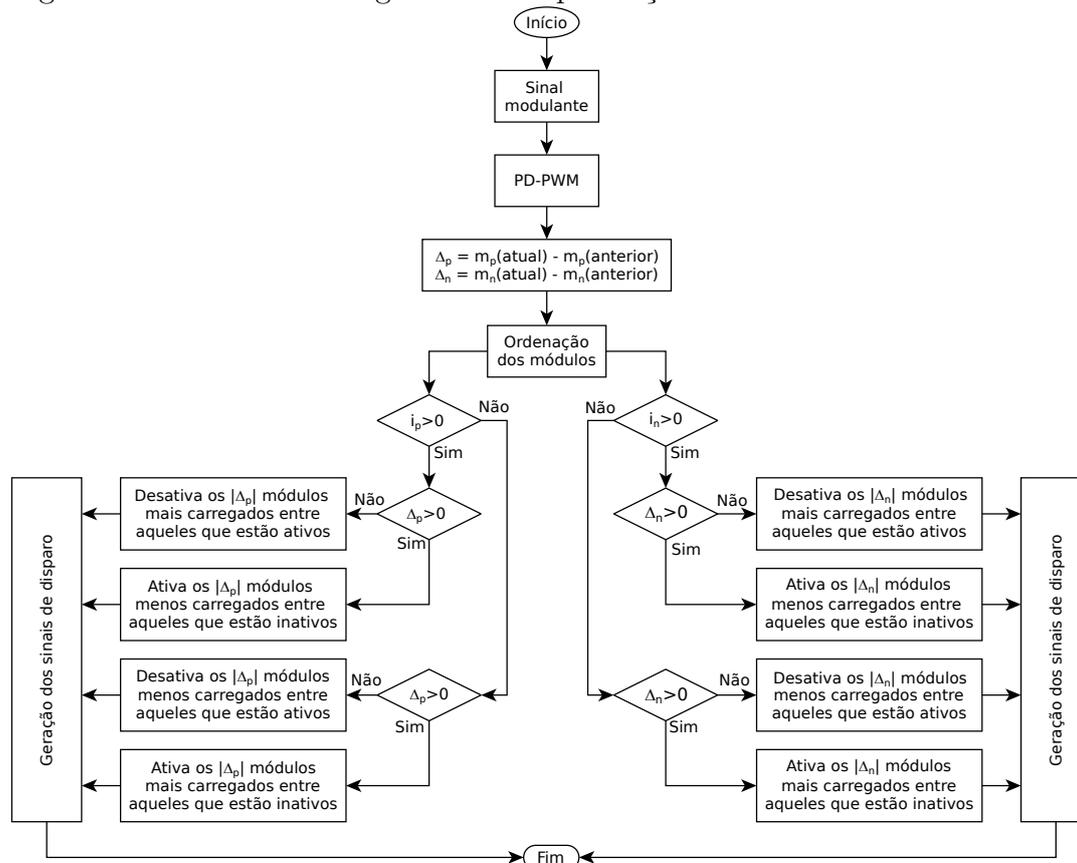
(c)

Fonte: Autor.

ordenar os módulos sem interferir nas demais rotinas do algoritmo de controle.

Neste trabalho, a técnica de equalização das tensões CC adotada foi esta baseada em algoritmo de ordenação em conjunto com a modulação PD-PWM modificada. Justifica-se esta escolha por se tratar de uma técnica de fácil implementação em *hardware* e de baixo esforço computacional quando o número de módulos não é demasiadamente elevado.

Figura 25: Estrutura do algoritmo de equalização das tensões CC dos módulos.



Fonte: Adaptada de (GHETTI et al., 2017).

### 3.5 ALGORITMOS DE ORDENAÇÃO

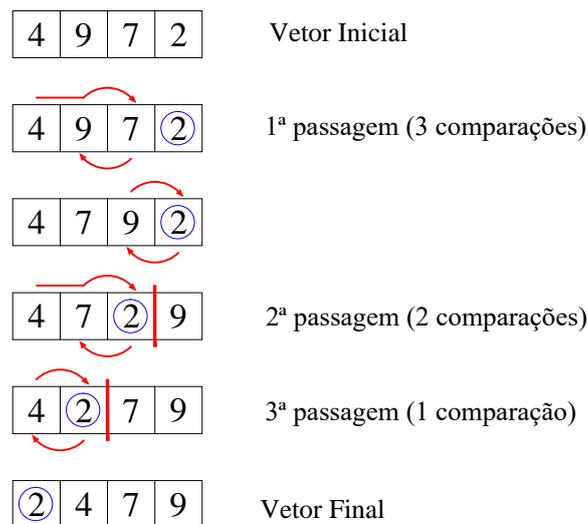
Diferentes métodos de ordenação podem ser usados no processo de equalização das tensões CC dos módulos do MMC (BARNETT & TONGO, 2008). O desempenho de cada um depende basicamente de dois fatores: (i) a quantidade de dados a serem ordenados ( $n$ ) e (ii) a forma como os dados estão desorganizados. O pior caso ocorre quando os dados, no caso as tensões, estão dispostas em ordem inversa a que se deseja ordenar. Por outro lado, quando os dados já estão ordenados o tempo de execução será menor, sendo este considerado o melhor caso.

A seguir é apresentada uma descrição sucinta dos principais métodos de ordenação propostos na literatura e investigados neste trabalho para ranquear as tensões dos capacitores dos módulos.

### 3.5.1 MÉTODO DA BOLHA

Para ordenar um vetor com  $n$  posições, o método da bolha percorre o vetor ( $n - 1$ ) vezes. Em cada passo, os elementos adjacentes são comparados e trocados se necessário. Na [Figura 26](#) é mostrado um exemplo da ordenação de um vetor de quatro posições utilizando o método da bolha.

Figura 26: Ordenação de um vetor de 4 posições através do método da bolha.



Fonte: ([GHETTI et al., 2017](#)).

Note que após percorrer o vetor pela primeira vez, o maior elemento da sequência é movido para a última posição. No geral, após percorrer o vetor  $x$  vezes, as últimas  $x$  posições do vetor estarão ordenadas e não precisarão mais ser considerados.

O tempo de execução deste método no melhor caso é semelhante ao ideal, ou seja, proporcional a  $n$ . Por outro lado, no pior caso, o tempo é proporcional a  $n^2$ .

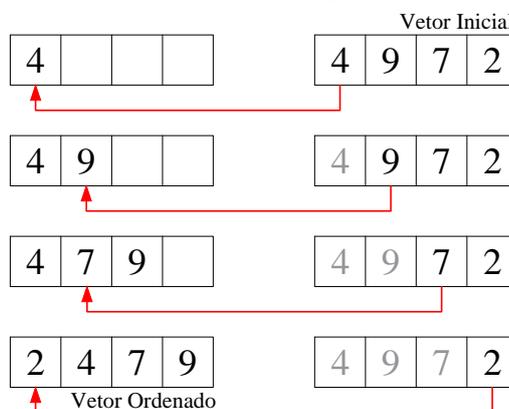
### 3.5.2 MÉTODO DA INSERÇÃO

O método da inserção sistematiza o procedimento que o ser humano adota para colocar em ordem um baralho de cartas. O desempenho do método, tanto no melhor caso quanto no pior caso, é semelhante ao método da bolha ([BARNETT & TONGO, 2008](#)).

As iterações começam com o segundo elemento sendo comparado com o primeiro e trocando de posição se for menor. Nas iterações seguintes o elemento a ser inserido no vetor de ordenação é comparado com os elementos à sua esquerda e troca de posição sempre que for menor. Quando o elemento à esquerda for menor, passa-se pra próxima

iteração. Na [Figura 27](#) é ilustrado um exemplo da ordenação de um vetor de quatro posições através da utilização deste método.

Figura 27: Ordenação de um vetor de 4 posições através do método da inserção.

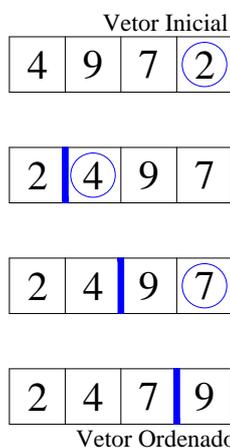


Fonte:(GHETTI et al., 2017).

### 3.5.3 MÉTODO DA SELEÇÃO

O método da seleção é baseado na ideia de escolher o menor elemento do vetor, depois o segundo menor, e assim por diante (BARNETT & TONGO, 2008). Apesar disso, o método não apresenta bom desempenho. Tanto no melhor caso quanto no pior, os tempos de ordenação são semelhantes e proporcionais a  $n^2$ . A [Figura 28](#) ilustra a ordenação de um vetor de quatro posições utilizando o método da seleção.

Figura 28: Ordenação de um vetor de 4 posições através do método da seleção.



Fonte:(GHETTI et al., 2017).

### 3.5.4 MÉTODO SHELL

O método *shell* pode ser compreendido como uma variação eficiente do método da inserção (BARNETT & TONGO, 2008). Os tempos de execução são proporcionais a  $n \cdot \log(n)$  e  $n \cdot \log^2(n)$  no melhor e o pior caso, respectivamente, evidenciando a melhora no desempenho.

Enquanto a inserção compara apenas elementos adjacentes, o Shell permite comparar elementos separados por uma distância  $h$ . Essa distância  $h$  deve seguir uma sequência decrescente que termina em 1, de forma que para  $h = 1$  o algoritmo equivale ao da inserção. Um exemplo de sequência é dado a seguir:

$$h(n) = \begin{cases} 3h(n-1) + 1, & n = 2, 3, 4, \dots \\ 1, & n = 1 \end{cases} \quad (3.5)$$

Note que se o último elemento do vetor for o menor, com o método da inserção serão necessárias  $(n-1)$  iterações para inseri-lo na primeira posição. O método Shell contorna esse problema comparando elementos distantes e possibilitando que a ordenação se complete usando menos iterações.

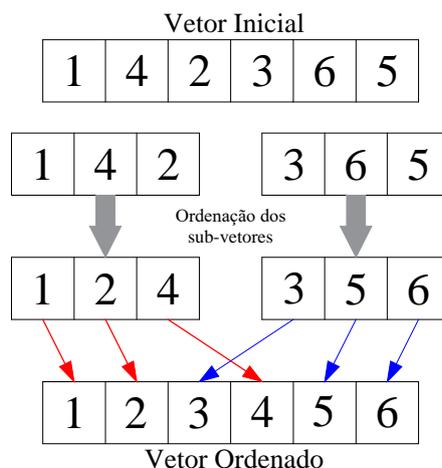
### 3.5.5 MÉTODO DA FUSÃO (MERGE)

Este método divide um vetor em dois subvetores de tamanhos similares para ordená-los separadamente e em seguida fundi-los (BARNETT & TONGO, 2008). Para melhorar o desempenho do método é possível dividir os subvetores sucessivamente até um certo tamanho antes de iniciar o processo de ordenação. O tempo de execução deste método tanto no melhor quanto no pior caso é proporcional a  $n \cdot \log(n)$ . Na Figura 29 é ilustrado um exemplo do método da fusão aplicado a um vetor de seis posições.

### 3.5.6 MÉTODO QUICK

Este método se difere do método da fusão na forma de dividir do vetor a ser ordenado. Enquanto o método da fusão divide o vetor ao meio e ordena os subvetores antes de uni-los novamente, o método *quick* escolhe um elemento chamado pivô e passa os elementos menores que ele para esquerda e os maiores para a direita, depois ordena esses dois subvetores. Dessa forma é necessário apenas unir os dois subvetores já que os elementos da esquerda são menores que os da direita.

Figura 29: Ordenação de um vetor de 6 posições através do método da fusão.



Fonte: (GHETTI et al., 2017).

A escolha do pivô pode afetar o desempenho deste método sendo o tempo de execução no melhor caso é semelhante ao do método anterior. Contudo, no pior caso, o tempo de execução pode ser  $n^2$ .

### 3.6 COMPARAÇÃO DOS MÉTODOS DE ORDENAÇÃO

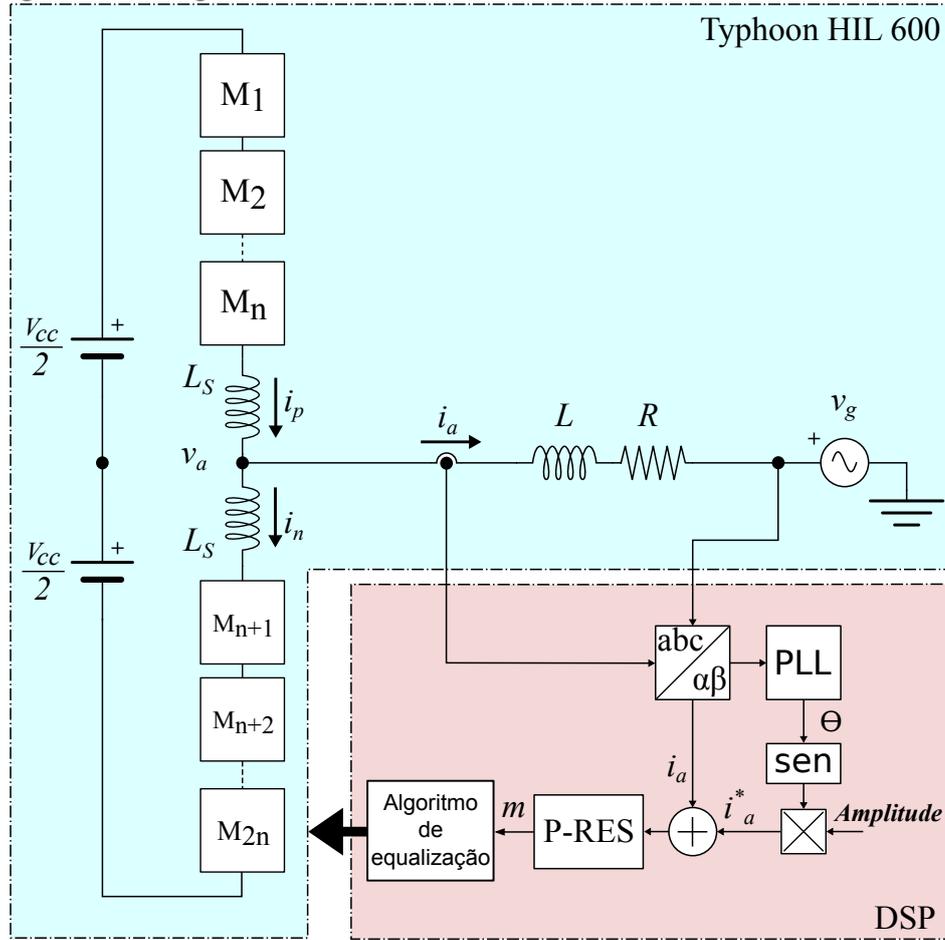
O desempenho dos métodos de ordenação é diretamente dependente do número de módulos do conversor e da forma como as tensões dos capacitores estão desequilibradas. Devido ao fato das tensões CC possuírem uma característica dinâmica própria, quantificar a eficiência dos métodos abordados na seção anterior apenas avaliando um vetor de dados com valores aleatórios não é a metodologia mais adequada.

Neste sentido, foi planejada uma aplicação típica do MMC, em que o conversor é controlado para injetar energia na rede elétrica. O objetivo desta aplicação é comparar e avaliar o desempenho dos métodos de ordenação na prática. O sistema para realizar os testes foi montado na configuração *control-hardware-in-the-loop*, conforme ilustrado na Figura 30.

Nas subseções a seguir está descrito o sistema montado para a realização dos testes, bem como da metodologia adotada para avaliar os algoritmos de ordenação.

#### 3.6.1 SISTEMA CONTROL-HARDWARE-IN-THE-LOOP

O circuito de potência formado pelo MMC e a rede elétrica foi modelado no simulador de tempo real Typhoon HIL 600. Já o sistema de controle de corrente em

Figura 30: Diagrama de blocos do sistema *control-hardware-in-the-loop*.

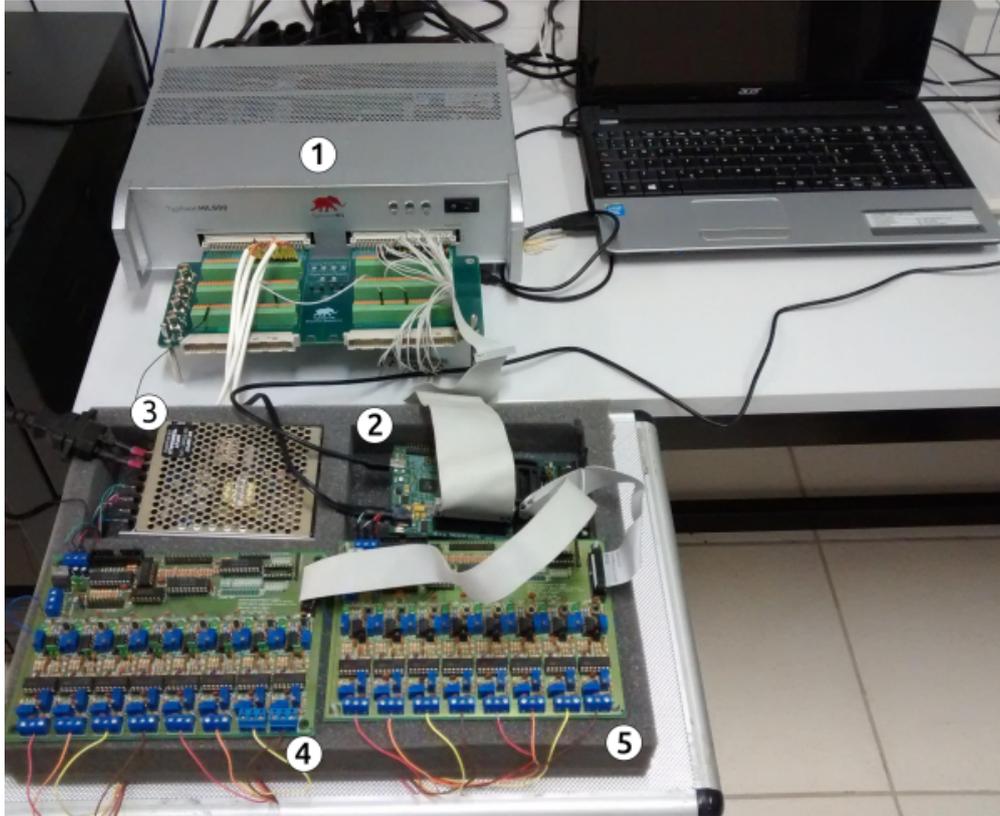
Fonte: (GHETTI et al., 2017).

malha fechada e os algoritmos de ordenação foram implementados na plataforma de desenvolvimento *eZdsp F28335*. Também foram utilizados circuitos condicionadores de sinais para adequar as tensões e correntes provenientes do Typhoon antes de serem processados pelo controlador digital de sinais (do inglês, *Digital Signal Controller*) (DSC). Outros detalhes a respeito do sistema de controle e circuitos auxiliares são descritos no Capítulo 5. A Figura 31 mostra o sistema *control-hardware-in-the-loop* montado para a obtenção dos resultados experimentais.

Idealmente, o MMC foi projetado para funcionar como uma fonte de corrente controlada, a qual sintetiza uma corrente senoidal em fase com a tensão da rede. O sincronismo entre a corrente  $i_a(t)$  e a tensão  $v_g(t)$  é garantido pelo circuito de PLL, implementado no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$  modificado para poder ser usado no sistema monofásico (FURTADO et al., 2014).

O controlador de corrente utilizado neste estudo foi o proporcional ressonante (P-RES). Este controlador garante que a corrente sintetizada rastreie um sinal de referência

Figura 31: Sistema *control-hardware-in-the-loop*: 1-Typhoon, 2-DSC, 3-fonte de tensão, 4 e 5-circuitos de condicionamento de sinais.



Fonte:(GHETTI et al., 2017).

senoidal com erro nulo em módulo e fase (ZMOOD & HOLMES, 2003). A função de transferência do controlador P-RES é definida por 3.6:

$$G(s) = k_p + \frac{2k_i\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2}, \quad (3.6)$$

em que  $k_p$  e  $k_i$  são os ganhos proporcional e integral respectivamente,  $\omega_c$  é a faixa de passagem da parcela ressonante e  $\omega_0 = (2\pi f_0)$  é a frequência de ressonância do controlador, sendo  $f_0 = 60$  Hz.

Na Tabela 5 estão descritos os parâmetros usados no projeto do sistema *control-hardware-in-the-loop*. A frequência de amostragem foi escolhida dez vezes maior do que a frequência das portadoras triangulares. Verificou-se, empiricamente, erro nulo na identificação do número de módulos ativos quando a relação entre a frequência de amostragem e a frequência das portadoras é maior ou igual a oito. Tal fato se justifica pela necessidade de amostrar o sinal representado na Figura 24 (c), cujo espectro apresenta componentes de frequência maiores do que 1,8 kHz. Na Tabela 6 são dados os ganhos do controlador P-RES.

Tabela 5: Parâmetros do Sistema

Descrição	Valor
Tensão eficaz de fase da rede ( $V_S$ )	127 V
Tensão do barramento CC ( $V_{CC}$ )	600 V
Nº de módulos por polo ( $n$ )	4 e 6
Tensão nominal dos capacitores ( $V_C$ )	100 V
Indutância série ( $L$ )	6 mH
Resistência série ( $R$ )	0,5 $\Omega$
Indutância do polo ( $L_S$ )	2 mH
Capacitância do módulo (C)	3300 $\mu$ F
Passo de simulação no Typhoon	1 $\mu$ s
Frequência de amostragem ( $f_s$ )	18 kHz
Frequência da portadora PWM ( $f_{sw}$ )	1,8 kHz

Fonte: (GHETTI et al., 2017).

Tabela 6: Controlador P-RES

Parâmetro	Valor
Ganho proporcional ( $k_p$ )	40 V/A
Ganho integral ( $k_i$ )	300 V/As
Faixa de passagem ( $\omega_c$ )	$2\pi/3$ rad/s

Fonte: (GHETTI et al., 2017).

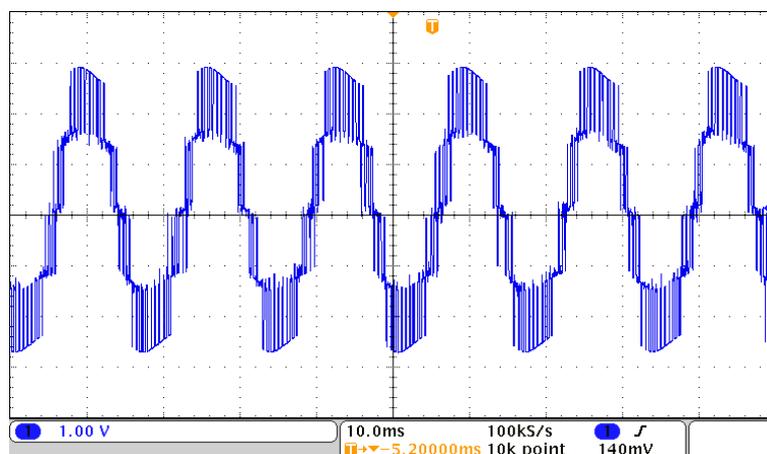
Nas Figuras 32 (a) e (b) são mostradas as formas de onda da tensão terminal do MMC, com cinco níveis ( $n + 1$ ), e as tensões nos capacitores dos oito submódulos, dos polos positivo e negativo, respectivamente. Esses resultados são referentes a utilização do método da bolha para ordenação das tensões dos capacitores. É importante mencionar que não se observou diferença na dinâmica das tensões CC quando os diferentes métodos de ordenação foram utilizados. Isto significa dizer que todos os métodos são eficientes para ordenar as tensões CC. A diferença entre eles reside no tempo para executar a tarefa.

Na Figura 33 são mostradas as formas de onda da tensão CA da rede e da corrente do MMC. A corrente sintetizada pelo conversor é submetida a uma variação em degrau de 16 A para 36 A. O objetivo deste teste é demonstrar o funcionamento da malha de controle de corrente com o controlador proporcional-ressonante.

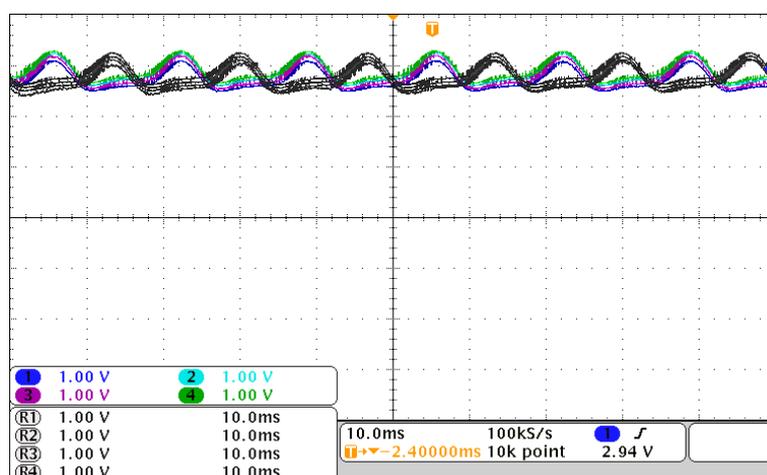
### 3.6.2 DESEMPENHO DOS ALGORITMOS DE ORDENAÇÃO

Com objetivo de investigar o esforço computacional de cada método de ordenação, foi medido o tempo em que o DSC executa cada um dos algoritmos de ordenação apresentados na Seção 3.5.

Figura 32: (a) Tensão de fase do MMC [100V/div]. (b) Tensões nos capacitores dos oito submódulos nos polos positivo e negativo equalizados pelo método da bolha [50V/div].



(a)



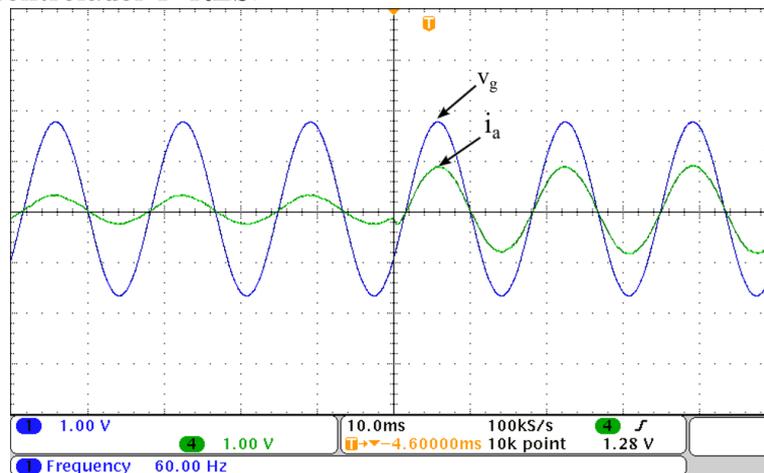
(b)

Fonte:(GHETTI et al., 2017).

No início do algoritmo de ordenação gravado no DSC é ajustado o nível lógico alto em uma saída digital do DSC. Essa mesma saída é reinicializada ao final da rotina, permanecendo o nível lógico baixo o resto do período. Na Figura 34 é mostrada a forma de onda do sinal usado para medir o tempo de execução das rotinas. Na borda de descida é observada uma sobreposição de imagens. O objetivo é evidenciar a diferença no tempo de execução do algoritmo de ordenação motivado pelo desequilíbrio das tensões dos capacitores.

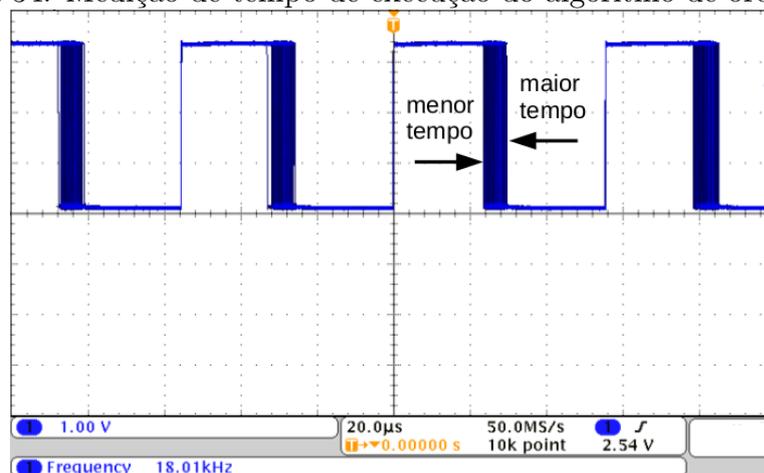
Os tempos de execução dos algoritmos de ordenação em um MMC com quatro módulos por polo são apresentados na Tabela 7. Nesta tabela foram representadas quatro situações: os menores e os maiores tempos de execução dos algoritmos de ordenação e os menores e maiores tempos de execução do algoritmo de controle completo, ou seja,

Figura 33: Tensão da rede ( $v_g(t)$ ) [100v/div] e corrente de fase ( $i_a(t)$ ) [40A/div] sintetizada pelo controlador P-RES.



Fonte:(GHETTI et al., 2017).

Figura 34: Medição de tempo de execução do algoritmo de ordenação.



Fonte:(GHETTI et al., 2017).

foram considerados os tempos de execução do PLL, do controlador de corrente, da escolha dos módulos e do *setup* das portas de saída do DSC, além do próprio algoritmo de ordenação. O mesmo procedimento anterior foi realizado para um MMC com seis módulos por polo e os resultados são apresentados na Tabela 8.

A análise das Tabelas 7 e 8 permite concluir que o aumento no número de módulos influenciou no desempenho dos métodos de ordenação. Os métodos da inserção, bolha e seleção apresentaram, no geral, os menores tempos de execução nas duas situações avaliadas. Contudo, para uma quantidade maior de módulos o método da bolha perde a eficiência. Os gráficos ilustrados nas Figuras 35 e 36 evidenciam esta tendência. Estes gráficos foram obtidos supondo o vetor de tensões já ordenado (melhor caso) e inversamente ordenado (pior caso) para estabelecer os limites máximos e mínimos de

Tabela 7: Tempos de execução dos algoritmos ( $n = 4$ )

Método	Alg. de Ordenação		Algoritmo Completo	
	Menor	Maior	Menor	Maior
Bolha	7,22 $\mu s$	10,88 $\mu s$	22,92 $\mu s$	30,32 $\mu s$
Inserção	5,90 $\mu s$	9,70 $\mu s$	22,52 $\mu s$	29,32 $\mu s$
Seleção	9,50 $\mu s$	9,60 $\mu s$	26,52 $\mu s$	29,12 $\mu s$
Shell	27,10 $\mu s$	33,20 $\mu s$	43,72 $\mu s$	52,52 $\mu s$
Fusão	13,20 $\mu s$	16,50 $\mu s$	30,12 $\mu s$	36,12 $\mu s$
Quick	15,10 $\mu s$	19,40 $\mu s$	32,12 $\mu s$	38,92 $\mu s$

Fonte:(GHETTI et al., 2017).

Tabela 8: Tempos de execução dos algoritmos ( $n = 6$ ).

Método	Alg. de Ordenação		Algoritmo Completo	
	Menor	Maior	Menor	Maior
Bolha	21,40 $\mu s$	24,40 $\mu s$	44,12 $\mu s$	47,92 $\mu s$
Inserção	12,20 $\mu s$	22,10 $\mu s$	34,92 $\mu s$	45,72 $\mu s$
Seleção	20,40 $\mu s$	25,00 $\mu s$	43,92 $\mu s$	47,92 $\mu s$
Shell	49,20 $\mu s$	56,40 $\mu s$	72,12 $\mu s$	80,00 $\mu s$
Fusão	23,20 $\mu s$	27,00 $\mu s$	45,72 $\mu s$	51,92 $\mu s$
Quick	23,20 $\mu s$	27,00 $\mu s$	45,10 $\mu s$	50,52 $\mu s$

Fonte:(GHETTI et al., 2017).

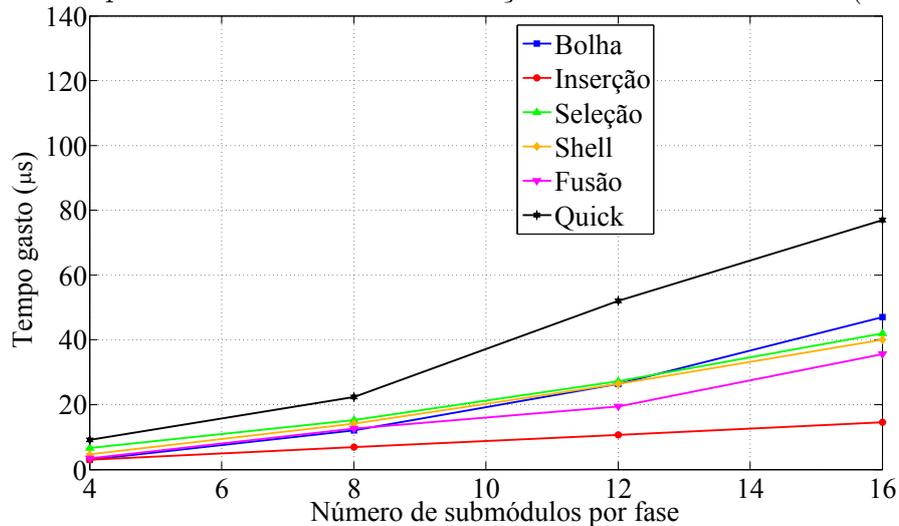
cada método.

Considerando o melhor caso, o método da inserção apresentou o menor tempo de processamento, porque o vetor não realiza nenhuma troca de posição. No pior caso, o método da seleção foi o que apresentou o menor tempo de processamento, porque realiza apenas uma troca a cada vez que percorre o vetor. De uma maneira geral, os métodos de ordenação shell e da seleção seriam os mais adequados ao MMC quando o conversor apresentar um grande número de módulos ligados em série.

### 3.7 INFLUÊNCIA DA FREQUÊNCIA DE EXECUÇÃO DOS ALGORITMOS DE ORDENAÇÃO NA EQUALIZAÇÃO DAS TENSÕES CC

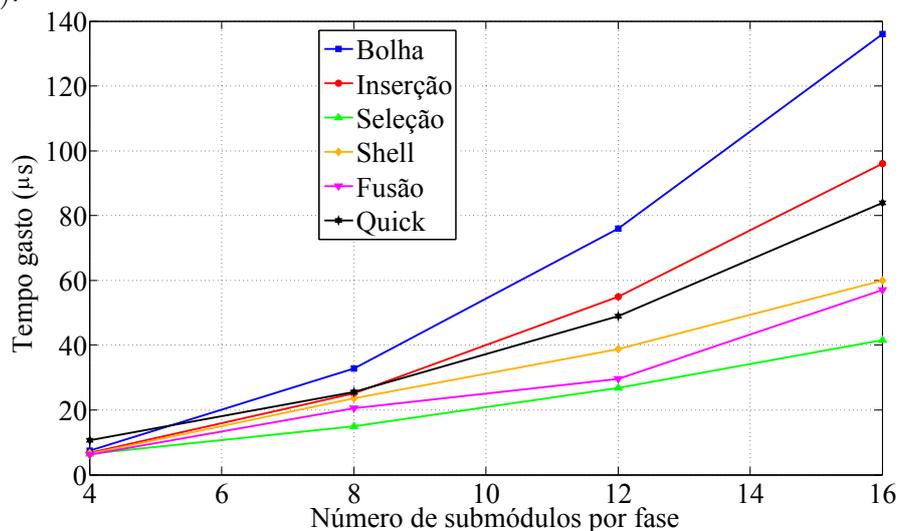
Na Tabela 8, verifica-se que o método *shell* extrapolou o período de amostragem, ajustado em 55,5  $\mu s$ . Contudo, não se observou distorções nas tensões dos capacitores ou na tensão de fase durante o funcionamento do sistema. Este fato pode ser justificado levando em consideração a implementação do algoritmo ter sido feita dentro de uma rotina de interrupção. Enquanto a execução do código não finalizar, o próximo período de amostragem não ocorre. O efeito prático é equivalente a redução pela metade da frequência de execução do algoritmo de ordenação.

Figura 35: Desempenho dos métodos de ordenação com o vetor ordenado (melhor caso).



Fonte: (GHETTI et al., 2017).

Figura 36: Desempenho dos métodos de ordenação com o vetor inversamente ordenado (pior caso).

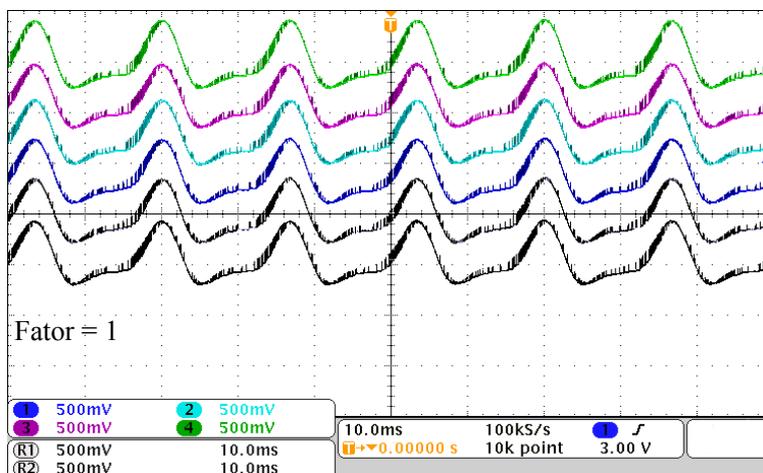


Fonte: (GHETTI et al., 2017).

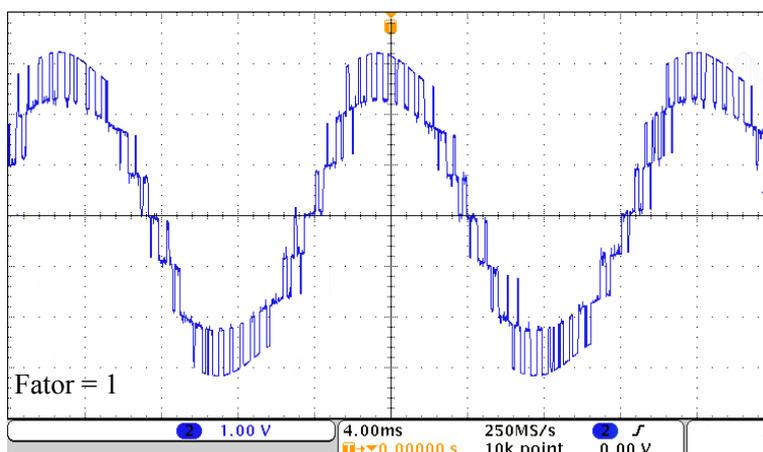
Dado o comportamento observado no método *shell*, experimentou-se executar o algoritmo de ordenação com uma frequência menor do que a frequência de amostragem, ajustada inicialmente em 18 kHz (Tabela 5). O objetivo foi verificar se essa redução tinha algum efeito sobre as tensões CC e sobre a tensão CA do conversor.

Na Figura 37 (a) são mostradas as formas de onda das tensões CC dos seis módulos do polo positivo. As curvas estão deslocadas em relação ao eixo horizontal para melhor visualização do perfil das tensões CC. Já na Figura 37 (b) é mostrada a tensão de fase com sete níveis. Este resultado foi obtido para o caso em que o algoritmo de ordenação é executado de maneira síncrona, ou seja, na mesma frequência de amostragem.

Figura 37: (a) Tensões dos capacitores do polo positivo deslocadas em relação ao eixo horizontal para melhorar a visualização das formas de onda [20V/div], (b) tensão de fase para  $n = 6$  [100V/div]. Resultados obtidos com o método *shell*.



(a)



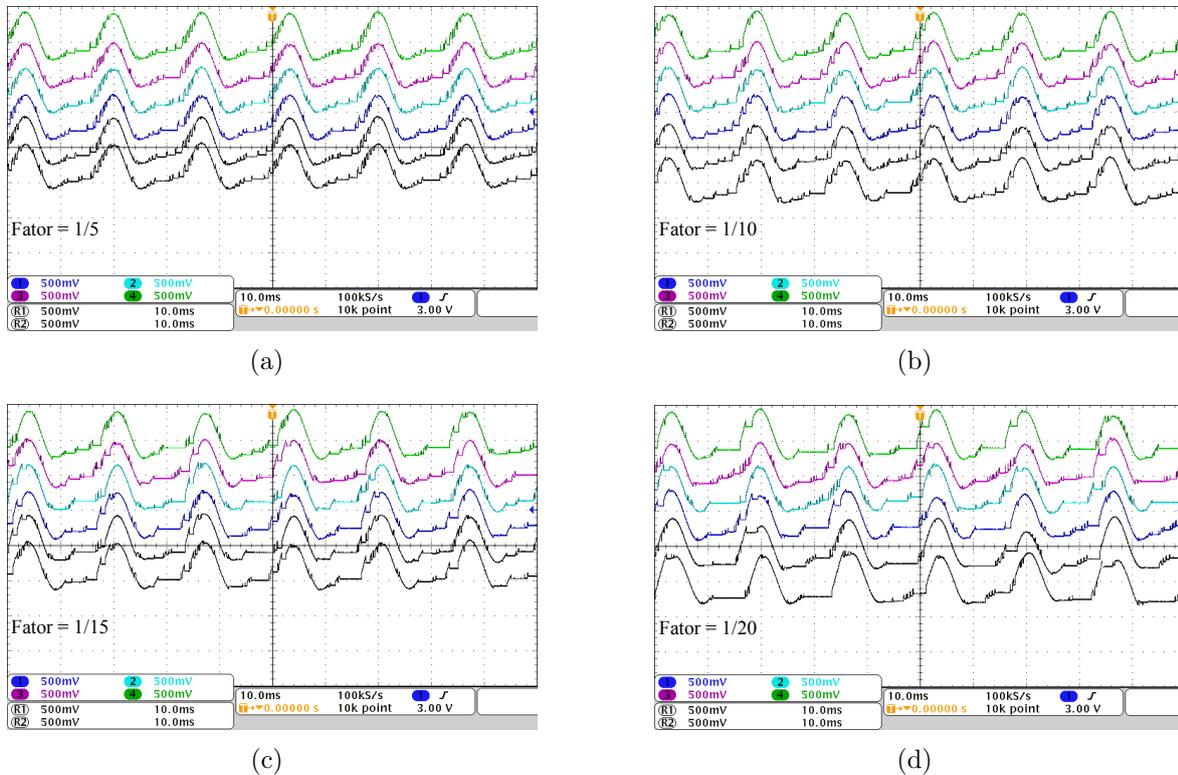
(b)

Fonte: (GHETTI et al., 2017).

Nas Figuras 38 (a), (b), (c) e (d) são mostradas as formas de onda das tensões CC dos módulos do polo positivo à medida que a frequência de execução do algoritmo de ordenação é reduzida em relação a frequência de amostragem de um fator de  $\frac{1}{5}$ ,  $\frac{1}{10}$ ,  $\frac{1}{15}$  e  $\frac{1}{20}$ , respectivamente. Apesar do esforço computacional do algoritmo de ordenação diminuir com a redução da frequência de execução, a análise das formas de onda da Figura 38 mostra que as tensões dos capacitores começam a se deteriorar para fatores de atualização menores que  $\frac{1}{15}$ .

Outro aspecto relacionado a redução da frequência de execução do algoritmo de ordenação é a redução do número de comutações dos dispositivos semicondutores. Isto ocorre, pois a determinação das maiores e menores tensões CC não são realizadas a todo período de amostragem. Consequentemente, não há trocas sucessivas entre módulos

Figura 38: Efeito da redução da frequência de execução do algoritmo de ordenação sobre as tensões dos capacitores: (a) fator  $\frac{1}{5}$ , (b) fator  $\frac{1}{10}$ , (c) fator  $\frac{1}{15}$ , (d) fator  $\frac{1}{20}$  (escalas verticais: 20V/div).



Fonte:(GHETTI et al., 2017).

ativos e inativos nos polos positivo e negativo.

Na Tabela 9 é mostrada a THD da tensão terminal do MMC para cada um dos casos anteriores. Esses índices foram calculados considerando até o harmônico de tensão de ordem 150. Conclui-se que a redução da frequência de execução do algoritmo de ordenação não afetou de maneira significativa a tensão de fase do MMC. Ressalta-se que os resultados da Tabela 9 foram obtidos para o método *shell*, porém este comportamento se repetiu quando os outros métodos de ordenação foram usados.

Tabela 9: Efeito da redução na frequência de execução do método shell  $n = 6$ .

Distorção Harmônica Total					
Fator	1	$\frac{1}{5}$	$\frac{1}{10}$	$\frac{1}{15}$	$\frac{1}{20}$
THD	18,69%	18,50%	18,16%	18,97%	17,94%

Fonte:(GHETTI et al., 2017).

### 3.8 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram apresentados dois métodos para equalizar as tensões CC do MMC. A implementação em *hardware* da técnica baseada em algoritmo de ordenação em conjunto com a modulação PD-PWM modificada é, de certo modo, simples e possui baixo esforço computacional. Em função das características apontadas, esta técnica foi a escolhida para ser implementada neste trabalho.

Há alguns métodos de ordenação discutidos na literatura para ranquear dados distribuídos aleatoriamente. Quando aplicados ao MMC, estes métodos possibilitam a ordenação dos módulos em função das tensões dos seus capacitores. De posse desta informação e conhecendo o sentido da corrente dos polos, é possível escolher quais módulo devem estar ativos e quais devem permanecer inativos.

A maneira como as tensões CC se desequilibram entre si faz com que os tempos demandados, para que ocorra a efetiva ordenação, estejam compreendidos entre o intervalo do melhor e do pior caso. Portanto, avaliar o desempenho dos métodos somente observando os limites de tempo superior e inferior não é o processo mais indicado.

A simulação em tempo real do MMC baseada no sistema *control hardware-in-the-loop* provou-se adequada para que a comparação dos métodos de ordenação pudessem ser efetuadas. Adicionalmente com a simulação em tempo real, verificou-se a possibilidade de executar os algoritmos de ordenação em uma frequência menor que a frequência de amostragem sem que houvesse o comprometimento na síntese da tensão de fase.

No Capítulo 5 deste trabalho é discutida a implementação experimental do MMC. Entre os métodos avaliados, o da seleção foi o escolhido. Justifica-se a escolha em função do menor tempo de execução considerando o pior caso e levando-se em conta o número de módulos por polo igual a três.



## 4 MODELAGEM E CONTROLE DO MMC

### 4.1 INTRODUÇÃO

A descrição matemática do MMC por função de chaveamento reproduz o comportamento dos diferentes módulos meia ponte ligados em cascata, tanto em regime permanente quanto em transitórios. As variáveis de tensões e correntes deste modelo incluem componentes de alta frequência, devido, entre outros fatores, ao processo de comutação dos dispositivos semicondutores. No entanto, para fins de análise dinâmica e controle, o conhecimento das componentes de alta frequência das variáveis não acrescenta informações relevantes. Além disso, estas componentes de alta frequência geralmente são atenuadas em função da faixa de passagem do sistema em malha fechada.

Por estas razões, um modelo matemático que se baseia nos valores médios das variáveis simplifica a análise e permite descrever o sistema em função do sinal modulante, que é a principal variável de controle (YAZDANI & IRAVANI, 2010). Ressalta-se que os modelos matemáticos aqui discutidos pressupõem que, dentro de um período de comutação, as variáveis não sofrem alteração em seu valor. Considera-se ainda a utilização de interruptores ideais na modelagem, ou seja, não há perdas nos elementos semicondutores. Pressupõe-se também a conexão do MMC uma rede elétrica simétrica e equilibrada a três fios, não possuindo componentes harmônicas de tensão.

A Figura 39 ilustra o diagrama esquemático da planta para a qual foi obtido o modelo matemático do MMC operando como filtro ativo de potência. Para que o MMC possa mitigar as componentes harmônicas das correntes da carga não linear é necessário, primeiramente, identificá-las. Este procedimento é realizado pelo bloco de controle identificado como “Geração dos Sinais de Referência”, a partir da medição das tensões no PAC e das correntes da própria carga não linear. O controlador de tensão do barramento CC também contribui para a síntese das correntes de referência. O controlador de corrente, por sua vez, atua no sentido de anular o erro que possa existir

entre as correntes injetadas pelo MMC e as correntes de referência. O controlador de corrente circulante, por outro lado, atua no sentido de mitigar as componentes harmônicas pares das correntes internas do conversor. O último estágio do sistema de controle é responsável pela equalização as tensões dos capacitores dos módulos e pela geração dos sinais de disparo dos interruptores estáticos. Com exceção dos parâmetros de entrada do controlador de corrente circulante, as demais tensões e correntes medidas foram convertidas para o sistema de coordenadas ortogonais  $\alpha\beta$ . O objetivo é reduzir o esforço computacional.

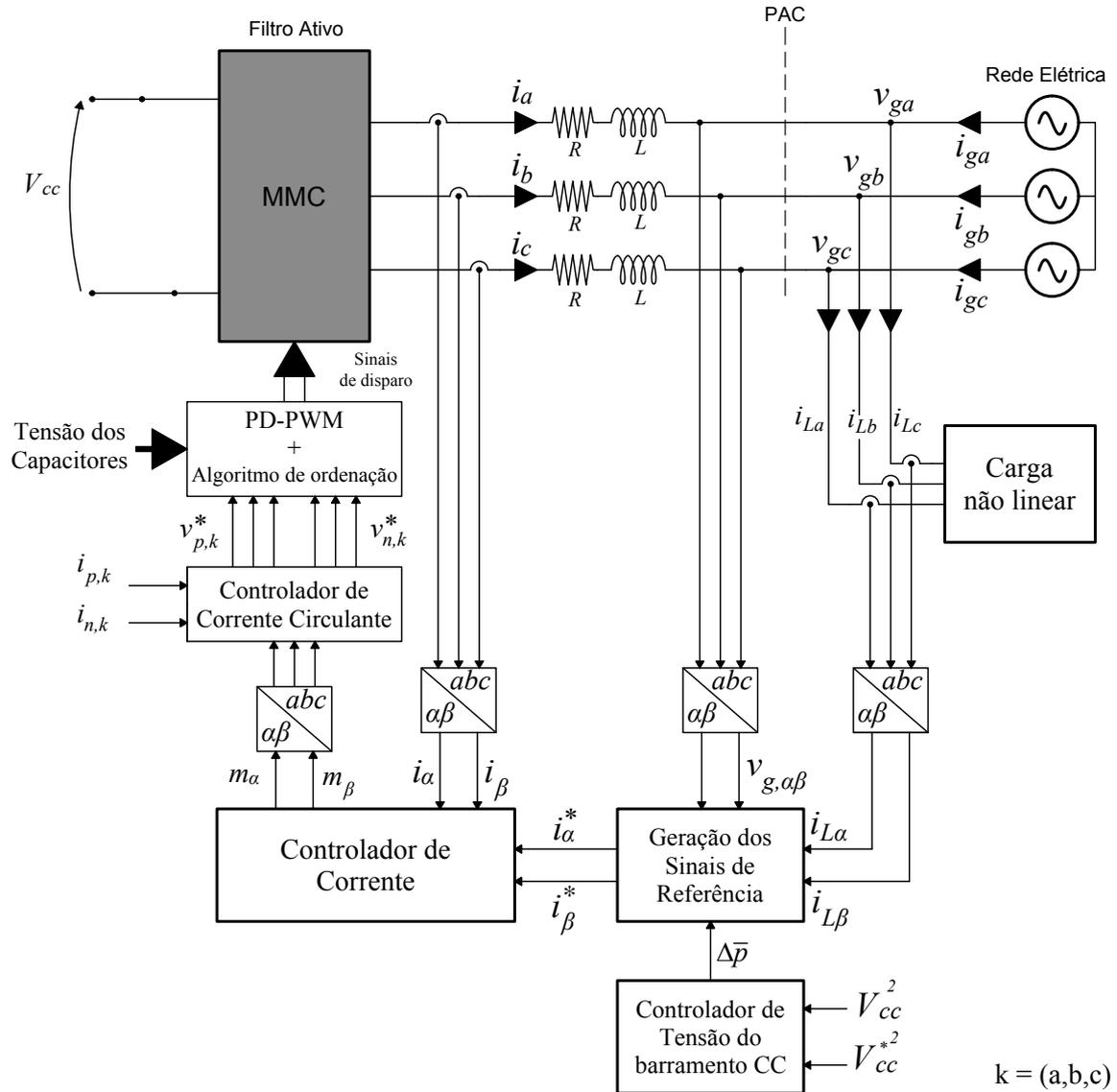
Portanto, neste capítulo são apresentados os modelos matemáticos que representam o comportamento médio do MMC, bem como o projeto dos controladores de tensão do lado CC, das correntes circulantes e das correntes de saída do conversor. Por fim, resultados de simulação evidenciam o funcionamento do filtro ativo MMC em diferentes modos de operação.

## 4.2 GERAÇÃO DOS SINAIS DE REFERÊNCIA DO FILTRO ATIVO MMC

Os sinais de referência usados para sintetizar as correntes nos terminais CA do FAP foram determinados segundo a teoria das potências instantâneas, ou simplesmente teoria  $p-q$ . A partir desta teoria, garante-se a geração dos sinais de referência para o MMC a todo e qualquer instante, tanto em regime permanente, quanto em transitórios. Não importa também se a rede elétrica, na qual o MMC está conectado, está submetida a distorções harmônicas ou se a carga a ser compensada está equilibrada (AKAGI; WATANABE & AREDES, 2017).

Na planta ilustrada na Figura 39, os sinais de tensão e corrente utilizados para a obtenção das correntes de referência foram submetidos a uma mudança de coordenadas, passando do sistema  $abc$  para o sistema  $\alpha\beta 0$ . Como não há ligação do MMC com o neutro da rede elétrica, a componente de sequência zero no sistema é nula. Consequentemente, a transformada de Clarke pode ser simplificada de modo a representar as componentes do sistema de coordenadas  $abc$  apenas nos eixos ortogonais  $\alpha$  e  $\beta$ . Em outras palavras, qualquer sinal de tensão ou corrente, antes representado por um sistema de três coordenadas, foi representado por um sistema de apenas duas coordenadas. Este fato é relevante principalmente do ponto de vista experimental, pois contribui para reduzir o número de variáveis do algoritmo de controle e, conseqüentemente, o esforço computacional. Em (4.1) e (4.2) são descritas a transformada direta e inversa

Figura 39: Diagrama esquemático do filtro ativo de potência.



Fonte: Autor.

de Clarke, respectivamente:

$$\begin{bmatrix} f_{\alpha}(t) \\ f_{\beta}(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix}, \quad (4.1)$$

$$\begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{\alpha}(t) \\ f_{\beta}(t) \end{bmatrix}. \quad (4.2)$$

Partindo do princípio de que as tensões no PAC e as correntes da carga já estão no

sistema de coordenadas ortogonais  $\alpha\beta$ , as potências ativa  $p(t)$  e reativa  $q(t)$  instantâneas da carga não linear podem ser escritas na forma de um produto matricial como:

$$\begin{bmatrix} p(t) \\ q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{g\alpha}(t) & v_{g\beta}(t) \\ v_{g\beta}(t) & -v_{g\alpha}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha}(t) \\ i_{L\beta}(t) \end{bmatrix}. \quad (4.3)$$

Em aplicações como filtro ativo, o conversor é controlado para sintetizar as componentes harmônicas das correntes da carga não linear. O propósito é fazer com que a rede elétrica forneça apenas as correntes na frequência fundamental. Além de atenuar as correntes harmônicas provenientes da rede elétrica, os filtros ativos de potência também podem compensar correntes desequilibradas e corrigir o fator de potência da carga, através da compensação dinâmica da potência reativa no PAC (AKAGI; WATANABE & AREDES, 2017). Por outro lado, não é função do FAP fornecer potência ativa para a carga. Aplicando-se uma decomposição nas potências instantâneas  $p(t)$  e  $q(t)$  calculadas através de (4.3) é possível separá-las em suas parcelas média e oscilante, conforme (4.4):

$$\begin{cases} p(t) = \bar{p} + \tilde{p}(t), \\ q(t) = \bar{q} + \tilde{q}(t), \end{cases} \quad (4.4)$$

onde as parcelas oscilantes  $\tilde{p}(t)$  e  $\tilde{q}(t)$  estão associadas às correntes harmônicas da carga e as parcelas médias  $\bar{p}$  e  $\bar{q}$  representam o fluxo constante de potência ativa e reativa, respectivamente, demandado pela carga. Esta última afirmação é verdadeira considerando operação em regime permanente e sem alteração da carga.

Manipulando (4.3) obtém-se (4.5), que é a representação matricial das correntes de referência usadas pelo FAP para compensar a carga:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^*(t) \\ i_{\beta}^*(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{g\alpha}^2(t) + v_{g\beta}^2(t)} \begin{bmatrix} v_{g\alpha}(t) & v_{g\beta}(t) \\ v_{g\beta}(t) & -v_{g\alpha}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_c(t) \\ q_c(t) \end{bmatrix}, \quad (4.5)$$

onde  $i_{\alpha}^*(t)$  e  $i_{\beta}^*(t)$  são as correntes de referência. Além disso,  $p_c(t)$  e  $q_c(t)$  representam, respectivamente, as potências ativa e reativa instantâneas que o conversor deve sintetizar em seus terminais. Para compensar todas as componentes harmônicas da corrente da carga e ainda tornar o fator de potência unitário, deve-se fazer  $q_c(t)$  igual a própria potência reativa instantânea da carga, com o sinal trocado (valor simétrico). No entanto,  $p_c(t)$  deve ser igual apenas ao negativo da potência ativa oscilante da carga, conforme (4.6):

$$\begin{cases} p_c(t) &= \Delta\bar{p} - \tilde{p}(t), \\ q_c(t) &= -q(t). \end{cases} \quad (4.6)$$

A parcela  $+\Delta\bar{p}$  está relacionada com a potência ativa que o **FAP** deve consumir para suprir as perdas internas do conversor e manter carregado os capacitores dos módulos. Para esta finalidade, a malha de controle da tensão do lado CC do conversor é utilizada para determinar o valor de  $\Delta\bar{p}$  em função da tensão do barramento, conforme discutido na próxima seção.

O **FAP MMC** pode funcionar como um compensador estático de potência reativa para compensar a rede elétrica e não somente as cargas conectadas no mesmo ponto de acoplamento. Esta funcionalidade é alcançada fazendo com que a potência reativa de compensação ( $q_c(t)$ ) seja igual a potência reativa que se deseja compensar ( $q^*(t)$ ), de acordo com (4.7):

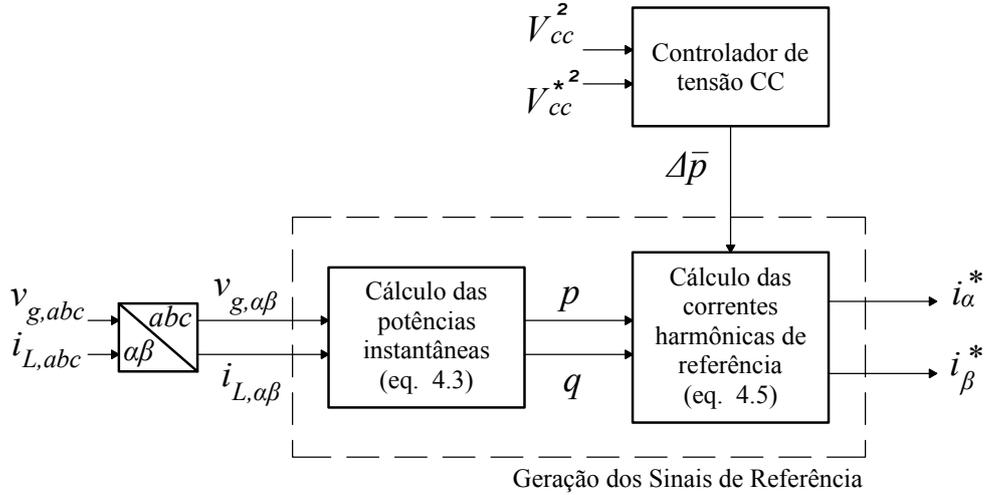
$$\begin{cases} p_c(t) &= \Delta\bar{p}, \\ q_c(t) &= \pm q^*(t). \end{cases} \quad (4.7)$$

O sinal de mais ou menos em  $q^*(t)$  indica que o **MMC** pode sintetizar tanto potência reativa indutiva quanto capacitiva. A potência ativa de compensação ( $p_c(t)$ ) é igual a  $\Delta\bar{p}$  para que a tensão no lado CC esteja regulada no valor especificado.

Um terceira funcionalidade poderia ser desempenhada pelo sistema ilustrado na **Figura 39**, que é a injeção de potência ativa na rede elétrica. Para este propósito  $q_c(t)$  é nulo, enquanto  $p_c(t)$  é igual ao valor da própria potência ativa que se deseja injetar ( $p^*(t)$ ), conforme descrito em (4.8). No entanto, o MMC apenas estaria habilitado a desempenhar esta função se houvesse uma fonte de energia acoplada ao lado CC do conversor. Ressalta-se que, o objetivo deste trabalho não é o de se explorar esta habilidade, mas apenas demonstrar as múltiplas funcionalidades que podem ser desempenhadas pelo conversor sem que seja necessário alterar ou adicionar qualquer estrutura de controle que foi projetada para a operação como filtro ativo de potência.

$$\begin{cases} p_c(t) &= p^*(t), \\ q_c(t) &= 0. \end{cases} \quad (4.8)$$

A **Figura 40** detalha o bloco de controle intitulado *Geração dos Sinais de Referência*, ilustrado na **Figura 39**, o qual reúne as principais expressões matemáticas que definem as correntes de referência para o **FAP MMC**.

Figura 40: Geração dos sinais de referência segundo a teoria  $p-q$ .

Fonte: Autor.

### 4.3 CONTROLADOR DE TENSÃO DO BARRAMENTO CC

Idealmente, filtros ativos não processam potência ativa. Contudo é necessário drenar uma pequena parcela desta potência da rede elétrica para compensar as perdas internas do conversor e para manter a tensão do lado CC regulada. Conforme ilustrado na [Figura 40](#), o controlador de tensão impõe a parcela da potência ativa  $\Delta\bar{p}$  que será usada na geração dos sinais de referência que o [FAP](#) deve sintetizar.

A malha de controle de tensão proposta por [Akagi, Watanabe e Aredes \(2017\)](#) sugere a medição da tensão total do lado CC para compará-la ao valor de referência desejado. Em seguida, o sinal de erro é tratado por um controlador do tipo proporcional-integral (PI) que gera, como resposta, a referência de potência ( $\Delta\bar{p}$ ). Por outro lado, ([YAZDANI & IRAVANI, 2010](#)) sugere o projeto da malha de controle de tensão CC baseado na energia armazenada nos capacitores. Neste caso, é levado em consideração o quadrado da tensão do lado CC e a referência de potência  $\Delta\bar{p}$  deve ser igual a potência necessária para manter os capacitores carregados.

A energia armazenada nos capacitores do MMC é dada por:

$$E_{cc} = 3 \left( \frac{1}{2} C_{eq} V_{cc}^2 \right). \quad (4.9)$$

O fator multiplicativo 3 refere-se às três fases do MMC. A capacitância equivalente  $C_{eq}$  por fase é obtida segundo a relação  $\frac{C}{n}$ , em que  $C$  é a capacitância do módulo e  $n$  é o número de módulos por polo. Por fim,  $V_{cc}$  indica a tensão total do lado CC.

Supondo irrelevantes as perdas nas resistências série dos indutores internos, a potência a ser drenada da rede deve ser igual à potência necessária ao carregamento dos capacitores. Portanto:

$$P_{cc} = -\Delta\bar{p}. \quad (4.10)$$

A partir de (4.9) calcula-se a potência nos capacitores como:

$$P_{cc} = -\frac{d\left(\frac{3}{2}C_{eq}V_{cc}^2\right)}{dt}. \quad (4.11)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (4.11), e substituindo o resultado em (4.10), obtém-se a dinâmica da tensão CC do MMC como:

$$G_v(s) = \frac{V_{cc}^2}{\Delta\bar{p}} = -\left(\frac{2}{3C_{eq}}\right)\frac{1}{s}. \quad (4.12)$$

De (4.12) é possível projetar um compensador, do tipo PI, para regular a tensão CC, de modo que a função de transferência em malha fechada exiba a seguinte característica:

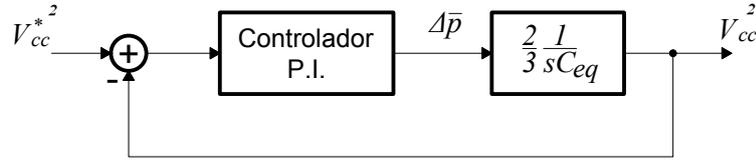
$$\frac{V_{cc}^2}{V_{cc}^{*2}} = \frac{\frac{2}{3C_{eq}}(k_{p,v}s + k_{i,v})}{s^2 + \frac{2k_{p,v}}{3C_{eq}}s + \frac{2k_{i,v}}{3C_{eq}}}. \quad (4.13)$$

Comparando o denominador de (4.13) com a forma canônica de um sistema de segunda ordem, o ganho proporcional  $k_{p,v}$  e o ganho integral  $k_{i,v}$  do controlador PI podem ser calculados pela seguinte relação (FURTADO et al., 2014):

$$\begin{cases} k_{p,v} &= 3C_{eq}\xi\omega_n, \\ k_{i,v} &= \frac{3C_{eq}\omega_n^2}{2}, \end{cases} \quad (4.14)$$

em que  $\xi$  é o coeficiente de amortecimento e  $\omega_n$  é a frequência natural não amortecida. A Figura 41 ilustra o diagrama de blocos da malha correspondente para controle da tensão do lado CC.

Figura 41: Diagrama de blocos da malha de controle de tensão do lado CC.



Fonte: Autor.

#### 4.4 PROJETO DA MALHA DE CONTROLE DE CORRENTE

Tomando por base a técnica de modulação PD-PWM ( $n+1$ ) discutida na seção 2.4.3 do capítulo dois, a queda de tensão nos indutores dos polos ( $L_s$ ) é nula partindo do pressuposto que, dentro de um intervalo de comutação, as tensões dos capacitores dos módulos não varie e seu valor médio seja dado por (2.1). Portanto, a tensão no lado CA do MMC pode ser expressa por (4.15), segundo Saeedifard e Iravani (2010).

$$v_k(t) = \frac{V_{cc}}{2} m_k(t), \quad k = a, b, c \quad (4.15)$$

em que  $v_k(t)$  é a tensão nos terminais CA do MMC e  $m_k(t)$  é o sinal modulante, que pode ser descrito para as três fases como:

$$m_a(t) = \hat{m} \cos(\omega t), \quad (4.16)$$

$$m_b(t) = \hat{m} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (4.17)$$

$$m_c(t) = \hat{m} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (4.18)$$

em que  $\hat{m}$  representa o valor de pico  $m_k(t)$ . Esta grandeza é normalizada entre  $-1$  e  $1$ .

Aplicando a transformada de Clarke definida em (4.1) nas expressões (4.15) a (4.18), obtém-se as tensões de fase e os sinais modulantes expressos em coordenadas ortogonais  $\alpha\beta$ :

$$v_\alpha(t) = \left(\frac{V_{cc}}{2}\right) m_\alpha(t), \quad (4.19)$$

$$v_\beta(t) = \left(\frac{V_{cc}}{2}\right) m_\beta(t), \quad (4.20)$$

sendo:

$$m_\alpha(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{m} \cos(\omega t), \quad (4.21)$$

$$m_\beta(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{m} \sin(\omega t). \quad (4.22)$$

Segundo [Sharifabadi et al. \(2016\)](#), a dinâmica das correntes CA do conversor pode então ser definida no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$  conforme (4.23) e (4.24):

$$L_{eq} \frac{di_\alpha(t)}{dt} = -R_{eq} i_\alpha(t) + v_\alpha(t) - v_{g,\alpha}(t), \quad (4.23)$$

$$L_{eq} \frac{di_\beta(t)}{dt} = -R_{eq} i_\beta(t) + v_\beta(t) - v_{g,\beta}(t), \quad (4.24)$$

em que  $R_{eq} = (R + R_s/2)$  e  $L_{eq} = (L + L_s/2)$ . As tensões da rede elétrica a qual o filtro ativo está conectado são representadas por  $v_{g,\alpha}(t)$  e  $v_{g,\beta}(t)$ , enquanto  $v_\alpha(t)$  e  $v_\beta(t)$  representam as tensões nos terminais CA do MMC.

Substituindo (4.19) e (4.20) em (4.23) e (4.24) e aplicando a transformada de Laplace, obtém-se (4.25) e (4.26) que correlacionam os sinais modulantes  $m_\alpha(s)$  e  $m_\beta(s)$  com as correntes sintetizadas pelo conversor  $I_\alpha(s)$  e  $I_\beta(s)$ . Por este motivo, (4.25) e (4.26) são utilizadas para a representação da planta para fins de projeto dos controladores de corrente, discutido na próxima seção.

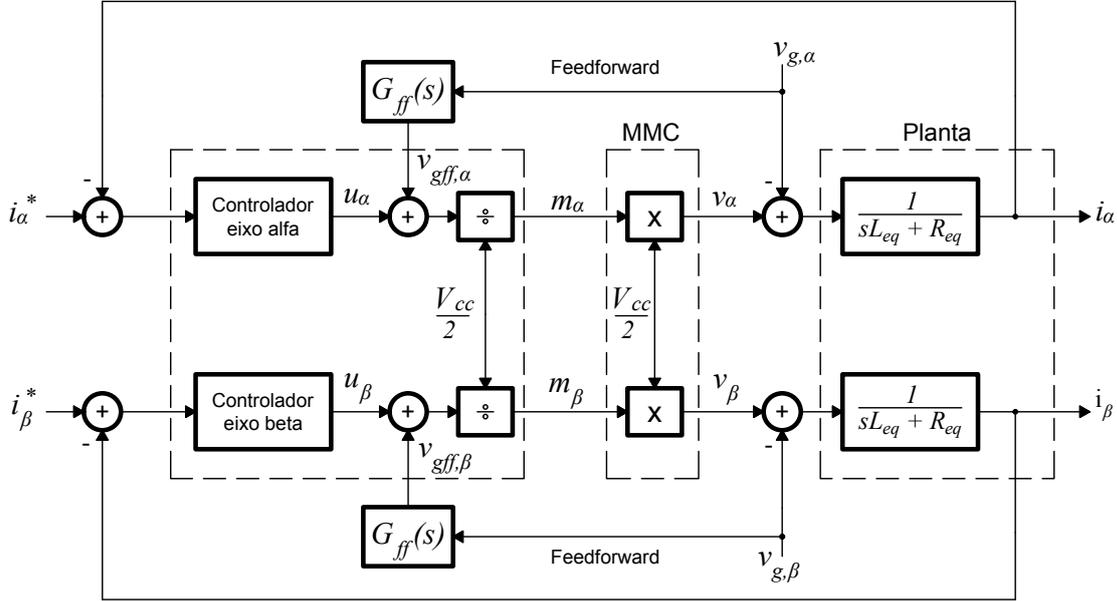
$$sL_{eq}I_\alpha(s) = -R_{eq}I_\alpha(s) + \frac{V_{cc}}{2}m_\alpha(s) - V_{g,\alpha}(s), \quad (4.25)$$

$$sL_{eq}I_\beta(s) = -R_{eq}I_\beta(s) + \frac{V_{cc}}{2}m_\beta(s) - V_{g,\beta}(s). \quad (4.26)$$

Analisando (4.25) e (4.26) constata-se que a dinâmica das correntes CA sintetizadas pelo MMC apresenta comportamento de primeira ordem. A [Figura 42](#) ilustra o diagrama de blocos do sistema de controle de corrente CA em malha fechada no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ .

De acordo com o diagrama de controle apresentado, os sinais modulantes  $m_\alpha(s)$  e  $m_\beta(s)$  podem ser definidos em função das variáveis de controle  $u_\alpha(s)$  e  $u_\beta(s)$ , conforme (4.27) e (4.28). Os sinais  $v_{gff,\alpha}(s)$  e  $v_{gff,\beta}(s)$  são provenientes da malha de controle por antecipação (*feedforward*). Esta malha de controle faz com que a tensão de fase da rede elétrica seja sempre sintetizada nos terminais CA do FAP. Com isso, é possível reduzir

Figura 42: Diagrama de blocos do sistema de controle de corrente em malha fechada no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ .



Fonte: Autor.

picos de corrente durante transitórios e perturbações da tensão da rede, desacoplando a dinâmica do conversor daquela associada ao sistema elétrico, além de melhorar a capacidade de rejeição a distúrbios do sistema de controle em malha fechada. A função de transferência  $G_{ff}(s)$  representa um filtro passa-baixa de primeira ordem<sup>1</sup>, com o objetivo de atenuar as componentes harmônicas de alta frequência provenientes do processo de comutação dos elementos semicondutores do MMC (YAZDANI & IRAVANI, 2010).

$$m_{\alpha}(s) = \frac{u_{\alpha}(s) + v_{gff,\alpha}(s)}{V_{cc}/2}, \quad (4.27)$$

$$m_{\beta}(s) = \frac{u_{\beta}(s) + v_{gff,\beta}(s)}{V_{cc}/2}. \quad (4.28)$$

#### 4.5 CONTROLADOR DE CORRENTE APLICADO AO FAP MMC

Para compensar as correntes harmônicas drenadas por cargas não lineares, as técnicas de controle usadas em filtros ativos de potência devem ser capazes de rastrear,

<sup>1</sup>Dependendo da impedância no ponto de conexão, a tensão da rede elétrica pode sofrer pouca ou nenhuma influência dos harmônicos provenientes da comutação dos semicondutores do conversor. Neste caso, a função de transferência da malha *feedforward* pode ser substituída por um ganho unitário, segundo (YAZDANI & IRAVANI, 2010).

em tempo real, as variações dos sinais de referência gerados pela teoria  $p$ - $q$ . Por consequência, a escolha da estratégia de controle que atenda a tais exigências de projeto é, sem dúvida, uma das partes mais importantes na implementação dos filtros ativos.

Em (LIMONGI et al., 2009) foi feito um estudo comparativo de diferentes técnicas de controle aplicadas à FAP. Naquele estudo, constatou-se que o controlador proporcional-ressonante (P-RES), implementado em coordenadas ortogonais  $\alpha\beta$ , foi competente em rastrear os harmônicos da carga não linear. A principal vantagem deste controlador é a possibilidade de conectar controladores em paralelo sem que ocorra superposição entre os mesmos. Levando-se em consideração cargas não lineares trifásicas a três fios constituídas de retificadores, tem-se que as componentes harmônicas mais comuns, presentes nas correntes CA, são de ordem  $6h \pm 1$  ( $h = 1, 2, 3, \dots$ ) (MOHAN & UNDELAND, 2007). Para cada frequência harmônica que se deseja compensar é necessário um número igual de controladores ressonantes, em cada eixo  $\alpha$  e  $\beta$ , sintonizados nas frequências de interesse.

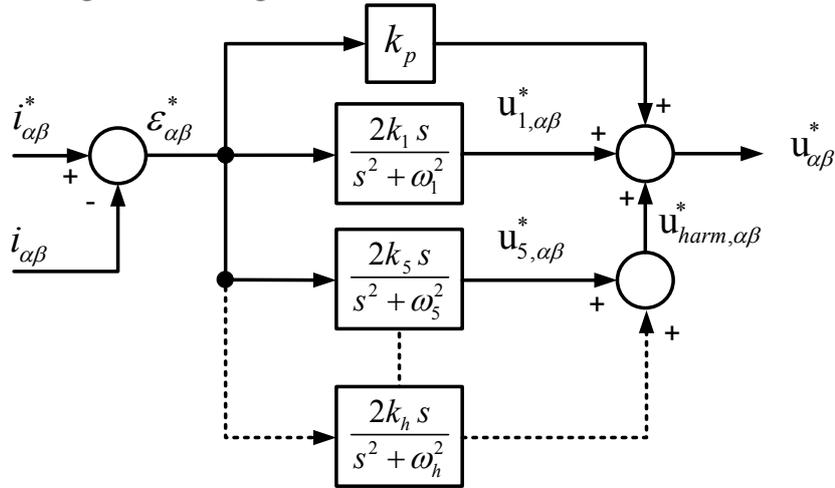
O princípio de funcionamento do P-RES é introduzir, teoricamente, um ganho infinito nas frequências de ressonância selecionadas com o intuito de eliminar o erro de estado estacionário nestas frequências. Portanto, a parcela ressonante do controlador P-RES pode ser vista como um integrador de sinais CA generalizado (YUAN et al., 2002; ZMOOD & HOLMES, 2003). A função de transferência do controlador P-RES no domínio da frequência complexa é dada por (4.29):

$$F(s) = k_p + \left( \frac{k_h s}{s^2 + \omega_h^2} \right), \quad (4.29)$$

em que  $k_p$  é o ganho proporcional,  $k_h$  é o ganho na frequência de ressonância e  $\omega_h$  é a frequência de ressonância do controlador (frequência harmônica a ser rastreada).

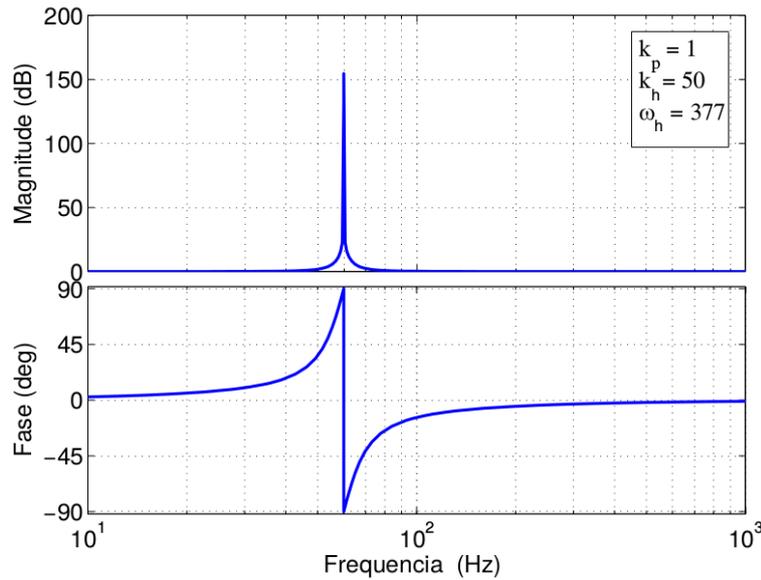
A Figura 43 ilustra o diagrama de blocos do controlador P-RES proposto para aplicações com FAP. Conforme comentário anterior, são projetados controladores P-RES tanto quanto forem as frequências harmônicas que se deseja compensar. O ganho  $k_p$  afeta todo o espectro de frequência igualmente e, por este motivo, é projetada da mesma maneira que um controlador proporcional-integral. Ou seja,  $k_p$  determina a dinâmica do sistema em termos da margem de fase e de ganho. No Apêndice A é descrito em detalhes o procedimento para obtenção dos ganhos  $k_p$  e  $k_h$ . Na Figura 44 é mostrada a resposta em frequência do controlador ressonante, descrito por (4.29), para um caso particular em que  $k_p = 1$ ,  $k_h = 50$  e  $f = 60Hz$ .

Figura 43: Diagrama de blocos do controlador P-RES.



Fonte: Autor.

Figura 44: Resposta em frequência do P-RES ideal sintonizado em 60Hz.



Fonte: Autor.

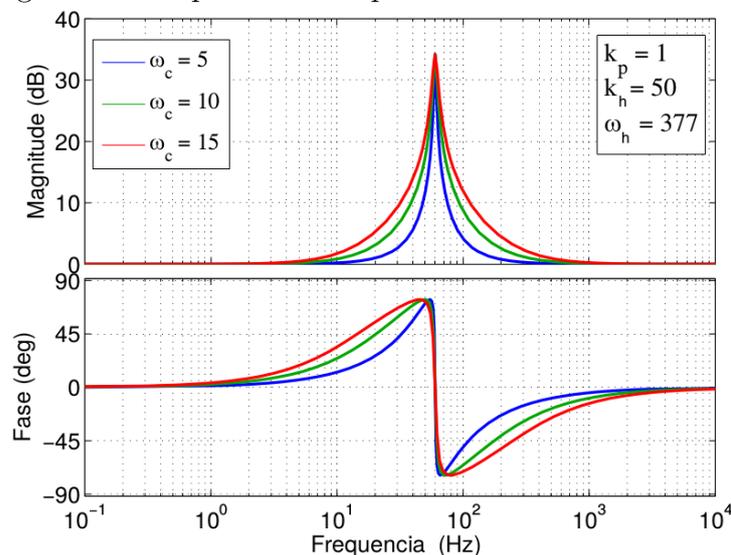
Em implementação prática do controlador **P-RES** pode ocorrer saturação numérica das variáveis do algoritmo de controle. Este problema geralmente está relacionado ao ganho infinito na frequência de ressonância do controlador (4.29). Por este motivo, [Zmood e Holmes \(2003\)](#) propõem uma função de transferência alternativa para o controlador, definida em (4.30):

$$F(s) = k_p + \left( \frac{2k_h\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_h^2} \right), \quad (4.30)$$

em que  $\omega_c$  é a faixa de passagem da parcela ressonante. Essa nova função de transferência possui um ganho finito, entretanto relativamente elevado para garantir um erro

de regime desprezível na frequência de ressonância. A Figura 45 ilustra a resposta em frequência do P-RES não ideal evidenciando o comportamento de (4.30) para diferentes valores de  $\omega_c$ .

Figura 45: Resposta em frequência do P-RES não ideal.



Fonte: Autor.

#### 4.5.1 COMPORTAMENTO DO CONTROLADOR P-RES EM FUNÇÃO DA VARIAÇÃO DA FREQUÊNCIA FUNDAMENTAL

Uma das vantagens do controlador expresso em (4.30) em relação ao P-RES ideal expresso em (4.29) diz respeito à faixa de passagem da parcela ressonante. Escolhendo de maneira apropriada  $\omega_c$ , pode-se reduzir a sensibilidade do controlador a pequenas variações na frequência da rede elétrica<sup>2</sup>. Como exemplo, uma variação de  $\pm 0,5$  Hz na frequência da rede elétrica terá como consequência a variação de  $\pm 6,5$  Hz na frequência de ressonância do controlador P-RES, quando sintonizado para compensar a 13ª componente harmônica. Enquanto (4.29) perderia a capacidade de rastrear o sinal harmônico mencionado, (4.30) pode ser ajustado para tal.

No entanto, a escolha de  $\omega_c$  deve ser ponderada. Comparando o denominador da função de transferência do controlador P-RES modificado com o denominador da forma canônica de sistemas de segunda ordem, verifica-se que  $\omega_c = \xi\omega_n$ . O coeficiente de amortecimento ( $\xi$ ) está associado ao sobressinal da resposta do controlador no regime

<sup>2</sup>A ANEEL estabelece que os sistemas de geração e distribuição integrantes do SIN (Sistema Interligado Nacional), em condições normais de operação e em regime permanente, devem operar dentro dos limites de frequência situados entre 59,9 Hz e 60,1 Hz. Em condições extremas, a frequência não pode exceder 66 Hz ou ser inferior a 56,5 Hz. Ainda de acordo com a ANEEL, o tempo máximo permitido para que a frequência da rede opere fora dos limites normais é de no máximo 30 segundos (ANEEL, 2016).

transitório, enquanto ( $\omega_n$ ) indica a frequência de ondulação da resposta do controlador antes do sinal entrar em regime permanente e influencia o tempo de acomodação da resposta.

Portanto, pequenos valores de  $\omega_c$  deixam o controlador mais seletivo. Por outro lado, a corrente sintetizada pelo conversor fica submetida a sobressinais elevados durante transitórios de carga. Adicionalmente, o controlador perde eficiência frente a variações na frequência da rede elétrica. Aumentando a faixa de passagem da parcela ressonante, o controlador responde melhor a pequenas variações na frequência de ressonância ajustada. Percebe-se também menor sobressinal na corrente sintetizada durante variação de carga. Contudo, aumenta-se o tempo de acomodação da resposta transitória.

Ao adotar a relação  $\omega_c \ll \omega_h$  e levando em consideração as ponderações apresentadas, o **P-RES** modificado se aproxima do modelo ideal e o projeto dos ganhos  $k_p$  e  $k_h$  tornam-se equivalentes para os dois casos, conforme discutido no **Apêndice A**.

Conforme dito anteriormente, o efeito provocado pelo ajuste de  $\omega_c$  fica limitado a pequenas variações na frequência fundamental da rede elétrica (em torno de  $\pm 1\%$ ). Segundo **Zmood e Holmes (2003)**, variações na frequência da rede elétrica devem ser compensadas através do recálculo dos coeficientes da função de transferência discreta do controlador. Este procedimento pode ser incluído no algoritmo para que, a cada nova iteração, os coeficientes sejam corrigidos. Ainda segundo **Zmood e Holmes (2003)**, o esforço computacional exigido neste processo não é maior do que aquele usado nas transformações para o sistema de coordenadas  $dq$ .

#### **4.6 CONTROLADOR DE CORRENTE CIRCULANTE**

Na **Seção 2.3** discutiu-se a presença da corrente circulante nas pernas do MMC. A presença destas correntes no **MMC** podem afetar tanto o dimensionamento dos componentes dos módulos quanto à equalização das tensões dos capacitores. As equações (4.31) e (4.32), repetidas aqui por conveniência, definem as correntes nos polos positivo e negativo, respectivamente. Estas correntes são constituídas de três componentes: uma componente CA na frequência fundamental, uma componente CC e a própria corrente circulante, cujo espectro é formado por componentes harmônicas de sequência negativa múltiplas pares da frequência da rede elétrica. Ressalta-se que, a componente de 120 Hz foi preponderante neste estudo. Portanto, atenuar a corrente circulante contribui para a melhoria do desempenho do sistema como um todo.

$$i_{p,k} = -\frac{i_k}{2} + \frac{i_{cc}}{3} + i_{circ,k}, \quad (4.31)$$

$$i_{n,k} = \frac{i_k}{2} + \frac{i_{cc}}{3} + i_{circ,k}. \quad (4.32)$$

em que  $i_k$  são as corrente de fase do MMC e representam as componentes na frequência fundamental,  $i_{cc}$  é a corrente do barramento CC,  $i_{circ}$  é a componente de sequência negativa em 120 Hz e  $k$  se refere as fases do conversor ( $k = a, b, c$ ).

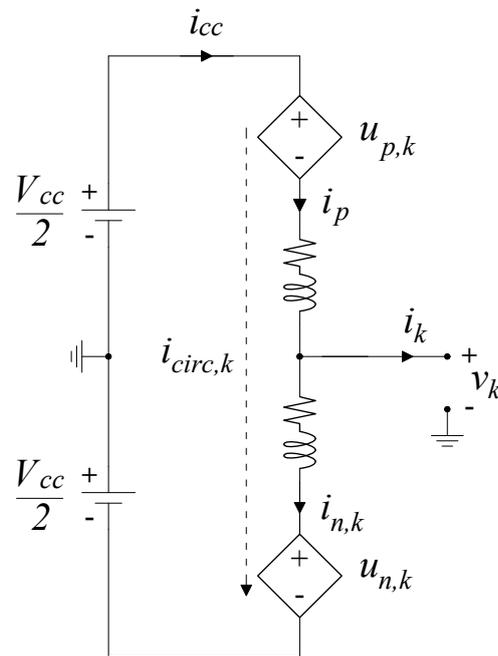
Em aplicações que não necessitam de fonte no barramento CC, como ocorre no **FAP MMC**, as componentes CC das correntes dos polos são nulas em regime permanente (DUARTE et al., 2019). A partir desta simplificação, a corrente circulante é obtida realizando a soma de (4.31) com (4.32), como pode ser observado em (4.33):

$$i_{circ,k} = \frac{i_{p,k} + i_{n,k}}{2}. \quad (4.33)$$

Analisando apenas a corrente circulante no circuito equivalente simplificado de uma fase do MMC, Figura 46, a dinâmica de  $i_{circ,k}$  pode ser descrita, segundo (4.34):

$$V_{cc} - u_{p,k}(t) - u_{n,k}(t) = 2R_s i_{circ,k}(t) + 2L_s \frac{di_{circ,k}(t)}{dt}. \quad (4.34)$$

Figura 46: Diagrama esquemático simplificado de uma fase do MMC.



Fonte: Autor.

Reorganizando (4.34) obtém-se (4.35):

$$\left(\frac{V_{cc}}{2}\right) - \left(\frac{u_{p,k}(t) + u_{n,k}(t)}{2}\right) = R_s i_{circ,k}(t) + L_s \frac{di_{circ,k}(t)}{dt}. \quad (4.35)$$

De (4.35) é possível inferir que as correntes circulantes podem ser controladas a partir do controle das tensões nas impedâncias internas, definidas por (4.36):

$$v_{imp,k}(t) = R_s i_{circ,k}(t) + L_s \frac{di_{circ,k}(t)}{dt}. \quad (4.36)$$

Combinando (4.35) com (4.36) e isolando as tensões dos polos, é possível obter novas tensões de referência a serem sintetizadas em cada polo do MMC para cancelar o efeito das correntes circulantes, de acordo com (4.37) e (4.38):

$$u_{p,k}^*(t) = \frac{V_{cc}}{2} - v_k^*(t) - v_{imp,k}^*(t), \quad (4.37)$$

$$u_{n,k}^*(t) = \frac{V_{cc}}{2} + v_k^*(t) - v_{imp,k}^*(t), \quad (4.38)$$

em que:

$$v_k(t) = \left(\frac{u_{n,k}(t) + u_{p,k}(t)}{2}\right). \quad (4.39)$$

De acordo com (4.37) e (4.38), as novas tensões de referência dos polos positivo e negativo são formados pela contribuição de três parcelas. O sinal de referência  $v_k^*(t)$ , que tem origem no controlador de corrente e corresponde a tensão necessária nos terminais CA do MMC para que o conversor consiga sintetizar as correntes de referência. O sinal de referência  $v_{imp,k}^*(t)$ , que é gerado pelo controlador de corrente circulante e corresponde a tensão necessária sobre as impedâncias internas para que a corrente circulante seja cancelada. A terceira parcela corresponde à metade da tensão do barramento CC.

Na literatura são discutidas algumas técnicas para mitigar as correntes circulante do MMC. Em Tu et al. (2010) discute-se metodologias de dimensionamento dos indutores dos polos para, além de mitigar as correntes circulantes, limitar as correntes de curto-circuito no lado CA. Já em Yang et al. (2011) propuseram a utilização de função de chaveamento modificada para alcançar o mesmo objetivo. Todavia, técnicas de controle em malha fechada se mostram mais eficientes, de um modo geral (DEBNATH et al., 2015). Em Tu, Xu e Xu (2011) foram projetados controladores proporcionais-

integrais no sistema de coordenadas síncronas. O ponto negativo desta técnica aparece quando a rede fica submetida a distúrbios de tensão e/ou de corrente. Nestes casos, a variação dos parâmetros da rede pode comprometer o sistema de coordenadas síncronas e, conseqüentemente, o desempenho do controlador.

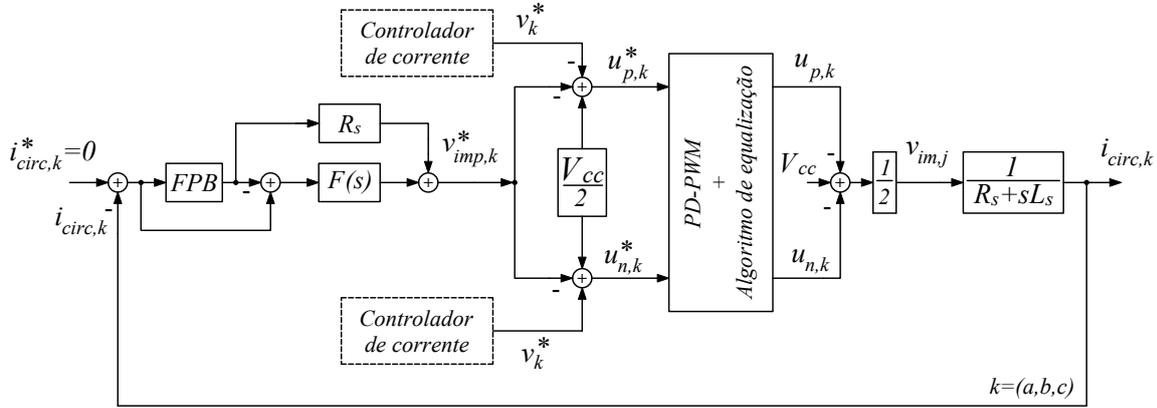
Os controladores do tipo **P-RES**, por outro lado, são mais robustos frente a variação dos parâmetros da rede elétrica. Por este motivo, [Li et al. \(2013\)](#) analisaram e implementaram o controlador em questão em um protótipo MMC. Os autores utilizaram dois controladores, um sintonizado em 120 Hz e outro em 240 Hz. Vale destacar que, os autores julgaram não ser necessário a utilização da parcela proporcional para atenuar as componentes harmônicas de interesse. Porém, em [Cupertino et al. \(2018\)](#), tanto a parcela ressonante quanto a parcela proporcional contribuíram para o efetivo funcionamento da malha de controle das correntes circulantes. Adicionalmente, foi incluído um filtro passa baixa na malha de controle para aumentar a estabilidade do controlador **P-RES**.

Neste trabalho, optou-se por controladores do tipo **P-RES** para a malha de controle de corrente circulante, sendo que a modificação apresentada em ([CUPERTINO et al., 2018](#)) mostrou-se mais adequada para a proposta de utilização do conversor como filtro ativo de potência. A [Figura 47](#) ilustra o diagrama de blocos da malha de controle, em coordenadas  $abc$ , para mitigar as correntes circulantes. A identificação da corrente circulante é feita de acordo com (4.33). O valor obtido é então comparado com a referência desejada, que neste caso é zero. Ou seja, deseja-se que a componente de 120 Hz de sequência negativa seja nula. O controlador adotado para a malha de corrente circulante foi o mesmo definido em (4.30) e a escolha tem duas justificativas. Além das características apontadas anteriormente, o controlador rastreia sinais alternados na frequência  $\omega_h$  com erro nulo em regime permanente, não importando se o sistema de coordenadas adotado é o  $\alpha\beta$  ou o  $abc$ . Adicionalmente, o controlador consegue lidar com sinais de sequência positiva e negativa de maneira semelhante, uma vez que seu desempenho se assemelha a dois integradores no sistema de coordenadas síncronas ( $dq$ ) rotacionando na frequência de  $\pm\omega_h$  ([LIMONGI et al., 2009](#)).

Analisando a [Figura 47](#), observa-se que o sinal de erro tratado pelo controlador **P-RES** possui apenas componentes CA. Qualquer componente CC contido no sinal de erro é desviado do controlador e atenuado de um valor correspondente ao da resistência série da impedância conectada nos terminais CA do conversor. Desta maneira, a saída do controlador **P-RES** gera a tensão de referência sobre as impedâncias internas ( $v_{imp,k}^*$ ) para mitigar as correntes circulante. Os sinais de tensão  $u_{p,k}^*$  e  $u_{n,k}^*$  definidos

em (4.37) e (4.38), respectivamente, são os próprios sinais modulantes, em coordenadas  $abc$ , que serão usados pela modulação PD-PWM para a geração dos sinais de disparo dos interruptores estáticos.

Figura 47: Diagrama de blocos da malha de controle da corrente circulante.



Fonte: Autor.

#### 4.7 EXEMPLO DE APLICAÇÃO

Nesta seção são apresentadas simulações do FAP MMC conectado diretamente a uma rede de distribuição primária para compensar cargas lineares e não lineares. O objetivo destas simulações é validar a modelagem matemática e os controladores discutidos anteriormente.

A planta do sistema proposto, ilustrada na Figura 39, foi simulada com os parâmetros dispostos na Tabela 10. Na Tabela 11 são apresentados os ganhos dos controladores da tensão CC e das correntes nos terminais de saída.

Primeiramente foi analisado o processo de inicialização do FAP. Nesta etapa, é suposto que os capacitores estejam descarregados e todas as malhas de controle desligadas. Segundo Fenili (2007), os capacitores dos módulos devem ser carregados até que a tensão total do lado CC seja, pelo menos, 30% maior que o valor de pico da tensão de linha da rede elétrica. A Figura 48 (a) ilustra o funcionamento da malha de controle de tensão ao elevar a tensão total do lado CC para 30 kV. Ao mesmo tempo, o algoritmo de ordenação é executado para equalizar a tensão nos capacitores dos módulos nos polos positivo e negativo na fase  $a$  do MMC, conforme ilustrado na Figura 48 (b). Foi testado também o comportamento da malha de controle de tensão mediante a variação em degrau do sinal de referência. Em 200 ms, a referência de tensão muda para 40 kV e em 500 ms a referência retorna para 30 kV. Adotando sobressinal máximo de 25%

Tabela 10: Parâmetros selecionados pela rotina de otimização

Parâmetro	Valor
Tensão eficaz de linha da rede CA ( $V_{PAC}$ )	13,8 kV
Tensão total do lado CC ( $V_{cc}$ )	30 kV
Indutância da rede CA ( $L_g$ )	80 $\mu$ H
Indutância do filtro de saída ( $L$ )	2 mH
Resistência interna do MMC ( $R$ )	50 m $\Omega$
Indutância interna do MMC ( $L_s$ )	2 mH
Resistência interna do MMC ( $R_s$ )	50 m $\Omega$
Indutância da carga não-linear ( $L_L$ )	2 mH
Resistência da carga não-linear ( $R_L$ )	3500 $\Omega$
Capacitância dos módulos ( $C$ )	3300 $\mu$ F
Número de módulos por polo ( $n$ )	4
Frequência da portadora PWM ( $f_{sw}$ )	1,8 kHz
Frequência de amostragem ( $f_s$ )	18 kHz

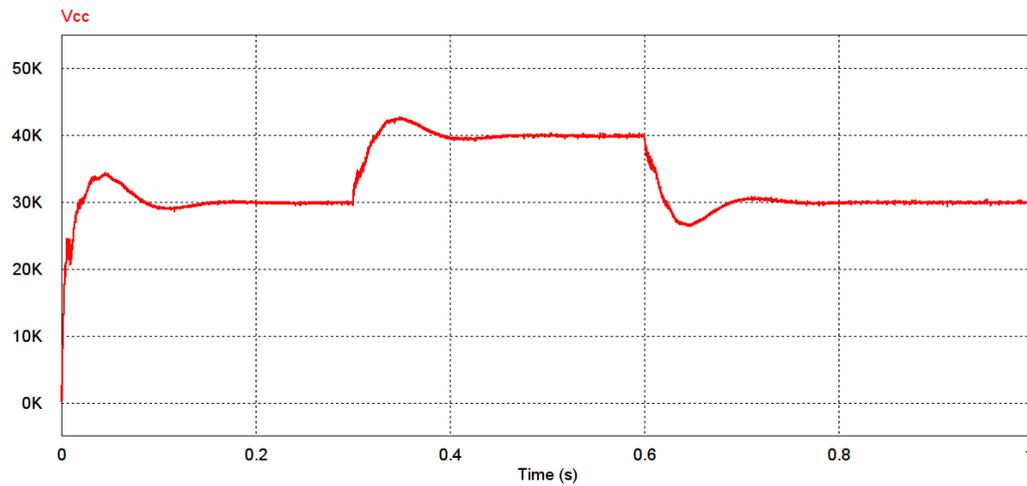
Tabela 11: Ganhos dos controladores de tensão e corrente

Controlador de corrente (P-RES)	Valor
Ganho proporcional ( $K_{p,i}$ )	6 V/A
Ganho integral em 60 Hz ( $K_i^{60}$ )	150 V/A
Ganho integral em 300 Hz ( $K_i^{300}$ )	100 V/A
Ganho integral em 420 Hz ( $K_i^{420}$ )	100 V/A
Ganho integral em 540 Hz ( $K_i^{540}$ )	80 V/A
Ganho integral em 660 Hz ( $K_i^{660}$ )	50 V/A
Ganho integral em 780 Hz ( $K_i^{780}$ )	50 V/A
Controlador da tensão CC (PI)	Valor
Ganho proporcional ( $K_{p,v}$ )	0,044 V/A
Ganho integral ( $K_{i,v}$ )	0,781 V/A

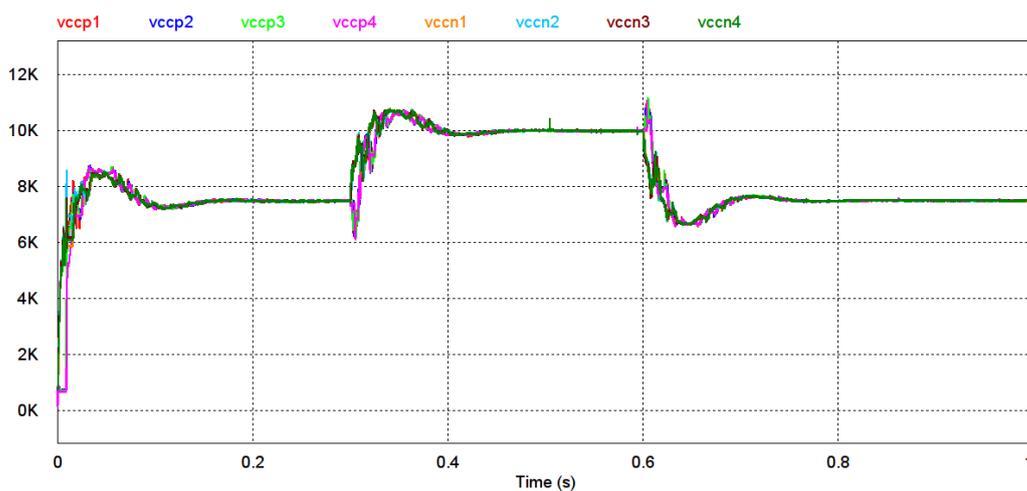
e o critério de 2% para o tempo de acomodação, conclui-se que os ganhos calculados através de (4.14) foram adequados.

A malha de controle de corrente é investigada após a inicialização da malha de tensão CC. No intervalo de 400 ms a 500 ms os sinais de referência da malha de corrente são nulos e o MMC sintetiza tensão em fase com a rede elétrica. A Figura 49 (a) ilustra este processo para a fase *a*. Em 500 ms o MMC começa a atuar como compensador estático de reativos quando a ele é dada uma referência de potência de +100 kvar para ser injetada na rede elétrica. A Figura 49 (b) ilustra a corrente da fase *a* do MMC atrasada de 90° em relação a tensão da rede até aos 600 ms, quando a referência de potência reativa alterna para -100 kvar. Neste caso, a corrente da fase *a* do MMC se adianta de 90° em relação a tensão da rede. A Figura 49 (c) ilustra a tensão nos capacitores dos módulos da fase *a* durante todo o período analisado.

Figura 48: Comportamento da tensão do lado CC mediante variação em degrau no sinal de referência: (a) tensão total do lado CC; (b) tensão nos capacitores dos polos positivo e negativo da fase a.



(a)



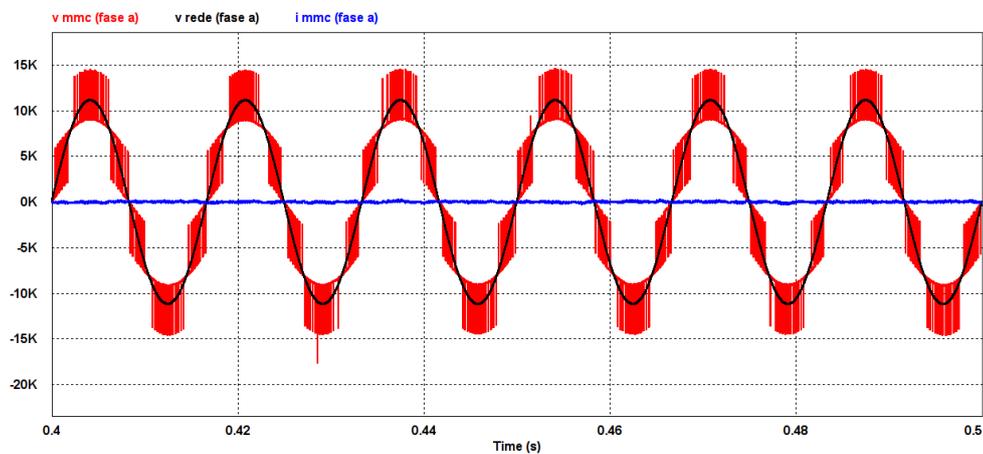
(b)

Fonte: Autor.

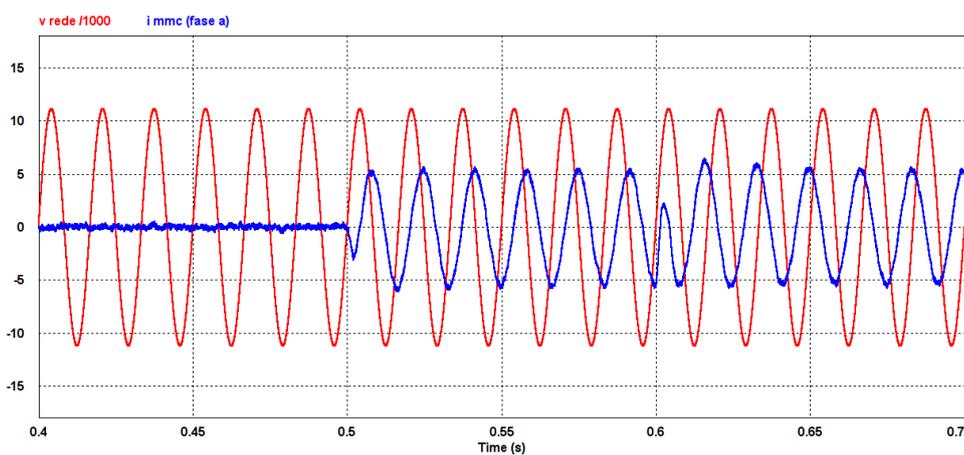
Utilizando-se ainda da operação do MMC como compensador estático, foi analisado o controlador de corrente circulante. A Figura 50 (a) ilustra o momento em que o controlador entra em operação (200 ms) para cancelar o segundo harmônico nas correntes dos polos positivo e negativo da fase *a*. A Figura 50 (b) ilustra o MMC sintetizando corrente adiantada em relação a tensão da rede. Verifica-se que o controlador de corrente circulante não interfere no funcionamento da malha de controle da corrente de saída.

Por fim, o MMC foi posto a operar como filtro ativo de potência. A carga não linear usada na simulação é constituída por um retificador trifásico não controlado. No lado CC do retificador é conectado uma carga RL de 3500  $\Omega$  e 2 H. A Figura 51

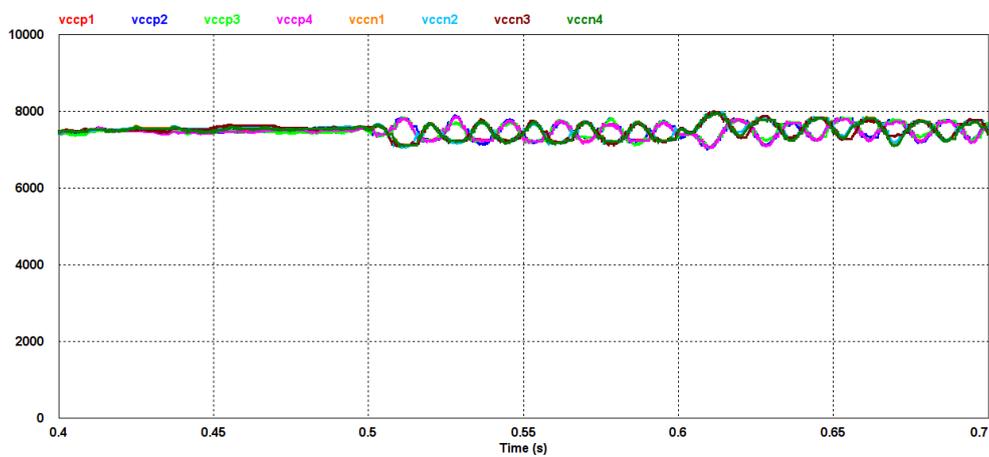
Figura 49: (a) Síntese de corrente nula; (b) Injeção de potência reativa indutiva (0,5 s a 0,6 s) e capacitiva (0,6 s a 0,7 s) na rede elétrica (escala da tensão da rede dividida por 1000); (c) Tensão nos capacitores dos módulos da fase *a*.



(a)



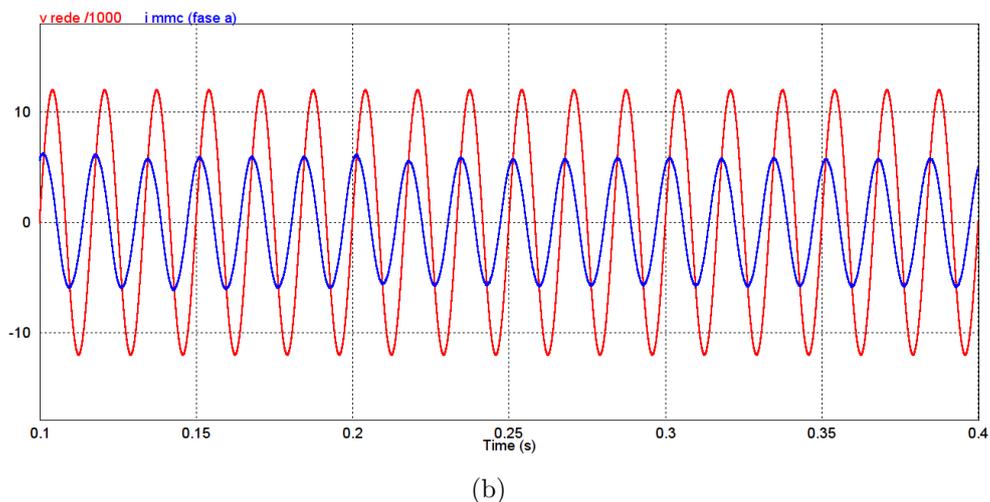
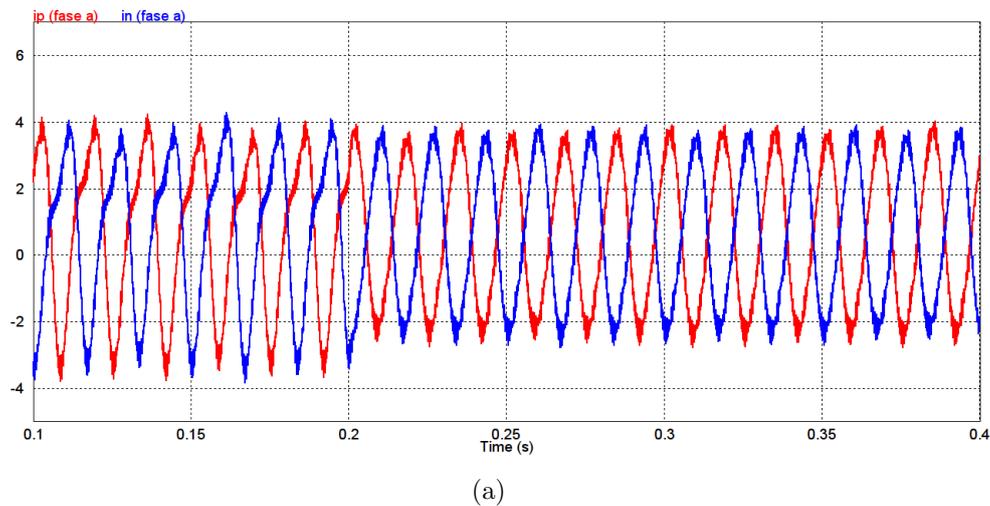
(b)



(c)

Fonte: Autor.

Figura 50: (a) Ação do controlador de corrente circulante na fase *a*; (b) Operação do MMC sem interferência do controlador de corrente circulante.



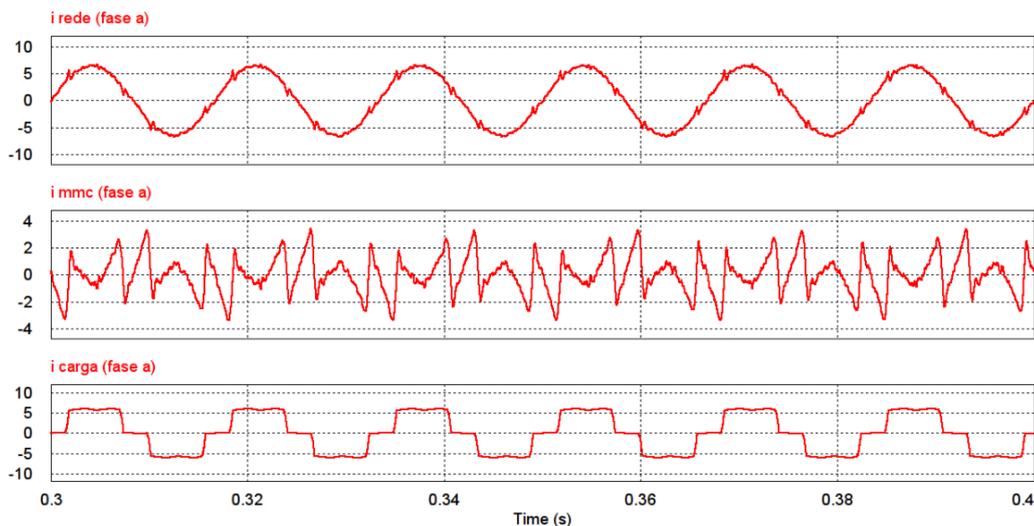
Fonte: Autor.

ilustra, respectivamente, a corrente da rede elétrica, a corrente do MMC e a corrente da carga. As formas de ondas apresentadas correspondem a medições feitas na fase *a*. Conforme verificado na [Figura 51](#), o filtro ativo MMC foi capaz de mitigar as correntes harmônicas drenadas da rede elétrica por uma carga não linear de 100 kVA. Ressalta-se que o controlador de corrente foi projetado para compensar até a décima terceira componente harmônica da corrente da carga.

#### 4.8 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram apresentados os modelos matemáticos necessários ao projeto dos controladores de tensão e corrente. Para mitigar as componentes harmônicas de cargas não lineares foi escolhido o controlador proporcional-ressonante. Este controlador

Figura 51: Medição de corrente na fase  $a$ : rede elétrica, terminal de saída do MMC e carga não linear, respectivamente



Fonte: Autor.

é de rápida implementação no sistema de coordenadas ortogonais e apresenta característica modular, ou seja, para cada frequência que se deseja compensar ajustam-se os ganhos correspondentes de maneira independente.

Os resultados de simulação evidenciam as funcionalidades do MMC como filtro ativo e compensador estático de reativos, bem como o funcionamento das malhas de controle projetadas.



## 5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são apresentados os detalhes da implementação experimental usada para verificar as características de operação do MMC. Os materiais aplicados na montagem do sistema experimental combinam recursos já disponíveis nos laboratórios do Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da UFJF. Os ensaios foram elaborados para que se pudesse testar o sistema como filtro ativo de potência e as funcionalidades auxiliares, como compensador de potência reativa. Os resultados experimentais obtidos com o protótipo evidenciam o correto dimensionamento das malhas de controle das tensões e das correntes do conversor e validam a metodologia de projeto adotada.

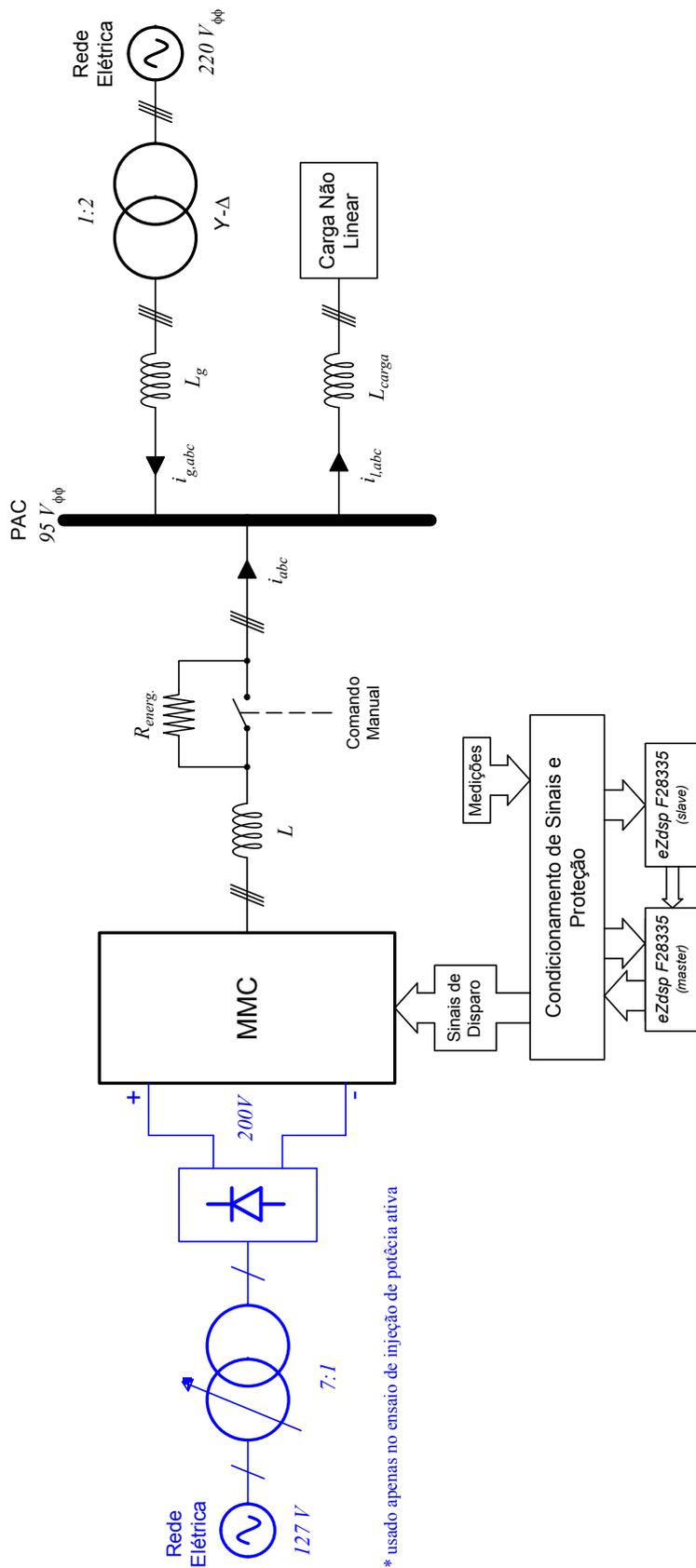
### 5.1 CARACTERÍSTICAS DA PLATAFORMA EXPERIMENTAL

A plataforma experimental desenvolvida neste trabalho tem por objetivo testar as proposições iniciais descritas no Capítulo 1 e verificadas, até então, por meio de simulações computacionais idealizadas. O protótipo do filtro ativo de potência com o conversor multinível modular foi desenvolvido em escala reduzida, tanto no que diz respeito à quantidade de módulos por polo, quanto à tensão de operação do sistema. Tal atitude visa assegurar a integridade física dos usuários do laboratório e evitar a queima dos equipamentos disponíveis à realização dos testes.

A Figura 52 ilustra o diagrama unifilar do sistema. A tensão de linha no PAC foi reduzida de 220 V para, aproximadamente, 94 V. Neste processo foram utilizados três transformadores monofásicos de 3,75 kVA, com relação de transformação 1:4. É válido destacar que os enrolamentos dos transformadores foram conectados em delta no lado de tensão mais alta, enquanto que, no lado de tensão mais baixa, os enrolamentos foram conectados em estrela. Portanto, neste capítulo, para efeito de simplificação, o termo rede elétrica será aplicado para designar o sistema de alimentação em baixa tensão compreendido entre o secundário dos transformadores e o PAC.

Considerando a tensão da rede elétrica a qual o MMC está conectado, a tensão do

Figura 52: Diagrama unifilar do sistema experimental.



Fonte: Autor.

barramento CC foi adotada como sendo de 200 V. De acordo com Yazdani e Iravani (2010), a tensão do lado CC de um VSC precisa ser maior que o dobro do pico da tensão de fase <sup>1</sup>. Neste caso, portanto, a tensão mínima do barramento deverá ser 155 V, aproximadamente, para que o MMC possa funcionar adequadamente.

Conforme discutido no Capítulo 2, o MMC montado no laboratório é formado por módulos com conversores em meia ponte, perfazendo um total de três por polo. Os interruptores estáticos adotados são IGBTs, modelo SEMIX202GB066HDs, comandados pelos *drivers* Skyper32, ambos fabricados pela Semikron. Capacitores Epcos B43456-A9338 eletrolítico de 3,3 mF e B32656S de polipropileno metalizado de 1  $\mu$ F completam o módulo. Na Figura 53 é exibido em detalhes o módulo já montado com todos os seus componentes, incluindo o dissipador de calor e o sensor de tensão. Adicionalmente aos módulos, dois conjuntos de indutores de 1,6 mH <sup>2</sup>, cada qual conectado ao polo correspondente, formam uma fase do MMC. A Figura 54 ilustra a disposição dos componentes de uma fase do conversor. Detalhes do sistema de controle contendo os microcontroladores, circuitos condicionamento de sinais e de proteção são exibidos na Figura 55. Uma fotografia da plataforma experimental completa é exibida na Figura 56. Por fim, a Tabela 12 resume os principais parâmetros da plataforma experimental.

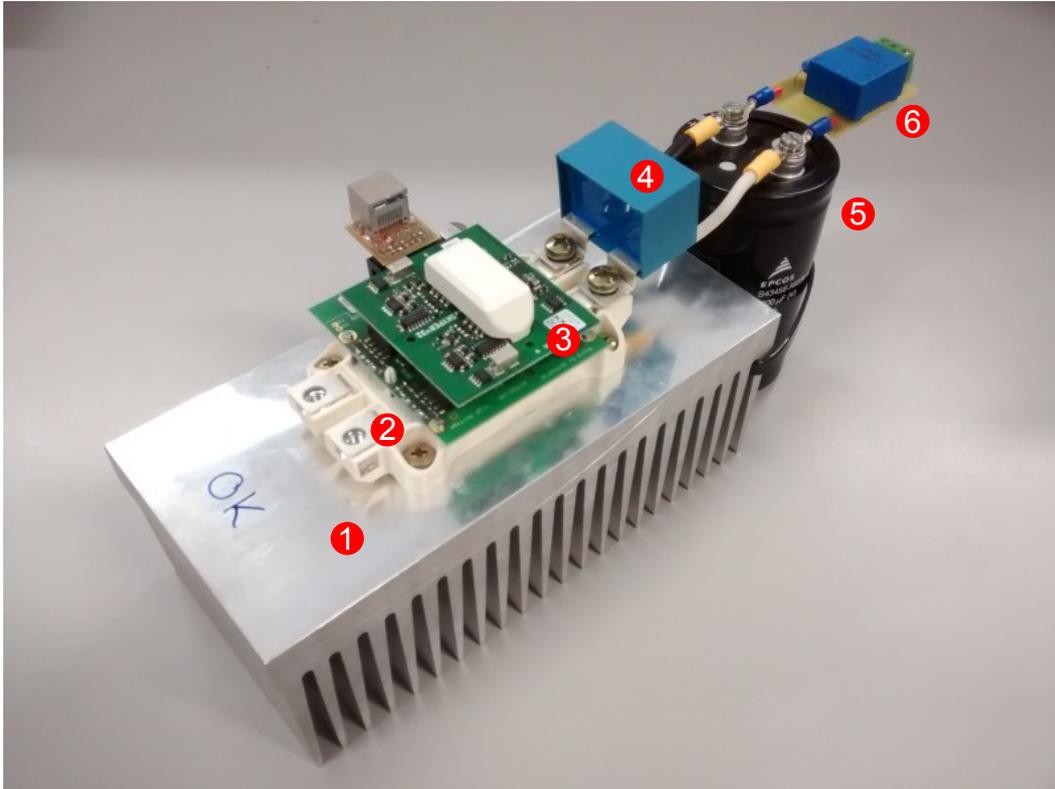
Tabela 12: Parâmetros do Sistema Experimental

Parâmetro	Valor
Tensão eficaz de linha no PAC ( $V_{PAC}$ )	94 V
Indutância da rede CA ( $L_g$ )	130 $\mu$ H
Resistência da rede CA ( $R_g$ )	100 m $\Omega$
Indutância do filtro de saída ( $L$ )	1,6 mH
Resistência do filtro de saída ( $R$ )	130 m $\Omega$
Indutância dos polos do MMC ( $L_s$ )	1,6 mH
Resistência dos polos do MMC ( $R_s$ )	130 m $\Omega$
Tensão do barramento CC ( $V_{CC}$ )	200 V
Tensão nominal do capacitor do módulo ( $V_c$ )	67 V
Capacitância do módulo (C)	3300 $\mu$ F
Nº de módulos por polo (n)	3
Frequência de amostragem ( $f_s$ )	10 kHz
Frequência da portadora PWM ( $f_{sw}$ )	1,26 kHz
Técnica de modulação	PD-PWM
Técnica de ordenação	Seleção

<sup>1</sup>A tensão de fase é medida tomando como referência o ponto central da ligação de dois capacitores em série conectados ao barramento CC de um VSC (YAZDANI & IRAVANI, 2010).

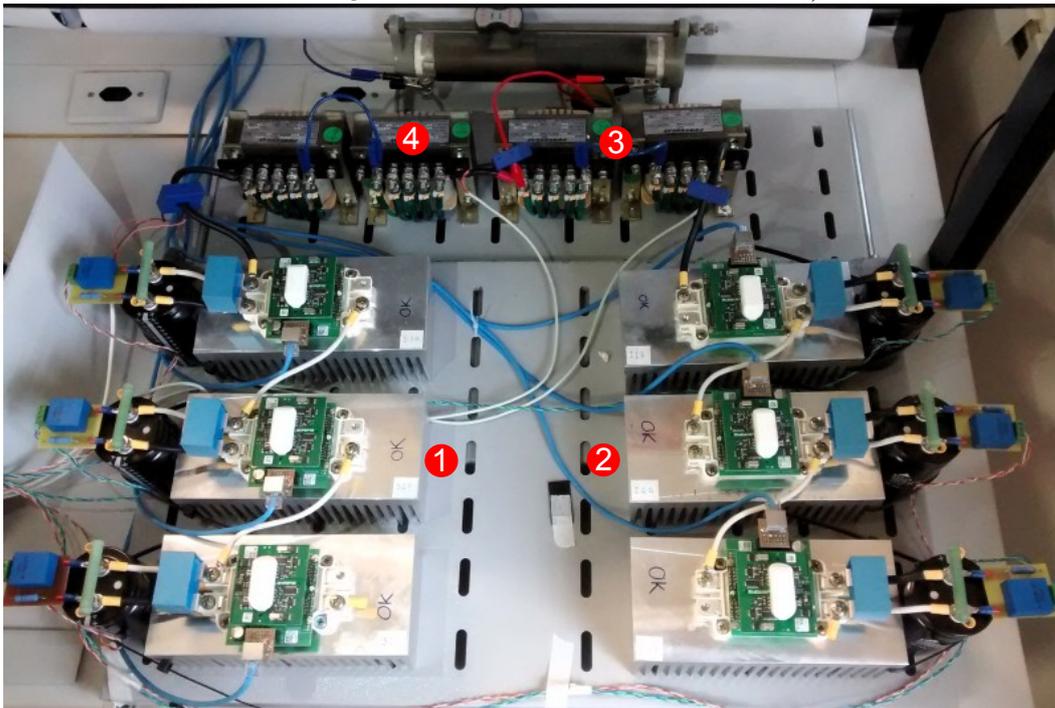
<sup>2</sup>Os indutores são de núcleo laminado e foram projetados para operar até 25A a 20kHz.

Figura 53: Fotografia de um módulo do MMC (1 - dissipador, 2 - IGBT, 3 - driver Skyper32, 4 - capacitor de filme metálico, 5 - capacitor eletrolítico, 6 - sensor de tensão).



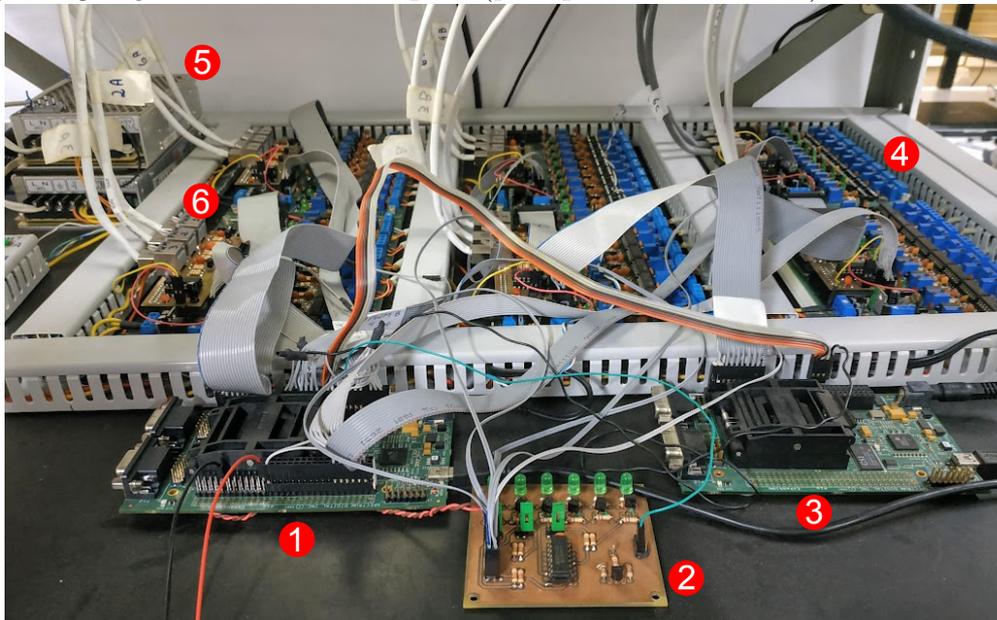
Fonte: Autor.

Figura 54: Fotografia de uma fase do protótipo MMC implementado em laboratório (1 - polo positivo, 2 - polo negativo, 3 e 4 - indutores dos polos).



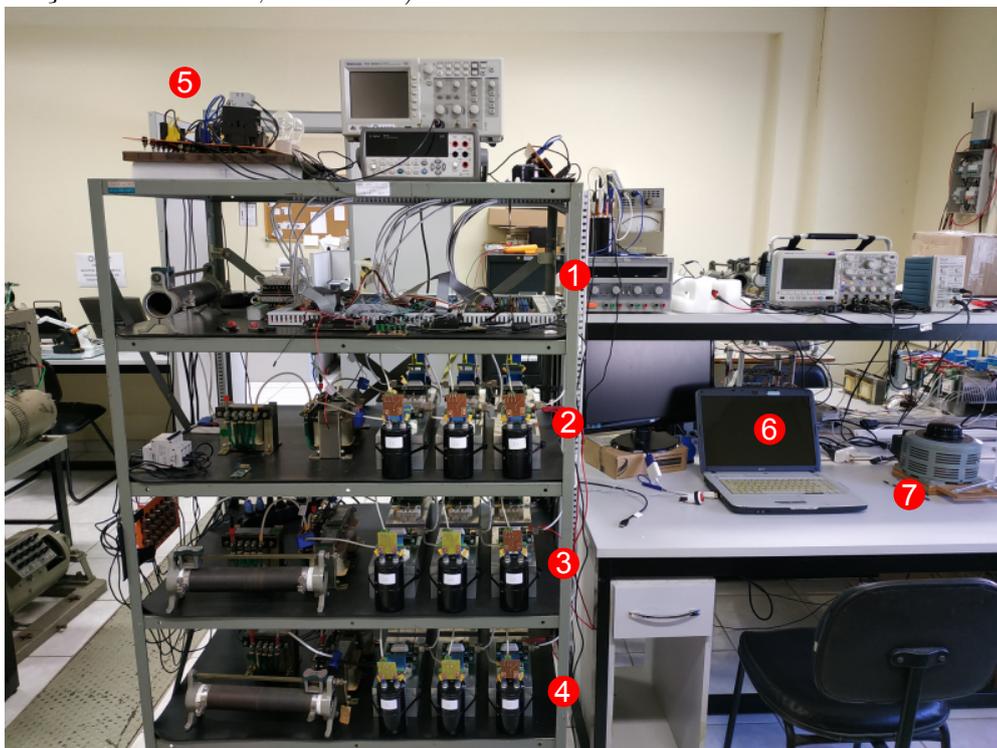
Fonte: Autor.

Figura 55: Fotografia do sistema de controle do protótipo MMC: 1-microcontrolador *eZdsp F28335* mestre, 2-circuito identificador de falha nos polos, 3-microcontrolador escravo, 4-circuitos condicionadores de sinais (fase C), 5-fontes de tensão e 6-circuito de *buffer* e geração dos sinais de disparo (polo positivo da fase A).



Fonte: Autor.

Figura 56: Protótipo MMC trifásico (1 - sistema de controle do MMC, 2 - fase A do conversor, 3 - fase B, 4 - fase C, 5 - contatora usada na energização, 6 - notebook para comunicação com o DSC, 7 - variac).



Fonte: Autor.

### 5.1.1 MEDIÇÕES DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS

As tensões e correntes necessárias para o funcionamento do filtro ativo foram medidas com sensores de efeito Hall fabricado pela LEM. As correntes foram obtidas com o sensor LA 55-P do tipo janela. As principais características deste sensor são listadas na [Tabela 13](#).

Tabela 13: Características do sensor de corrente LA 55-P

Parâmetros Elétricos	Valor
Corrente nominal eficaz no primário	50 A
Corrente nominal eficaz no secundário	50 mA
Resposta em frequência (-1dB)	CC à 200 kHz
Resistor de carga ( $R_M$ )	10 $\Omega$ fixo + 100 $\Omega$ variável
Tensão de alimentação	$\pm 15$ V

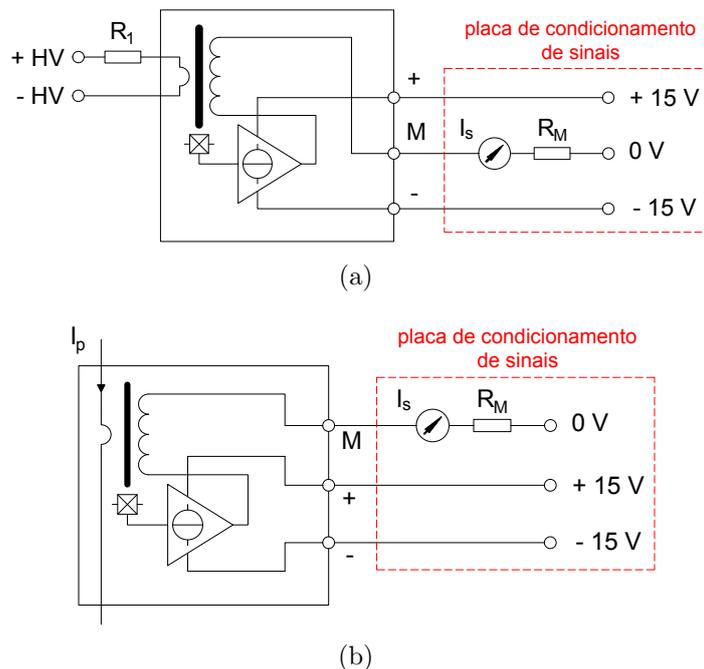
Para a medição das tensões foi utilizado o sensor LV 25-P, cujas características são listadas na [Tabela 14](#). Diferente do sensor LA 55-P, o LV 25-P necessita de um resistor ( $R_1$ ) que vai ligado em série com um dos terminais destinados a medir a diferença de potencial desejada ( $+HV$  e  $-HV$ ). O valor de  $R_1$  deve ser ajustado em função da faixa de tensão a ser medida ( $Span$ ) e da classe de exatidão desejada para o sensor. A [Tabela 15](#) apresenta os valores de  $R_1$  adotados para cada tensão medida.

Tabela 14: Características do sensor de tensão LV 25-P

Parâmetros Elétricos	Valor
Faixa de medição ( $Span$ )	10 V a 500 V
Corrente nominal eficaz no primário	10 mA
Corrente nominal eficaz no secundário	25 mA
Resistor de carga ( $R_M$ )	100 $\Omega$ fixo + 100 $\Omega$ variável
Tensão de alimentação	$\pm 15$ V

A [Figura 57](#) ilustra os esquemas de ligação dos sensores LV 25-P e LA 55-P. Conforme pode ser observado, estes dois sensores possuem saída em corrente. O fabricante recomenda a ligação de um resistor de carga ( $R_M$ ) a fim de limitar a corrente de saída e, eventualmente, transformar o sinal de corrente em uma tensão correspondente. No sistema de medição montado para o protótipo,  $R_M$  foi substituído por um resistor fixo em série com um potenciômetro, conforme descrito na [Tabela 13](#) e na [Tabela 14](#). Ressalta-se que o valor de  $R_M$  também está condicionado a faixa de corrente a ser medida ( $Span$ ) e a classe de exatidão desejada para o sensor.

Figura 57: Esquema de ligação dos sensores: (a) LV 25-P e (b) LA 55-P.



Fonte: adaptado de LEM.

Tabela 15: Resistores utilizados nas medições de tensão como o LV 25-P

Tensão Medida	$R_1$
Tensão no PAC ( $V_{PAC}$ )	39 k $\Omega$
Tensão do barramento CC ( $V_{CC}$ )	39 k $\Omega$
Tensão dos capacitores dos módulos ( $V_c$ )	57 k $\Omega$

### 5.1.2 CIRCUITOS DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS, DE PROTEÇÃO E DE ACIONAMENTO DOS INTERRUPTORES

Os sinais de saída dos sensores de tensão e corrente devem ser condicionados antes de serem enviados ao microcontrolador responsável pela execução dos algoritmos de controle. As leituras obtidas dos sensores podem variar dentro da faixa de  $\pm 15$  V, enquanto os canais do conversor A/D do **DSC** suportam tensões entre 0 V e 3 V. Portanto, o circuito condicionador de sinais foi projetado para atenuar a amplitude do sinal medido e aplicar um deslocamento CC (*offset*), quando necessário, para que não haja excursionamento negativo no sinal processado pelo conversor A/D.

Adicionalmente, o circuito de condicionamento inclui um sistema de proteção contra sobretensão e sobrecorrente. O funcionamento deste sistema é baseado na comparação do valor de pico do sinal medido com um valor de referência ajustado em função das tensões e correntes admissíveis para o sistema experimental. Ocorrendo alguma falha na operação do **MMC** que faça a tensão ou a corrente medida superar o valor limite

que foi ajustado é gerado um sinal de erro. Esse sinal de erro possui alta prioridade no **DSC**<sup>3</sup> e, quando ativo, interrompe imediatamente os sinais de acionamento dos interruptores do conversor.

Da mesma forma que é necessário adequar o nível de tensão dos sinais que entram no **DSC**, assim também deve ser feito com os sinais externados pelo microcontrolador para acionar os interruptores de cada módulo. Enquanto os sinais digitais externados pelo **DSC** possui tensão máxima de 3,3 V para nível lógico alto, os *drivers* Skyper32 somente irão identificar o mesmo nível lógico se o sinal de disparo tiver amplitude de 15 V aproximadamente. A interface que foi projetada entre o **DSC** e o Skyper32 é composta por seis *buffers*, encapsulados em um único circuito integrado (SN7407). Além dos níveis de tensão, foi preciso também adequar os cabos de comunicação com os *drivers* Skyper32. Originalmente, a comunicação é feita por cabos do tipo *flat*. Contudo, devido à distância de instalação e a interferência eletromagnética causada pela comutação dos interruptores, o conversor apresentou funcionamento irregular. Para solucionar o problema foram usados cabos de 8 vias na configuração de par trançado.

Uma fotografia da placa de condicionamento de sinais desenvolvida por Garcia (2010) é exibida na Figura 58. Os diagramas esquemáticos dos circuitos de condicionamento de sinais, de proteção e de disparo estão disponíveis no Apêndice B.

### 5.1.3 EXECUÇÃO DOS ALGORITMOS DE CONTROLE

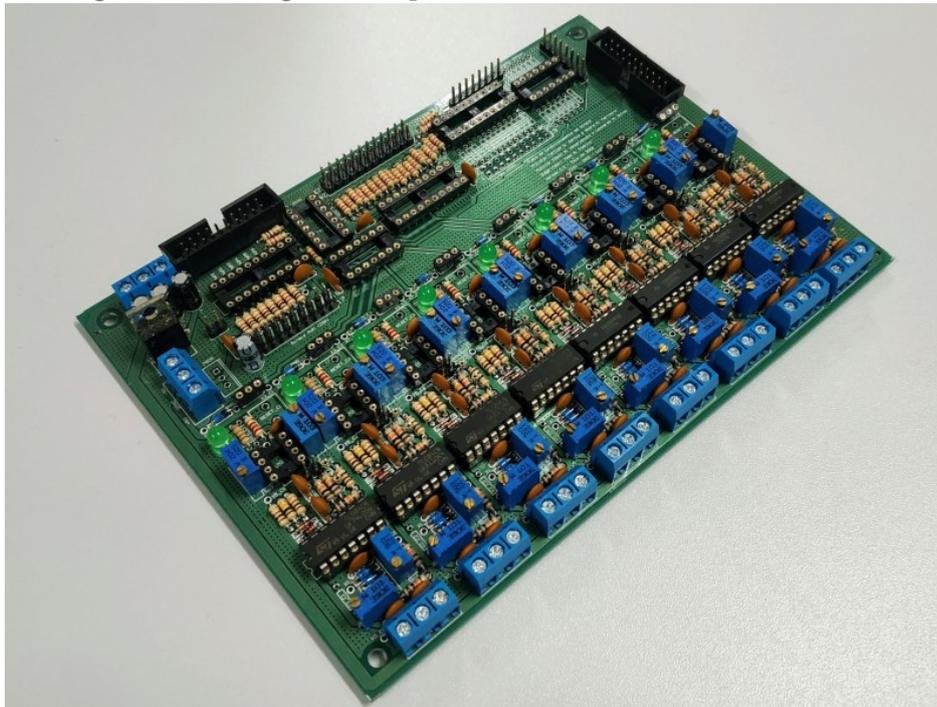
Todos os algoritmos de controle do **FAP MMC** foram desenvolvidos em linguagem C para aplicação junto à plataforma de desenvolvimento *eZdsp F28335*, fornecida pela *Spectrum Digital*. O processador usado pela plataforma é o **DSC** TMS320F28335 de 32 bits constituído de unidade dedicada para cálculo matemático em ponto flutuante. O ciclo de instrução deste **DSC** é de 6,67 ns, equivalente à frequência de processamento de 150 MHz. O **DSC** dispõe de 16 canais para conversão analógico/digital de 12 bits, 88 canais I/O de uso geral, até 18 canais **PWM** dedicado (sendo 6 de alta resolução), quatro protocolos de comunicação (*CAN*, *SPI*, *SCI*, *I<sup>2</sup>C*), entre outras características.

Para a execução dos algoritmos de controle, o **DSC** precisa ser informado a respeito do valor instantâneo de 34 grandezas elétricas, entre tensões e correntes, medidas em pontos específicos da plataforma experimental. Dentre estas grandezas elétricas, três foram obtidas de maneira indireta, por combinação de outras leituras, como por exem-

---

<sup>3</sup>A definição de prioridade é uma propriedade que pode ser ajustada no **DSC** utilizado. Para monitorar os sinais de erro foi utilizada a função *trip zone* disponível no TMS320F28335.

Figura 58: Fotografia da placa de condicionamento de sinais



Fonte: Autor.

plo, as correntes nos terminais CA do MMC que foram obtidas pela combinação das correntes nos polos positivo e negativo em cada fase do conversor. As tensões e correntes que foram medidas diretamente na plataforma experimental são discriminadas a seguir:

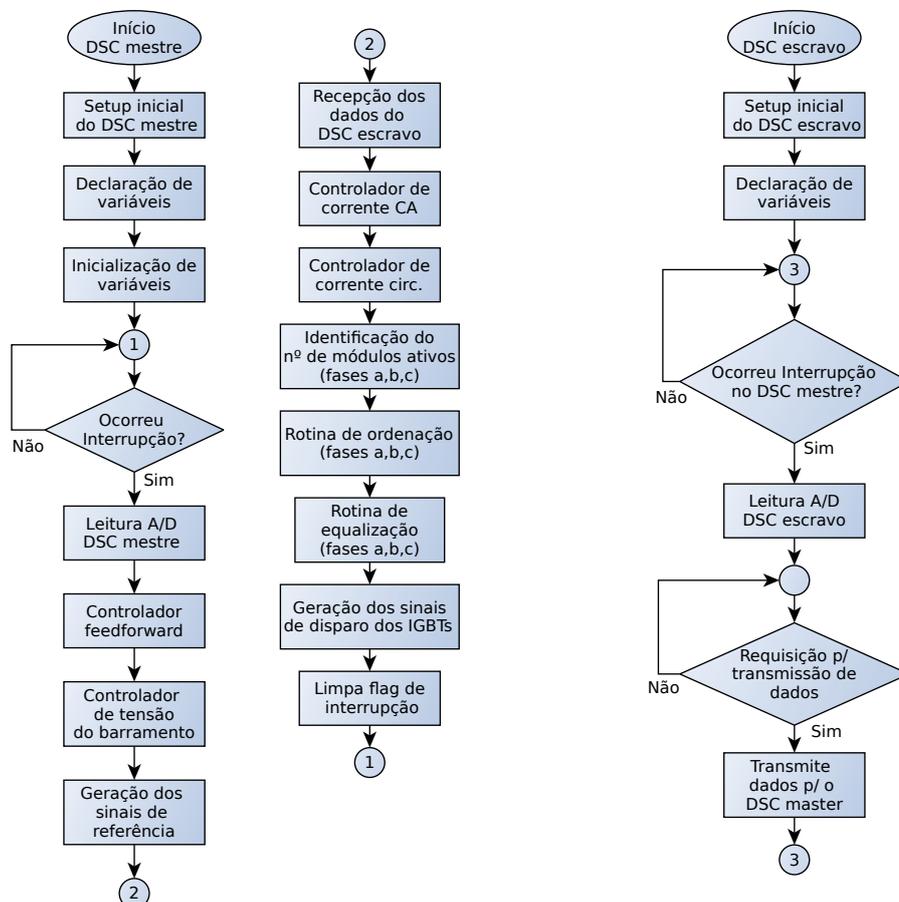
- 18 tensões CC medidas nos capacitores dos módulos;
- 3 tensões CA medidas no PAC;
- 1 medição de tensão correspondente ao barramento CC;
- 6 medições de corrente obtidas nos polos positivos e negativos das três fases do MMC;
- 3 correntes medidas nos terminais da carga;

Em função do número de medições e observando a quantidade de canais disponíveis para conversão A/D, foi necessário empregar no projeto duas plataformas de desenvolvimento *eZdsp F28335*. Os DSCs foram configurados para que um deles operasse como mestre e o outro como escravo. A escolha por este *setup* levou em consideração o tempo de execução dos algoritmos de controle e o tempo de comunicação entre os dois dispositivos. A respeito do protocolo de comunicação, foi adotado o *Serial Peripheral*

*Interface* (SPI), por ser esta a via de comunicação mais rápida dentre as opções disponíveis no TMS320F28335. O SPI é um protocolo de comunicação série síncrono que possibilita a comunicação entre os DSCs tanto em modo *half duplex* quanto em *full duplex*.

O DSC mestre foi configurado para realizar a aquisição e processar as medições das tensões no PAC, da tensão no barramento CC, das correntes na carga, das tensões dos capacitores dos módulos e das correntes dos polos, ambos correspondentes à fase A do conversor. Adicionalmente, o DSC mestre executa os algoritmos de geração dos sinais de referência, do controlador da tensão do barramento, além dos controladores das correntes CA e circulante e os algoritmos de ordenação das três fases do MMC. O acionamento dos interruptores também foi realizado pelos canais de I/O do DSC mestre. O DSC escravo, por sua vez, faz a aquisição, processa, armazena e transmite os dados referentes às tensões dos capacitores e das correntes dos polos das fases B e C quando solicitado pelo DSC mestre. A Figura 59 ilustra, de maneira resumida, o fluxograma do programa executado pelos dois *eZdsp F28335*.

Figura 59: Programa principal implementado nos *eZdsp F28335* mestre e escravo.



Fonte: Autor.

Os tempos de execução de cada algoritmo foram determinantes na escolha das frequências de amostragem ( $f_s$ ) e de comutação dos interruptores ( $f_{sw}$ ). Verificou-se que o DSC mestre consegue executar o programa, descrito na Figura 59, em 94  $\mu$ s. Este tempo de execução foi obtido supondo que o controlador de corrente CA estivesse configurado para compensar até a sétima harmônica. Cabe destacar que, o aumento de componentes harmônicas a serem compensadas acarreta em um maior tempo de execução do programa. Portanto, neste caso, foi adotado um período de amostragem de 100  $\mu$ s. Este período é suficiente para que os DSCs executem as rotinas programadas e aguardem a próxima iteração com certa margem de tempo. Optou-se por escolher a frequência de comutação como sendo oito vezes menor do que a frequência de amostragem pelos motivos discutidos no Capítulo 3, ou seja,  $f_{sw}$  foi adotada como sendo 1260 Hz. Com esta frequência de comutação, o FAP MMC ficou limitado a compensar componentes de frequência menores que a metade de  $f_{sw}$ , ou seja, 600Hz, conforme preconizado por Nyquist.

## 5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados experimentais apresentados nesta seção foram obtidos levando-se em consideração os ganhos dos controladores discriminados na Tabela 16. Conforme discutido na Seção 4.2, o MMC pode desempenhar, além da função de filtro ativo de potência, a função de compensador estático de potência reativa. Se uma fonte CC for conectada ao barramento, então o MMC conseguirá injetar potência ativa na rede elétrica. Todas estas funcionalidades foram verificadas através de testes com o protótipo e, por este motivo, os resultados foram separados por tópicos para melhor evidenciá-los.

Por se tratar de um conversor conectado à rede elétrica, o qual sintetiza tensões e correntes a partir da comutação de interruptores estáticos é de se esperar que as grandezas elétricas medidas terão harmônicos múltiplos da frequência fundamental. No Brasil, tanto o Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS) quanto a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) não estabelecem requisitos mínimos para distorção harmônica de corrente injetada na rede elétrica. Neste trabalho, optou-se por avaliar os resultados obtidos nos diferentes cenários analisados pela aplicação dos limites de distorção harmônica estabelecidos pela recomendação IEEE 519 e pela determinação da THD.

As medições das grandezas elétricas utilizadas na análise dos resultados foram

Tabela 16: Ganhos dos controladores de tensão e corrente

<b>Controlador de corrente CA (P-RES)</b>	<b>Valor</b>
Ganho proporcional ( $K_{p,i}$ )	6 V/A
Ganho integral em 60Hz ( $K_i^{60}$ )	150 V/A
Faixa de passagem em 60Hz ( $\omega_c^{60}$ )	$2\pi/3$ rad/s
Ganho integral em 300Hz ( $K_i^{300}$ )	100 V/A
Faixa de passagem em 300Hz ( $\omega_c^{300}$ )	$2\pi$ rad/s
Ganho integral em 420Hz ( $K_i^{420}$ )	100 V/A
Faixa de passagem em 420Hz ( $\omega_c^{420}$ )	$3\pi$ rad/s
<b>Controlador de corrente circulante (P-RES)</b>	
Ganho proporcional ( $K_{p,i}$ )	2 V/A
Ganho integral em 120Hz ( $K_i^{120}$ )	90 V/A
Faixa de passagem em 120Hz ( $\omega_c^{120}$ )	$2\pi$ rad/s
<b>Controlador da tensão CC (PI)</b>	
Ganho proporcional ( $K_{p,v}$ )	0,044 V/A
Ganho integral ( $K_{i,v}$ )	0,781 V/A

realizadas com os osciloscópios digitais DPO3014 e MSO2024 fabricados pela Tektronix. O DPO3014 dispõe de quatro canais para medição de sinais analógicos e um módulo de análise de potência (DPO3PWR), recurso importante para a análise do conteúdo harmônico das formas de onda medidas. Já modelo MSO2024 dispõe, além dos quatro canais analógicos, de 16 canais para análise de sinais digitais. Este recurso foi utilizado para obter o tempo de execução do programa implementado nos DSCs. Em ambos osciloscópios, as medições de corrente foram feitas com as sondas de corrente TCP303 e TCP305 acopladas a amplificadores de sinais TCPA300. Na medições de tensão foram utilizadas sondas diferenciais P5200A, além das próprias sondas de tensão P6139B, próprias dos osciloscópios.

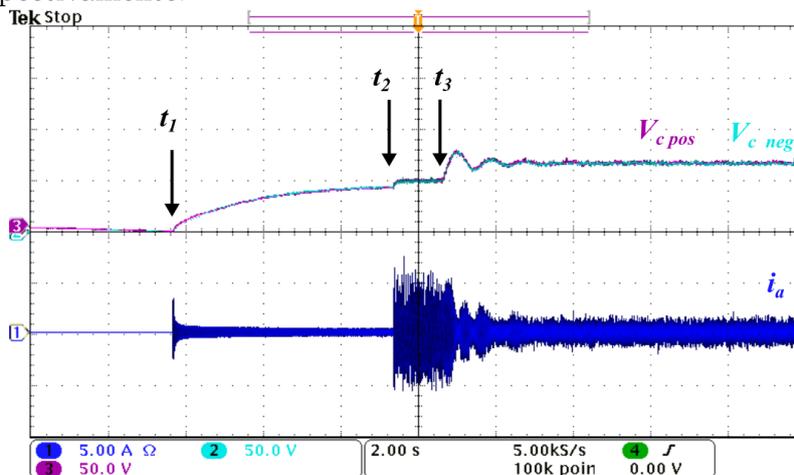
### 5.2.1 ENERGIZAÇÃO DO MMC

Energizar o MMC significa carregar os capacitores dos módulos até que o valor mínimo de tensão seja alcançado para que o conversor consiga entrar em operação. Apesar de parecer uma etapa simples este assunto é pouco discutido na literatura, por envolver registros de patentes. Com os capacitores descarregados, o MMC funciona como um retificador não controlado. O fluxo de potência ativa drenado da rede elétrica é elevado e a energização mal executada pode danificar os dispositivos que compõem o módulo. Neste trabalho, por se tratar de um protótipo, as correntes drenadas da rede foram limitadas por resistores conectados em série com os filtros indutivos, entre os terminais CA do conversor e o PAC. Tão logo os capacitores se carreguem, os

resistores são curto-circuitados para dar início às operações com o MMC.

Para evidenciar o processo de energização do MMC foram medidas a corrente na fase  $A$  do conversor e as tensões em dois capacitores da mesma fase, um correspondente ao polo positivo e o outro ao polo negativo. A Figura 60 registra três momentos distintos durante a energização. No instante de tempo  $t_1$  o MMC é conectado ao PAC, dando início ao processo de carga dos capacitores. Os algoritmos de ordenação são inicializados nesta etapa para garantir a equalização dos capacitores. A corrente de fase é limitada pelos resistores série até o instante  $t_2$ , momento em que ocorre a retirada dos resistores do circuito. Nesta ocasião, a tensão dos capacitores atingem 52 V, valor mínimo necessário para o conversor entrar em operação. Em  $t_2$ , os sinais de disparo dos interruptores são liberados e a única malha de controle ativa é a malha de *feedforward*, que sincroniza as tensões de fase do MMC com as tensões do PAC. No instante de tempo  $t_3$ , a malha de controle da tensão do barramento entra em funcionamento para elevar a tensão de 155 V para a tensão de operação, aproximadamente 200 V. Conseqüentemente, as tensões dos capacitores dos módulos se elevam proporcionalmente de 52V em  $t_2$  para 70V em  $t_3$ , conforme evidenciado na Figura 60. Em conjunto com o controlador de tensão do barramento, entra em operação a malha de controle das correntes CA. Inicialmente, o sinal de referência repassado ao controlador de corrente é nulo. Ou seja, o MMC está sendo controlado para sintetizar tensão com a mesma amplitude e fase da tensão do PAC.

Figura 60: Processo de energização do MMC. [canal 1; 5 A/div]: corrente da fase  $A$  do conversor; [canais 2 e 3; 50 V/div]: tensão em um dos capacitores dos polos negativo e positivo, respectivamente.

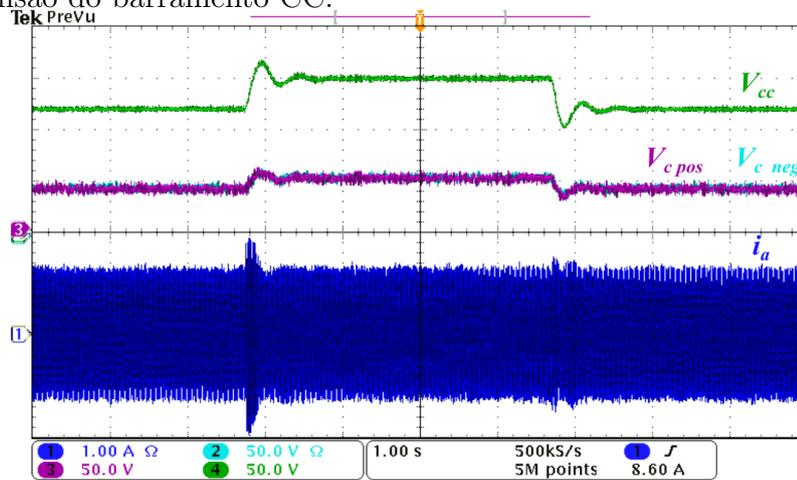


Fonte: Autor.

A Figura 61 ilustra com mais detalhes o desempenho da malha de controle da tensão do barramento, quando o sinal de referência do controlador é submetido à variações em

degrau de 150 V para 200 V. São mostrados o valor médio da tensão do barramento e as tensões nos mesmos capacitores dos polos positivo e negativo da fase *A* utilizados para obter os resultados apresentado na [Figura 60](#). Conforme discutido na [Seção 4.3](#), a malha de controle de tensão apresenta comportamento de segunda ordem. O sobressinal observado é inferior a 10 % e o tempo de acomodação é adequado para a malha de controle em questão, segundo o critério de 2%.

Figura 61: Avaliação do desempenho do controlador da tensão do barramento CC. [canal 1; 1 A/div]: corrente da fase *A* do conversor; [canais 2 e 3; 50 V/div]: tensão nos capacitores dos polos negativo e positivo, respectivamente; [canal 4; 50 V/div]: valor médio da tensão do barramento CC.



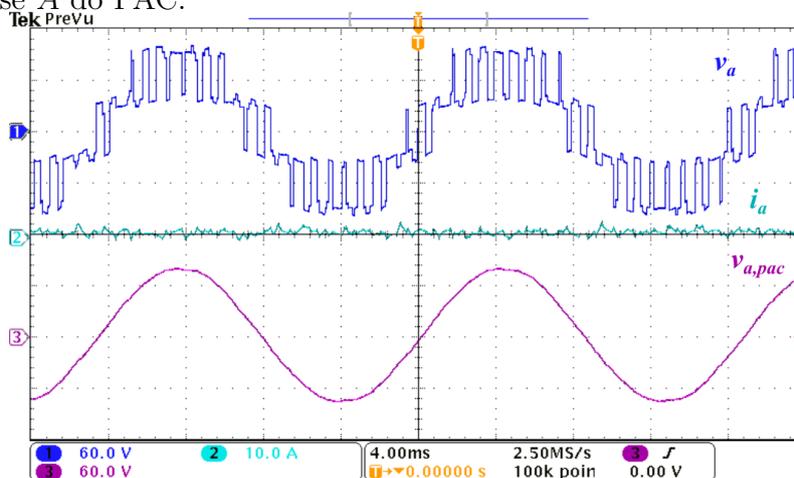
Fonte: Autor.

A [Figura 62](#) ilustra a condição de operação do MMC após o instante de tempo  $t_3$ , no qual é estabelecido o sincronismo entre a tensão de fase do MMC e a tensão de fase do PAC. As curvas evidenciadas pela [Figura 62](#) foram obtidas com a implementação da modulação PD-PWM com quatro níveis ( $n + 1$ ). Submetendo o conversor à mesma condição de operação anterior, mas alterando a estratégia de modulação para PD-PWM com sete níveis ( $2n + 1$ ), a tensão de fase sintetizada apresenta mais degraus e, conseqüentemente, menor THD <sup>4</sup> (15,4% contra 40,6% na modulação ( $n + 1$ )), conforme ilustra a [Figura 63](#). Contudo, não são observadas diferenças significativas no processo de energização e na operação de sincronismo quando uma ou outra técnica é implementada.

Foi investigado também o espectro de frequências da tensão de fase do MMC para as duas técnicas de modulação avaliadas. A [Figura 64](#) (a) ilustra o espalhamento das componentes harmônicas quando é aplicada a modulação PD-PWM ( $n + 1$ ) a uma frequência de 1260 Hz, enquanto a [Figura 64](#) (b) ilustra o espectro de frequências

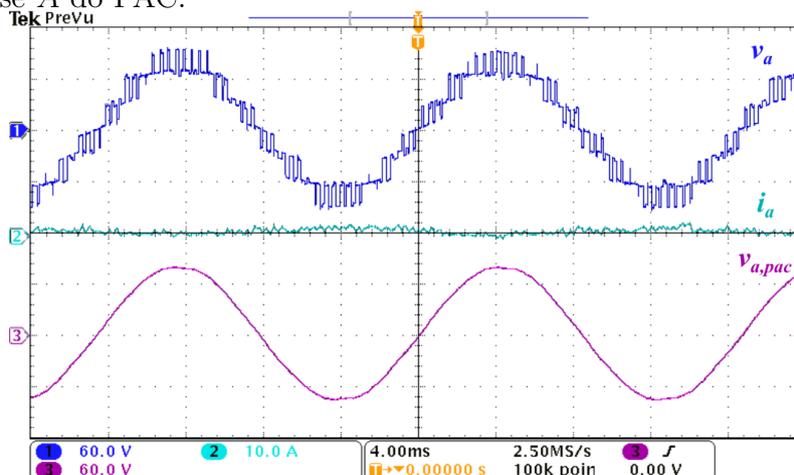
<sup>4</sup>Para determinar a THD foram consideradas componentes harmônicas até a 49ª ordem.

Figura 62: Modulação PD-PWM com quatro níveis ( $n+1$ ). [canal 1; 60 V/div]: tensão da fase A do MMC; [canal 2; 10 A/div]: corrente na fase A do MMC; [canal 3; 60 V/div]: tensão na fase A do PAC.



Fonte: Autor.

Figura 63: Modulação PD-PWM com sete níveis ( $2n+1$ ). [canal 1; 60 V/div]: tensão da fase A do MMC; [canal 2; 10 A/div]: corrente na fase A do MMC; [canal 3; 60 V/div]: tensão na fase A do PAC.

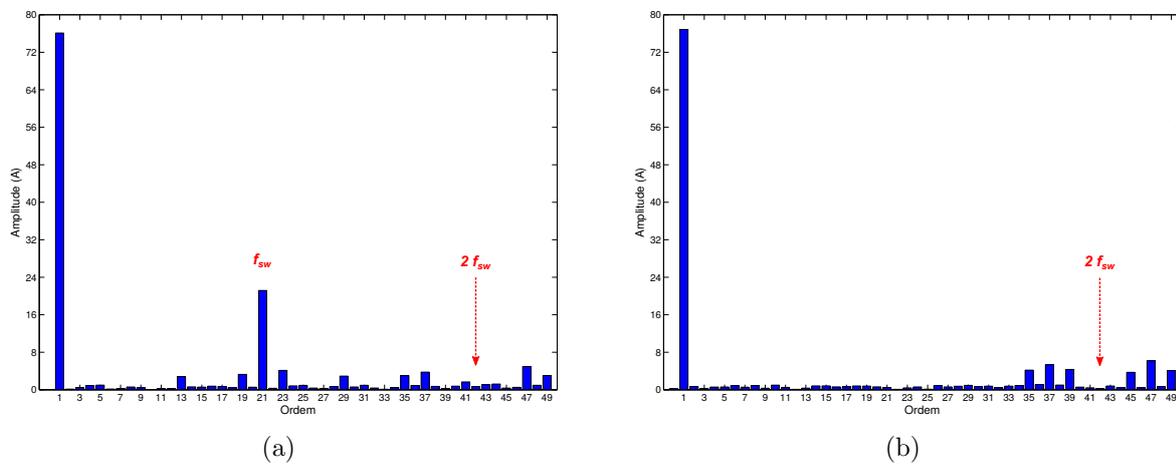


Fonte: Autor.

considerando a modulação PD-PWM ( $2n+1$ ). Controlando o MMC para operar como FAP, a modulação ( $n+1$ ) a 1260 Hz pode comprometer a mitigação de componentes harmônicas de baixa ordem. Como exemplo, a Figura 64 (a) evidencia a presença da componente de ordem 13 (780 Hz), múltiplo harmônico presente na tensão de fase decorrente do processo de comutação dos IGBTs. Para a aplicação como FAP, a modulação PD-PWM ( $2n+1$ ) se mostra mais indicada, em função do deslocamento dos múltiplos harmônicos para a vizinhança do dobro da frequência de comutação. Continuando a análise da modulação PD-PWM ( $n+1$ ) e considerando a aplicação do MMC como STATCOM, a componente de 60 Hz sintetizada pelo conversor estará, a

pelo menos, uma década abaixo do menor múltiplo harmônico decorrente do processo de comutação. Para este caso, portanto, não há restrição quanto a utilização da modulação em questão. Outra situação a ser considerada, supondo ainda a aplicação do conversor como **STATCOM**, é utilizar a modulação **PD-PWM** ( $2n + 1$ ) e reduzir a frequência de comutação pela metade, de modo que, o menor múltiplo harmônico oriundo da comutação permaneça a uma década acima da frequência fundamental. Este cenário será avaliado mais adiante.

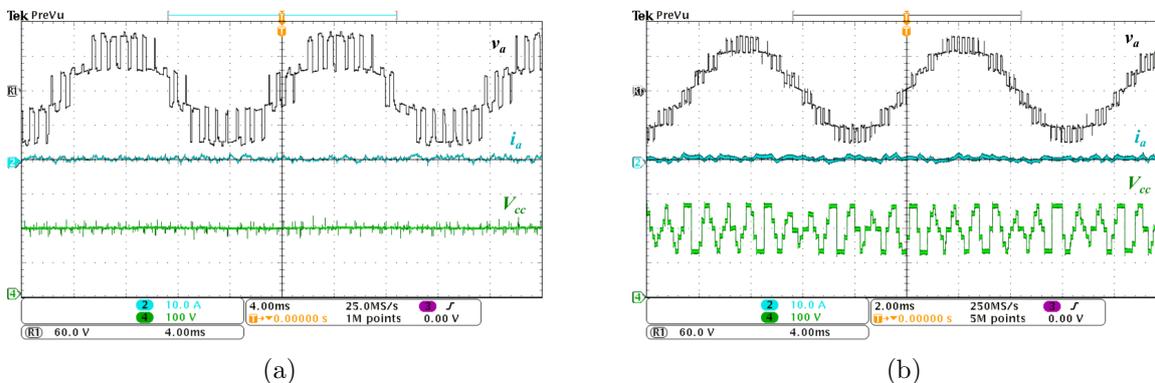
Figura 64: Espectro de frequências da tensão de fase sintetizada pelo MMC com: (a) modulação  $n+1$ , (b) modulação  $2n+1$ .



Fonte: Autor.

Diferentemente do que ocorre na modulação **PD-PWM** ( $n + 1$ ), em que o número de módulos ativos por braço é fixo e igual a  $n$ , na modulação ( $2n + 1$ ), a quantidade de módulos ativos varia entre  $n$ ,  $(n - 1)$  e  $(n + 1)$ . Conseqüentemente, o barramento fica submetido à variações de tensão. Pelo fato do protótipo desenvolvido no laboratório possuir apenas três módulos por polo, a ondulação de tensão do barramento é, aproximadamente,  $\pm 33\%$ . À medida que mais módulos são inseridos no **MMC**, a ondulação de tensão provocada pela estratégia de modulação tende a se tornar insignificante. Apesar disso, em aplicações como em sistemas **HVDC** não é interessante que haja ondulação de tensão no link CC. Por outro lado, em aplicações como **STATCOM** e **FAP**, o barramento pode estar submetido a alguma ondulação de tensão sem prejuízo para o desempenho ou para a eficiência do sistema. Do ponto de vista de implementação da modulação **PD-PWM** ( $2n + 1$ ) no protótipo, é necessário extrair o valor médio da tensão do barramento para que o programa implementado no *eZdsp F28335* funcione adequadamente. A Figura 65 ilustra o comportamento do barramento CC para as duas estratégias de modulação supracitadas.

Figura 65: Comportamento do barramento CC: (a) modulação  $(n+1)$ , (b) modulação  $2n+1$ . [canal 1; 60 V/div]: tensão da fase A do MMC; [canal 2; 10 A/div]: corrente na fase A do MMC; [canal 3; 60 V/div]: tensão do barramento CC.



Fonte: Autor.

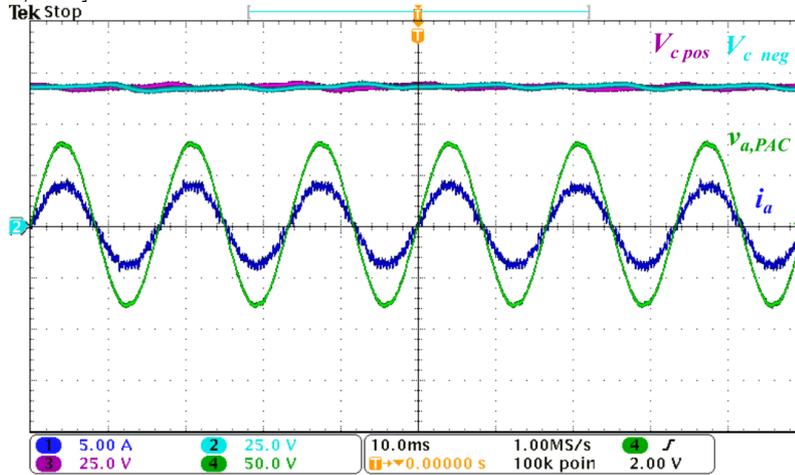
### 5.2.2 INJEÇÃO DE POTÊNCIA ATIVA NA REDE ELÉTRICA

O teste de injeção de potência ativa na rede elétrica não é o objetivo principal deste trabalho, porém, ao realizá-lo, verifica-se a implementação de funções adicionais com pequenas alterações no sistema de controle do conversor. O teste de injeção de potência ativa possibilita ainda analisar o comportamento do método de ordenação e equalização das tensões dos capacitores dos módulos, por esta ser a condição de operação mais favorável à observação da ondulação de tensão nos capacitores. No entanto, a potência ativa injetada foi limitada em função da potência do variac disponível no laboratório.

Inicialmente, o MMC foi controlado para funcionar como uma fonte de corrente, a qual sintetiza corrente senoidal e em fase com a tensão do PAC. Os sinais de referência atribuídos à malha de controle das correntes foram gerados pela imposição do valor de potência ativa instantânea, aproximadamente 500 W, para o MMC injetar na rede elétrica. A Figura 66 ilustra as curvas referentes à tensão da fase A do PAC, à corrente sintetizada pelo MMC na mesma fase, e às tensões nos capacitores dos módulos da fase A, uma referente ao polo positivo e a outra ao polo negativo. Neste teste foi aplicada a modulação PD-PWM  $(2n + 1)$ .

O resultado ilustrado na Figura 66 foi obtido procedendo a execução do algoritmo de ordenação e equalização de maneira sequencial, polo a polo. Ao executar pela primeira vez o algoritmo, somente os capacitores do polo positivo da fase A foram ordenados. Na iteração seguinte foram ordenados os capacitores do polo negativo da fase A. Este processo se estende para as demais fases até que os capacitores dos seis polos do conversor estejam ordenados. Em comparação com o estudo realizado no

Figura 66: Potência ativa (500 W) sendo injetada na rede elétrica (modulação PD-PWM ( $2n+1$ )). [canal 1; 5 A/div]: corrente sintetizada pelo conversor na fase A; [canais 2 e 3; 25 V/div]: tensão nos capacitores dos polos negativo e positivo, respectivamente; [canal 4; 50 V/div]: tensão na fase A do PAC.



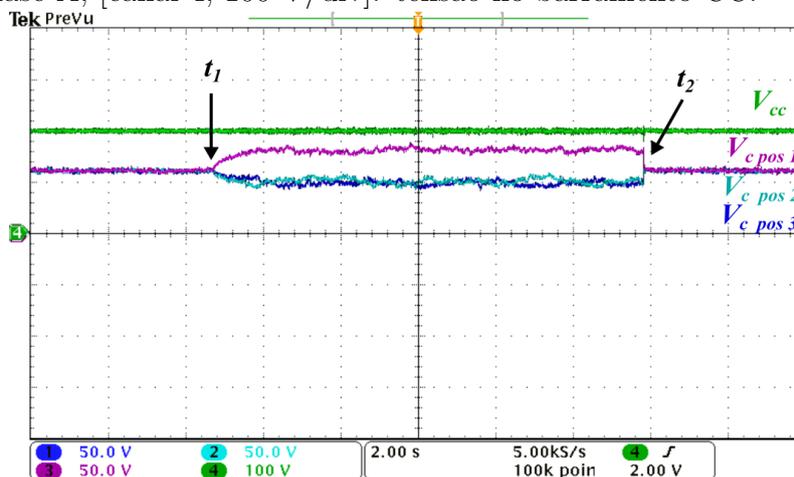
Fonte: Autor.

Capítulo 3 com o sistema *control-hardware-in-the-loop*, a frequência de execução do algoritmo de ordenação foi reduzida por um fator de 1/6. Ou seja, a cada seis iterações os capacitores de um polo são equalizados. Esta modificação em nada impactou a síntese das correntes do MMC, tão pouco a THD das tensões de fase do conversor, corroborando com os resultados obtidos no Capítulo 3. Justifica-se a adoção deste procedimento em função do tempo de processamento gasto pelos DSCs para executar de uma só vez a ordenação e equalização de todos os capacitores das três fases.

Com o objetivo de verificar o desempenho do algoritmo de ordenação e equalização da maneira como foi implementado, experimentou-se desligá-lo ( $t_1$ ) por um período para religá-lo ( $t_2$ ) logo em seguida. Neste teste foi monitorado o comportamento da tensão do barramento CC e a tensão nos três capacitores do polo positivo da fase A, conforme registrado pela Figura 67. O controlador de tensão do barramento foi eficaz e manteve a tensão estabilizada durante a aplicação do distúrbio. No entanto, as tensões dos capacitores dos módulos divergiram sem a atuação do algoritmo de ordenação. Em  $t_2$ , com a ativação da ordenação, verifica-se que as tensões convergem rapidamente para o valor nominal. Este teste foi realizado com o MMC injetando potência ativa na rede elétrica e o barramento CC carregado com 200 V. Como a potência ativa é limitada, a sobretensão observada em um dos capacitores foi de 50%. Contudo, em simulação computacional, observou-se que a falta de equalização das tensões pode acarretar em sobretensão de até 200% em um único capacitor. Neste caso, um módulo assumiria sozinho toda a tensão do barramento, podendo ocasionar a destruição deste

componente.

Figura 67: Análise do algoritmo de ordenação e equalização (modulação PD-PWM  $(2n + 1)$ ). [canais 1,2 e 3; 50 V/div]: tensões nos capacitores dos módulos do polo positivo da fase A; [canal 4; 100 V/div]: tensão no barramento CC.



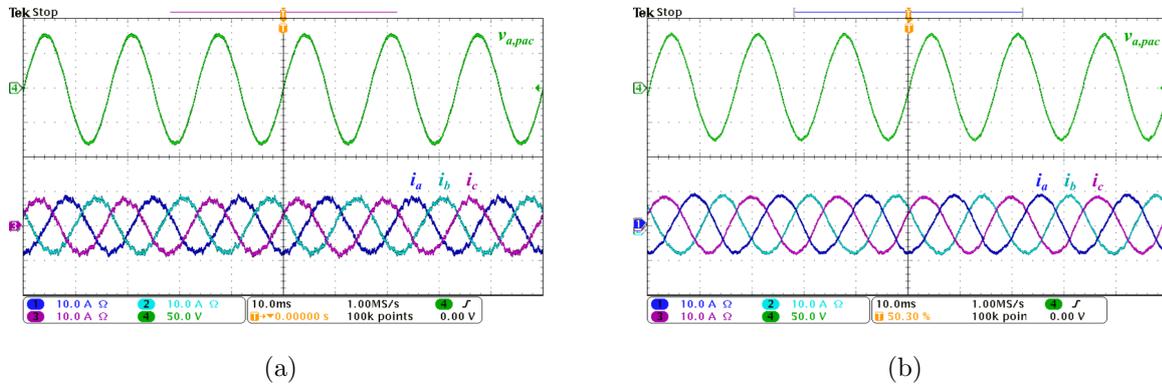
Fonte: Autor.

### 5.2.3 COMPENSADOR DE POTÊNCIA REATIVA

A plataforma experimental foi ensaiada de modo a se comportar como um compensador de potência reativa para a rede elétrica. Inicialmente, foi dado ao sistema de controle do MMC uma referência de potência reativa instantânea arbitrária de 1 kvar (indutiva). A Figura 68 (a) ilustra as correntes trifásicas sintetizadas pelo MMC atrasadas de  $90^\circ$  em relação a tensão da fase A do PAC. O resultado apresentado na Figura 68 (a) foi obtido com a modulação PD-PWM  $(n + 1)$ . O mesmo teste foi repetido para a modulação PD-PWM  $(2n + 1)$ , conforme ilustrado pela Figura 68 (b). A THD das correntes sintetizadas pelo conversor é de 6,63% para modulação  $(n + 1)$  e 3,15% para modulação  $(2n + 1)$ . Em razão do resultado obtido com o cálculo da THD, optou-se por utilizar a modulação  $(2n + 1)$  para a realização dos demais testes vinculados à esta seção, a menos que seja dito o contrário.

O comportamento do sistema experimental foi verificado quando a referência de potência reativa é submetida a uma variação de 1 kvar (indutivo) para -1 kvar (capacitivo). A Figura 69 ilustra o comportamento das correntes trifásicas sintetizadas pelo conversor durante o regime transitório, enquanto a Figura 70 detalha a defasagem entre a tensão do PAC e a corrente sintetizada pelo conversor, ambos referenciados na fase A. O controlador P-RES em 60 Hz rastreia rapidamente a nova referência e não são observadas perturbações nas formas de onda da tensão nos capacitores dos polos

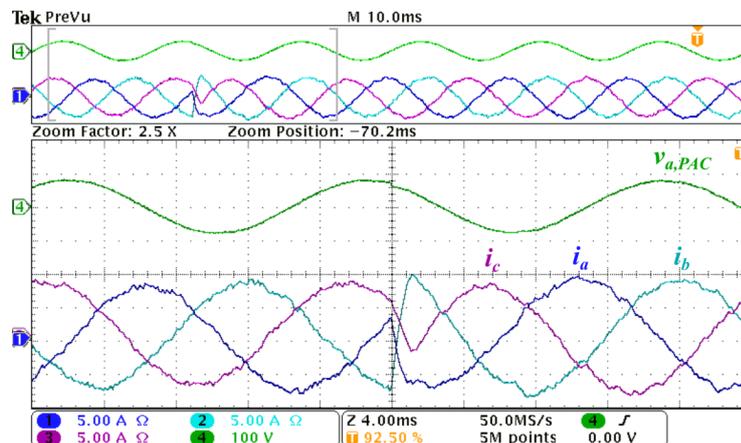
Figura 68: Injeção de potência reativa indutiva (1 kvar) na rede elétrica considerando: (a) modulação  $(n + 1)$ , (b) modulação  $(2n + 1)$ . [canais 1, 2 e 3; 10 A/div]: correntes nas fases a, b e c sintetizadas pelo conversor; [canal 4; 50 V/div]: tensão na fase A do PAC.



Fonte: Autor.

ou da tensão no PAC durante o regime transitório. Experimentou-se também aplicar uma variação em degrau de -1 kvar para -2 kvar na potência reativa instantânea. A Figura 71 ilustra o procedimento.

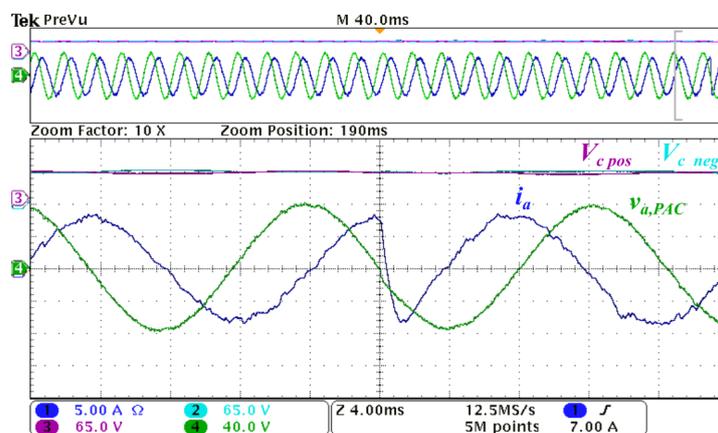
Figura 69: Mudança na referência de potência reativa injetada na rede elétrica de 1 kvar para -1 kvar (modulação PD-PWM  $(2n + 1)$ ). [canais 1, 2 e 3; 5 A/div]: correntes nas fases a, b e c sintetizadas pelo conversor; [canal 4; 100 V/div]: tensão na fase A do PAC.



Fonte: Autor.

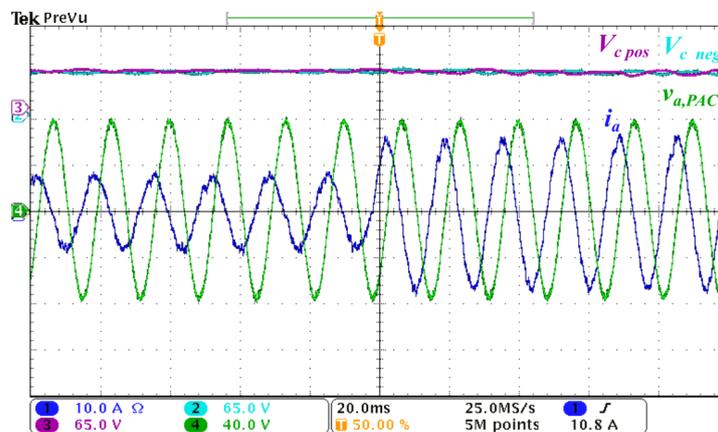
Com o MMC operando em regime permanente como compensador de potência reativa (-2 kvar), o qual injeta no PAC corrente com avanço de fase, foi verificado o desempenho da malha de controle de corrente circulante. A Figura 72(a) ilustra as correntes nos polos e a corrente sintetizada pelo conversor, ambas referenciadas na fase A, antes do controlador ser iniciado. A Figura 72 (b) ilustra os mesmos sinais exibidos anteriormente, no entanto, com a malha de controle em funcionamento. Verifica-se que o controlador P-RES, sintonizado em 120 Hz, foi capaz de mitigar a corrente circulante

Figura 70: Mudança na referência de potência reativa injetada na rede elétrica - detalhamento da fase A (modulação PD-PWM  $(2n + 1)$ ). [canal 1; 5 A/div]: corrente da fase A sintetizada pelo conversor; [canais 2 e 3; 65 V/div]: tensão nos capacitores dos polos negativo e positivo, respectivamente; [canal 4; 40 V/div]: tensão na fase A do PAC.



Fonte: Autor.

Figura 71: Variação em degrau na potência reativa capacitiva injetada na rede elétrica de -1 kvar para -2 kvar (modulação PD-PWM  $(2n + 1)$ ). [canal 1; 10 A/div]: corrente sintetizada pelo conversor na fase A; [canais 2 e 3; 65 V/div]: tensão nos capacitores dos polos negativo e positivo, respectivamente; [canal 4; 40 V/div]: tensão na fase A do PAC.

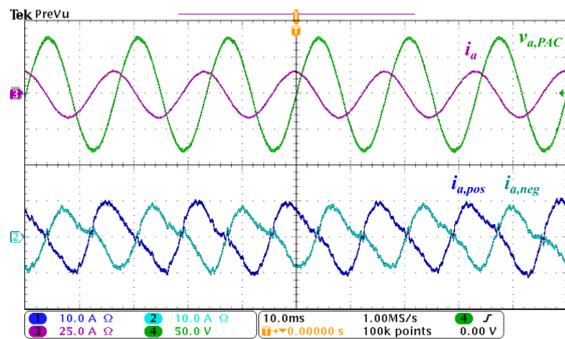


Fonte: Autor.

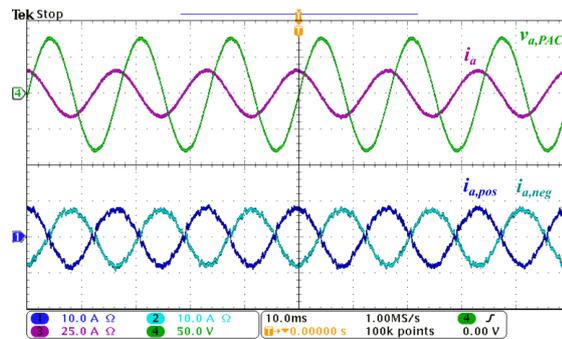
sem que houvesse qualquer interferência no modo de operação do MMC. A Figura 72 (c) e a Figura 72 (d) mostram os espectros de frequências da corrente do polo positivo antes e depois da compensação, respectivamente. A análise dos espectros de frequências das correntes dos polos revelam que não há componente CC nestas correntes, uma vez que o MMC não está processando potência ativa. Por fim, a Figura 72 (e) ilustra o espectro da corrente da fase A depois da compensação.

No teste que avaliou o desempenho do controlador de corrente circulante, quando

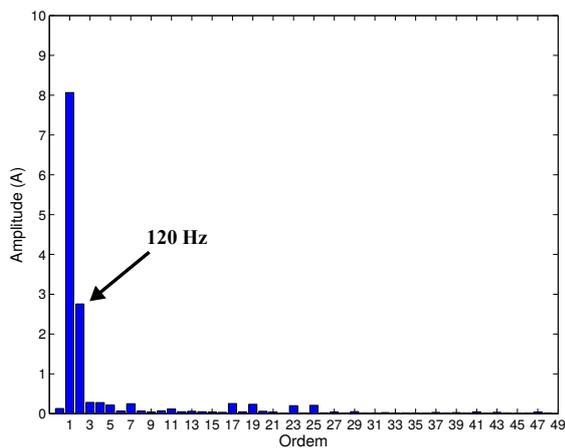
Figura 72: Análise do funcionamento do controlador de corrente circulante: (a) controlador desligado, (b) controlador em operação [canais 1 e 2; 10 A/div]: correntes nos polos positivo e negativo da fase A do MMC, respectivamente; [canal 3; 25 A/div]: corrente na fase A do MMC; [canal 4; 50 V/div]: tensão na fase A do PAC. Espectro da corrente no polo positivo: (c) antes da compensação, (d) depois da compensação e (e) espectro da corrente da fase depois da compensação.



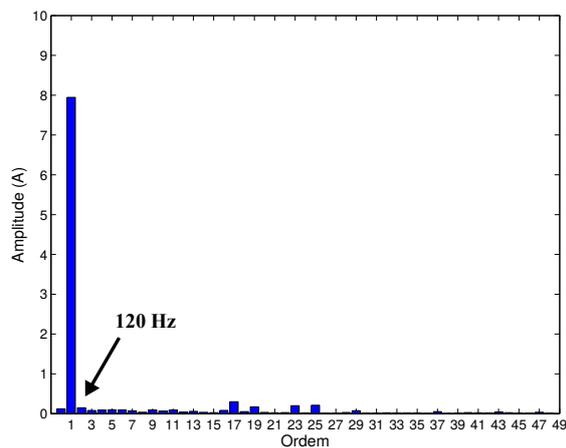
(a)



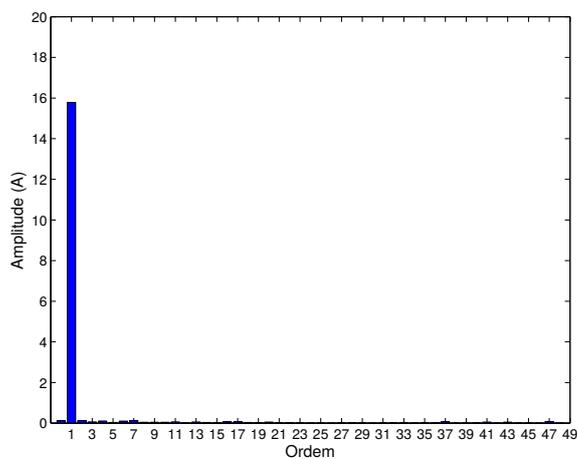
(b)



(c)



(d)



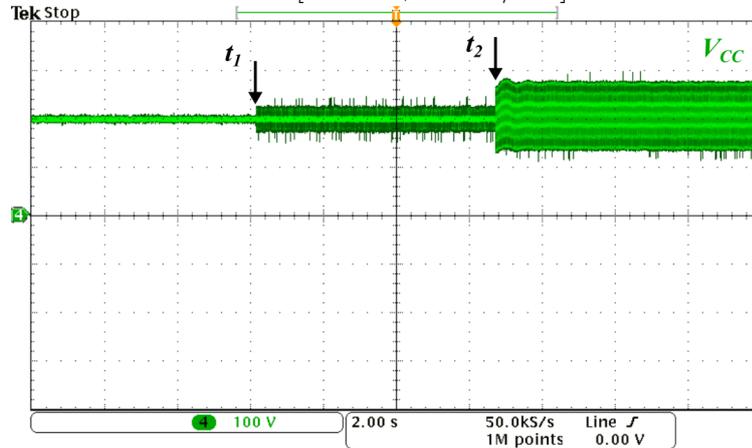
(e)

Fonte: Autor.

aplicada a modulação PD-PWM ( $n + 1$ ), foram observadas ondulações na tensão do barramento CC correspondente a  $1/3$  da tensão dos capacitores dos módulos. Quando utilizada a modulação ( $2n + 1$ ) não foram observadas diferenças na tensão do barramento CC antes ou depois da ativação do controlador de corrente circulante. A Figura 73 (a) registra a sequência de eventos que foram ensaiados para evidenciar tais ondulações sob diferentes regimes de operação. Durante todo o período registrado, o MMC está injetando potência reativa na rede elétrica (-2 kvar). Inicialmente, o conversor está operando com modulação PD-PWM ( $n + 1$ ) com o controlador de corrente circulante desligado. Em  $t_1$ , mantendo a mesma técnica de modulação, o controlador é ligado. A ondulação na tensão observada é de  $1/3$  da tensão dos capacitores dos módulos (aproximadamente 23 V). Em  $t_2$ , a técnica de modulação é alterada para ( $2n + 1$ ). A ondulação no barramento já era esperada e está relacionada com a variação do número de módulos ativos por fase, conforme ilustrado pela Figura 65 (b). A justificativa para a ondulação observada entre os instantes  $t_1$  e  $t_2$  também está relacionada com o número de módulos ativos por fase na modulação ( $n + 1$ ). Com o controlador de corrente circulante ativo ocorre uma alteração no padrão de chaveamento dos interruptores para que a componente de 120 Hz possa ser mitigada. A Figura 74 (a) mostra em detalhes o momento em que o controlador de corrente circulante entra em funcionamento e evidencia a variação do número de módulos ativos com a modulação ( $n + 1$ ). No entanto, a amplitude da ondulação se diferencia daquela observada para a modulação ( $2n + 1$ ) em função do tempo de acionamento dos interruptores, conforme detalhado pela Figura 74 (b) na transição  $t_2$ . Ressalta-se que, independente da técnica de controle das correntes circulantes adotada, seja no sistema de coordenadas  $abc$ ,  $\alpha\beta$  ou  $dq$ , o modo de atuação do controlador se faz pela alteração do tempo de acionamento dos IGBTs e do número de módulos ativos por braço. Conclusão semelhante também foi obtida em Lebre, Dias e Watanabe (2015) mesmo quando utilizada a técnica de modulação POD-PWM.

Na Subseção 5.2.1 foi discutida a possibilidade de se reduzir a frequência de comutação dos IGBTs e ainda assim conseguir garantir que o menor múltiplo harmônico oriundo da comutação esteja a uma década acima da componente de 60 Hz da corrente sintetizada pelo MMC. A Figura 75 (a) ilustra o resultado do teste, no qual o conversor foi ajustado com frequência de comutação de 630 Hz, modulação ( $2n + 1$ ) e foi dada uma referência de potência reativa de 2 kvar capacitivo ao sistema de controle. Para efeito de comparação, a Figura 75 (b) ilustra o resultado com o conversor operando a 1260 Hz com modulação ( $n + 1$ ). O espectro das correntes da fase  $A$  para os dois

Figura 73: Ondulação de tensão no barramento CC antes e depois da ativação do controlador de corrente circulante. [canal 4; 100 V/div]: tensão do barramento CC



Fonte: Autor.

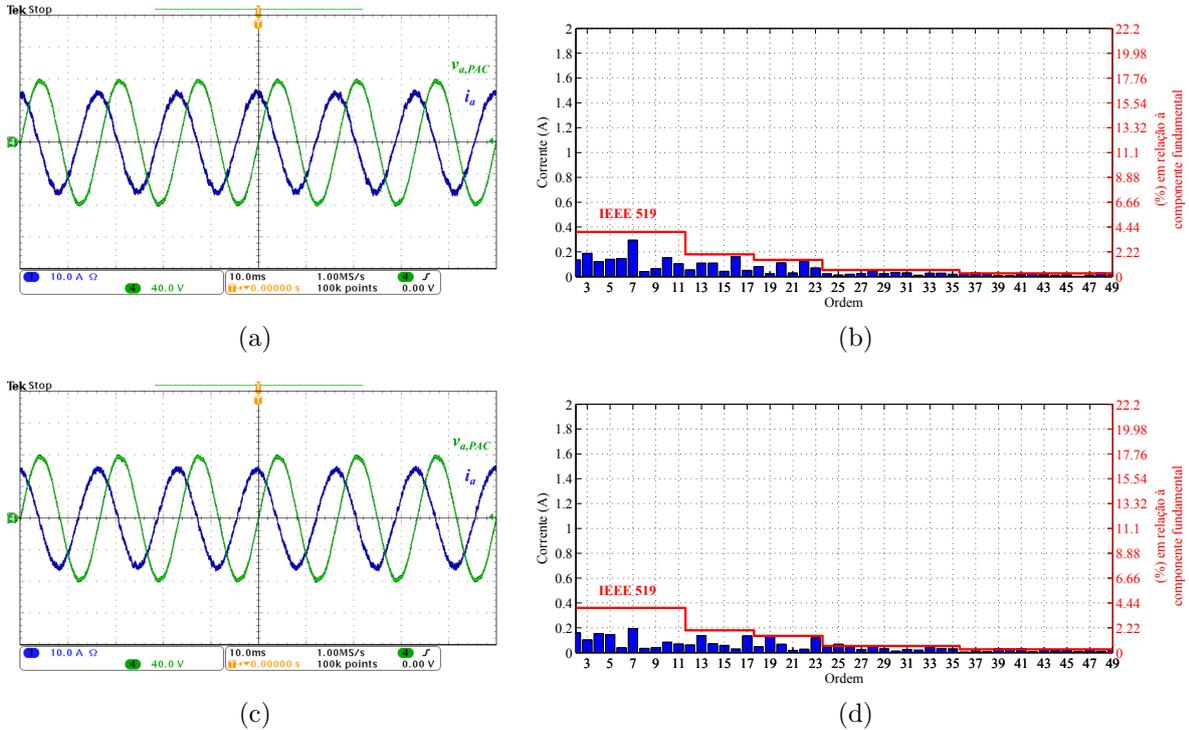
casos são mostrados nas Figuras 75 (c) e (d), respectivamente. As curvas em vermelho presentes nas Figuras 75 (c) e (d) representam o limite estabelecido pela recomendação IEEE 519 para cada frequência harmônica. A THD calculada foi praticamente a mesma, 4,04% no primeiro caso e 4,58% no segundo caso. Em observação aos resultados, pode-se concluir que não houve diferenças significativas. A redução da frequência de comutação pode reduzir as perdas de energia nos módulos e, por consequência, aumentar a eficiência global do sistema. Portanto, esta é uma alternativa válida para a aplicação do MMC como STATCOM.

#### 5.2.4 FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA

Para a realização dos testes do MMC como filtro ativo de potência foram utilizadas cargas não lineares conectadas diretamente ao PAC. As cargas não lineares são compostas por retificadores trifásicos não controlados que alimentam cargas indutivas. A Figura 76 ilustra de forma simplificada o esquema de ligação e os parâmetros das cargas. O perfil da corrente drenada por estas cargas se assemelha a uma onda quadrada de três níveis. A Figura 77 (a) ilustra a forma de onda da corrente drenada do PAC pela carga 1, enquanto a Figura 77 (b) ilustra o espectro harmônico correspondente. A THD desta corrente é de 21,1%. Verifica-se que a carga analisada possui o quinto e o sétimo harmônicos mais proeminentes, ultrapassando inclusive o limite estabelecido pela IEEE-519. Portanto, diante deste resultado fica claro quais componentes harmônicas precisam ser mitigadas pelo FAP MMC e justifica-se o projeto dos controladores P-RES sintonizados para as frequências de 300 Hz e 420 Hz apresentados na Tabela 16. Ressalta-se que, independente do conteúdo harmônico da carga não linear,

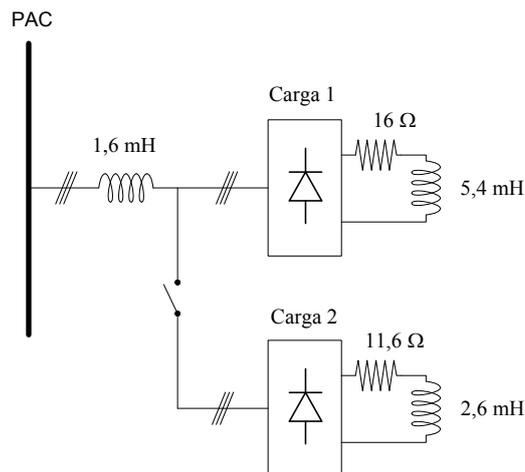


Figura 75: Efeito da redução na frequência de comutação: (a) conversor operando a 630 Hz com modulação PD-PWM  $2n+1$ . [canal 1; 10 A/div]: corrente na fase A do MMC; [canal 4; 40 V/div]: tensão na fase A do PAC, (b) Espetro de frequências da corrente sintetizada pelo MMC chaveando em 630 Hz, (c) conversor operando a 1260 Hz com modulação PD-PWM  $n+1$ . (d) Espetro de frequências da corrente sintetizada pelo MMC chaveando em 1260 Hz.



Fonte: Autor.

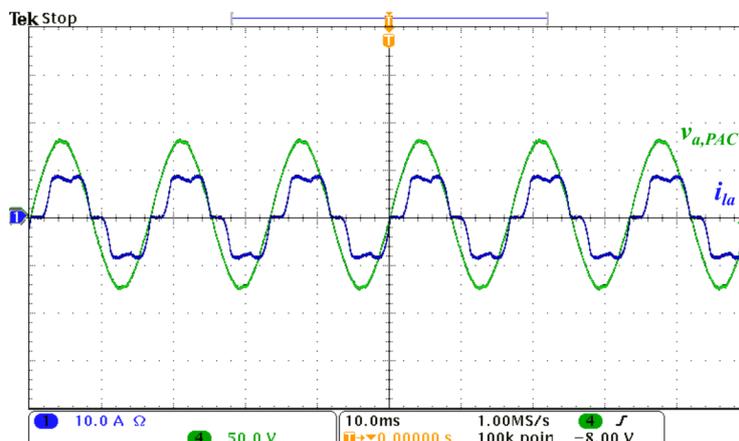
Figura 76: Parâmetros das cargas usadas nos testes do FAP MMC.



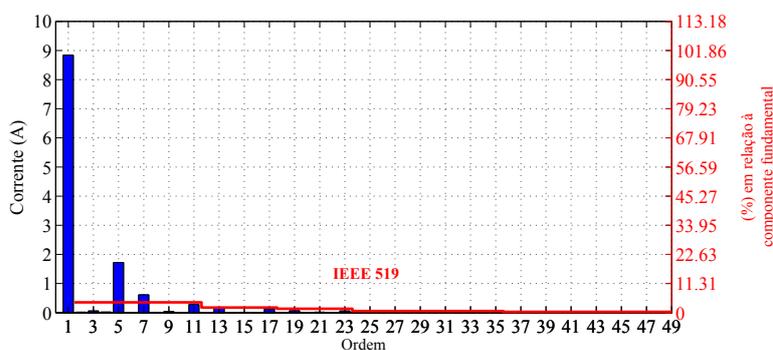
Fonte: Autor.

são observados quaisquer distúrbios na tensão do PAC ou na corrente drenada da rede durante o regime transitório. As curvas apresentadas na Figura 78 estão referenciadas na fase A.

Figura 77: Característica da forma de onda drenada pela carga não linear 1. [canal 1 10 A/div]: corrente na fase A da rede elétrica; [canal 4; 50 V/div]: tensão na fase A do PAC.



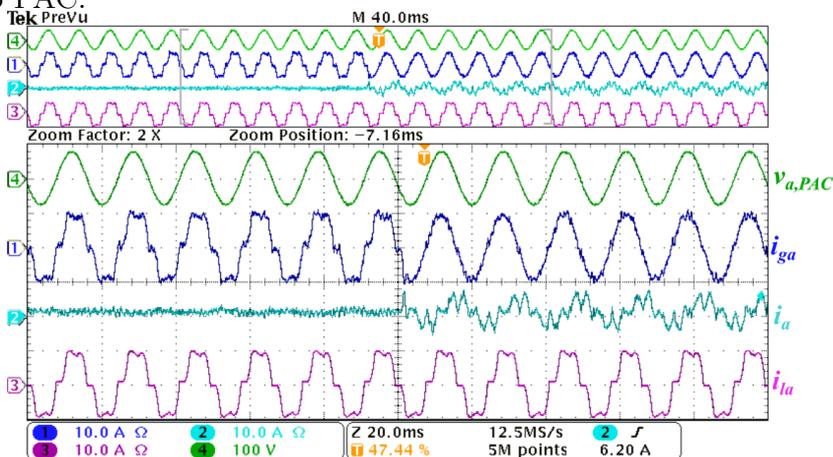
(a)



(b)

Fonte: Autor.

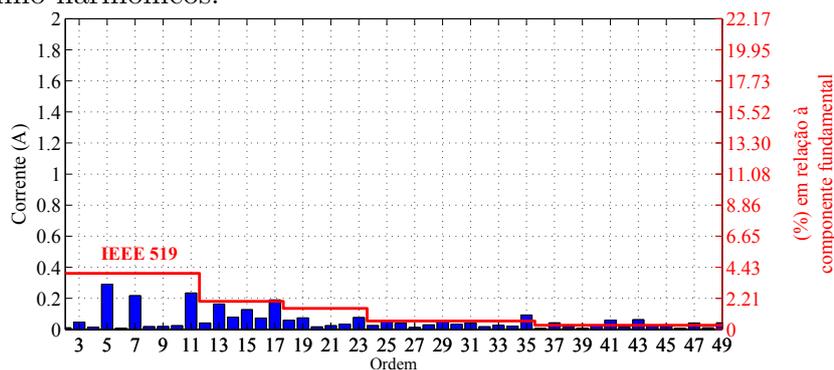
Figura 78: Início da operação do MMC como filtro ativo de potência. [canal 1 10A/div]: corrente na fase A da rede elétrica; [canal 2 10A/div]: corrente sintetizada na fase A do MMC; [canal 3 10A/div]: corrente na fase A da carga; [canal 4 100V/div]: tensão na fase A do PAC.



Fonte: Autor.

A Figura 79 ilustra o espectro da corrente drenada da rede após o sistema ter entrado em regime permanente. Verifica-se que os ganhos ajustados dos controladores ressonantes foram suficientes para reduzir o quinto e o sétimo harmônicos à valores abaixo do limite recomendado pela IEEE 519. Apesar de não ter extrapolado o limite, foi observada a elevação na amplitude na 17ª harmônica. Nas componentes de alta frequência, como por exemplo a 35ª, 37ª, 41ª, 43ª, 47ª e 49ª, as amplitudes superaram os limites recomendados. Contudo, cabe ressaltar que estas componentes harmônicas estão contidas na tensão de fase sintetizada pelo MMC e estão relacionadas com o dobro da frequência de comutação dos IGBTs. Uma medida possível para mitigar essas componentes harmônicas de alta frequência é reprojeter os indutores dos polos, tendo em vista que apenas metade da impedância destes elementos são levados em consideração no modelo matemático da planta descrito em (4.23) e (4.24).

Figura 79: Espectro de frequências da corrente da rede elétrica após compensação do quinto e sétimo harmônicos.

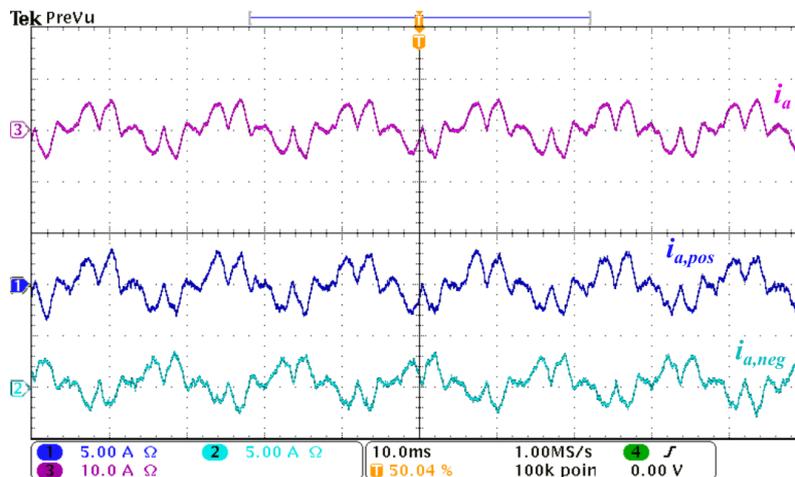


Fonte: Autor.

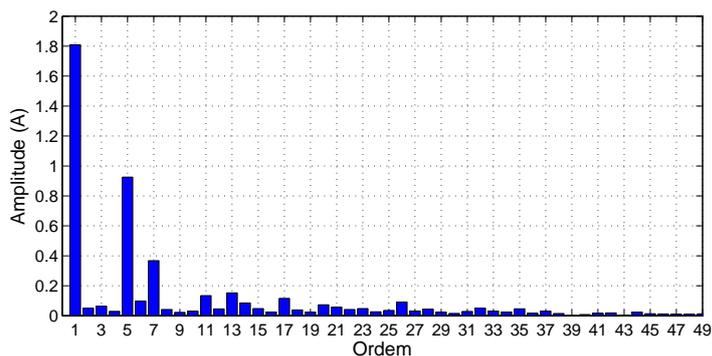
Concomitante ao controlador de corrente CA, o controlador de corrente circulante está atuando para mitigar a componente de 120 Hz nas correntes dos polos. A Figura 80 (a) ilustra a corrente sintetizada pelo MMC e as correntes dos polos positivo e negativo. As três medições foram obtidas na fase A do conversor. A Figura 80 (b) mostra o espectro de frequências da corrente do polo positivo com o objetivo de evidenciar a atuação do controlador de corrente circulante.

Avaliou-se também o comportamento dos controladores ressonantes mediante a variação da carga. Neste teste, as cargas não lineares 1 e 2 foram ligadas conjuntamente para proporcionar um degrau de, aproximadamente, 100% na potência demandada da rede elétrica. A Figura 81 (a) registra o período transitório. Após três ciclos o sistema experimental entra em regime permanente. A THD da corrente drenada da rede é de 5,65%. A Figura 81 (b) detalha as correntes da rede elétrica, do MMC e das cargas. Todas as medidas estão referenciadas na fase A.

Figura 80: Mitigação da componente de 120 Hz nas correntes dos polos: (a) medições das correntes do MMC na fase  $A$  [canal 1 5 A/div]: corrente no polo positivo; [canal 2; 5 A/div]: corrente no polo negativo; [canal 3 10 A/div]: corrente sintetizada pelo MMC. (b) espectro das frequências contidas na corrente do polo positivo.



(a)



(b)

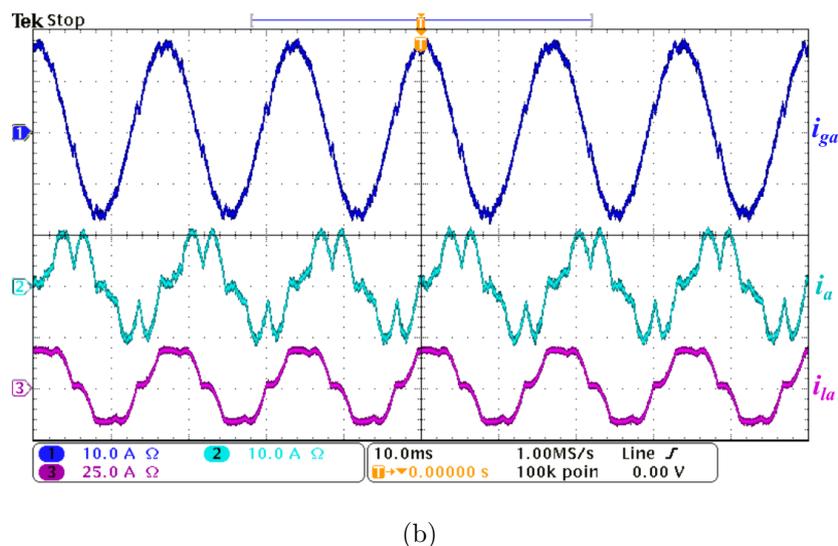
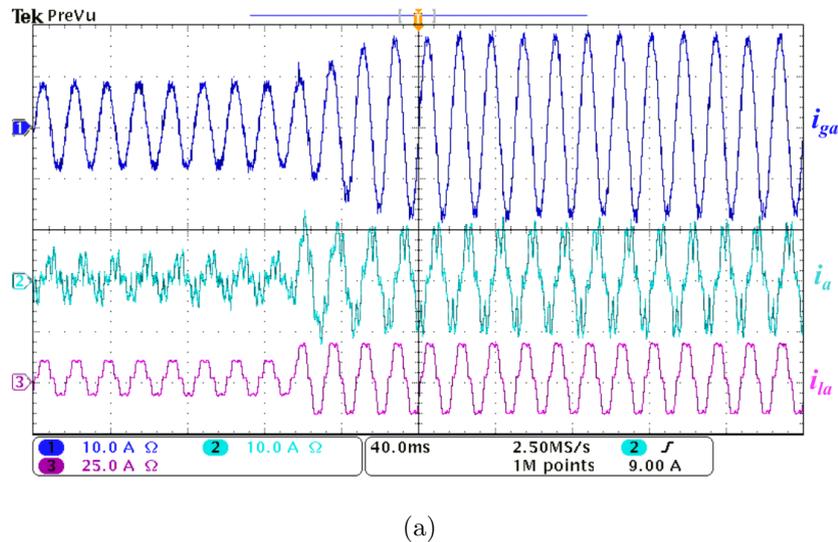
Fonte: Autor.

Por fim, a [Figura 82](#) evidencia a correção no fator de potência proporcionado pelos controladores ressonantes. Com este resultado é possível afirmar que a compensação das componentes harmônicas faz a rede elétrica perceber as cargas não lineares como sendo essencialmente cargas lineares.

### 5.3 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram especificados todos os elementos necessários para que o protótipo do MMC pudesse ser implementado no laboratório. Testes preliminares com o protótipo evidenciaram o funcionamento dos algoritmos de ordenação e os resultados obtidos corroboram com aqueles obtidos com o sistema *control-hardware-in-the-loop*. A opção por executar o algoritmo de equalização de maneira sequencial, polo a polo,

Figura 81: Degrau de carga: (a) regime transitório, (b) detalhamento das curvas medidas em regime permanente [canal 1 10 A/div]: corrente da rede elétrica; [canal 2; 5 A/div]: corrente sintetizada pelo MMC; [canal 3 10 A/div]: corrente demandada pelo conjunto de cargas.

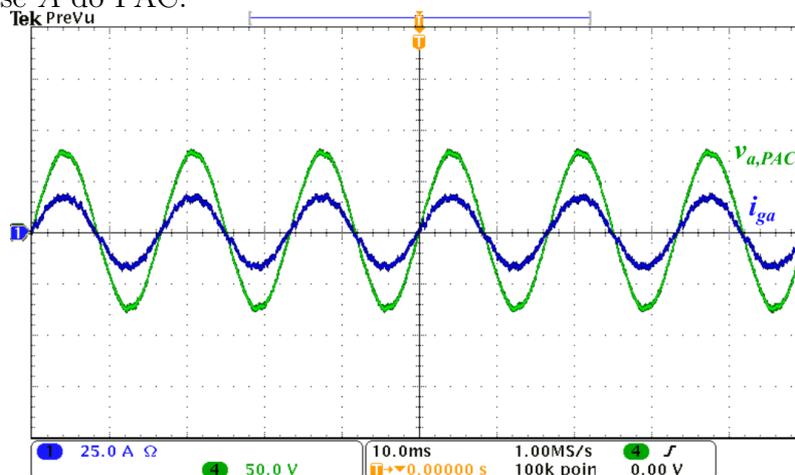


Fonte: Autor.

proporcionou redução no tempo de execução do programa implementado nos DSCs sem provocar instabilidades na operação do conversor.

O projeto dos controladores da tensão do barramento CC e das correntes de fase mostraram-se adequados à proposta. O mesmo pode ser inferido ao controlador de corrente circulante. Quando ativo, o controlador mitigou a componente de 120 Hz presente nas correntes dos polos. Por outro lado, os resultados experimentais evidenciaram ondulações na tensão do barramento CC, mesmo quando era utilizada a modulação PD-PWM ( $n + 1$ ). Verificou-se ainda que esta condição é intrínseca ao funcionamento do controlador, uma vez que o mesmo altera o padrão de chaveamento dos

Figura 82: Evidenciação do sincronismo entre tensão do PAC e a corrente da rede elétrica. [canal 1 25 A/div]: corrente na fase  $A$  da rede elétrica; [canal 4; 50 V/div]: tensão na fase  $A$  do PAC.



Fonte: Autor.

IGBTs. Ainda assim, a ondulação de tensão é menor do que aquela observada quando é utilizada a modulação PD-PWM ( $2n + 1$ ).

No funcionamento do conversor como STATCOM foi verificado que a redução na frequência de comutação dos IGBTs para 630 Hz não afetou a síntese das correntes de fase. A estratégia de manter afastada de uma década a menor componente de frequência da modulação PWM da componente fundamental foi acertada.

No funcionamento do conversor como FAP, o MMC provou ser capaz de compensar as componentes harmônicas da corrente da carga. A resposta dinâmica dos controladores P-RES foram adequadas e não apresentaram sobressinais ou oscilações prolongadas, tanto no momento de entrada em operação quanto no transitório de cargas.

Os resultados obtidos em todos os modos de funcionamento avaliados (FAP, STATCOM e fonte de corrente) ratificaram aqueles obtidos a partir de simulações computacionais.



## 6 CONCLUSÕES FINAIS

O objetivo principal da presente tese de doutorado foi o estudo da utilização do conversor multinível modular como filtro ativo de potência para mitigar as correntes harmônicas de baixa ordem em redes elétricas de média e alta tensão. A topologia do conversor possibilita associar os módulos em série de modo que a conexão em redes com tensão elevada seja otimizada. No entanto, a operação do MMC como filtro ativo é mais complexa, principalmente se comparada com a implementação baseada em conversores fonte de tensão de dois níveis. Por este motivo foi feita uma revisão dos princípios de funcionamento do MMC. Como ponto de partida, o conversor foi analisado com módulos em meia ponte. Neste processo foram identificadas as técnicas de modulação aplicáveis ao conversor para a síntese das tensões de fase e a influência das correntes circulantes no funcionamento do sistema.

A técnica de modulação adotada neste estudo foi a PD-PWM, que é capaz de sintetizar tensões com quatro  $(n + 1)$  ou sete  $(2n + 1)$  níveis. Para que isto seja possível é necessário que as tensões de todos os capacitores estejam perfeitamente equalizadas e assim permaneçam durante todo o período em que o conversor esteja em funcionamento. Neste sentido foram discutidas duas técnicas de equalização. A primeira delas pressupõe a utilização de controladores independentes, do tipo proporcional-integral para controlar a tensão CC de cada módulo. A segunda técnica, que foi aplicada neste trabalho, utiliza algoritmos de ordenação para ranquear os módulos em função das tensões de seus capacitores. De posse desta informação e conhecendo o sentido da corrente dos polos é possível escolher quais módulos devem estar ativos e quais devem permanecer inativos para que as tensões se equalizem. A maneira como as tensões CC se desequilibram entre si influencia o tempo de execução de cada método avaliado. Este fato motivou a execução da simulação em tempo real na configuração *hardware-in-the-loop*. A partir do *setup* montado foi possível avaliar as técnicas de ordenação e a frequência de execução dos algoritmos sem que houvesse o comprometimento do funcionamento do conversor.

Cabe ressaltar que a metodologia de avaliação dos algoritmos de ordenação adotada neste trabalho se difere de outros estudos já publicados. Na maior parte destes estudos são utilizados dados aleatórios que não refletem a dinâmica das tensões dos capacitores, ou ainda são feitas estimativas acerca do tempo de execução considerando apenas o pior caso. O diferencial obtido com a simulação em tempo real está pautado na ordenação de dados que refletem o comportamento real das tensões dos capacitores. Portanto, os tempos apresentados no [Capítulo 3](#) permitem uma comparação mais fidedigna.

A operação do [MMC](#) como filtro ativo de potência requer o projeto de malhas de controle adicionais, como por exemplo, a malha de controle da tensão do barramento CC e as malhas de controle das correntes CA e das correntes interna do MMC (correntes circulantes). O modelo matemático do conversor, bem como as diversas malhas de controle, foram projetadas no sistema de coordenadas ortogonais  $\alpha\beta$ . A opção pelo sistema de coordenadas mencionado é justificada por envolver apenas uma transformação de base, que reflete no menor tempo de execução do algoritmo de controle implementado no [DSC](#). Seguindo a mesma linha de raciocínio, optou-se pela teoria  $pq$  para gerar os sinais de referência dos controladores. Duas características foram alcançadas com esta escolha. A teoria  $pq$  não requer algoritmo de sincronismo, tipo  $PLL$ , com a rede elétrica, poupando tempo de execução do programa. Além disso, a teoria  $pq$  se adequou perfeitamente ao propósito de gerar os sinais de referência para a operação como filtro ativo de potência e também possibilitar a execução das funções auxiliares.

De posse dos modelos da planta passou-se à etapa de desenvolvimento de estratégias para controlar o conversor. O controlador proporcional-ressonante foi utilizado para controlar as correntes de fase no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ , devido à característica variante no tempo dos sinais envolvidos. O controlador [P-RES](#) também foi utilizado para mitigar a componente de 120 Hz das correntes circulantes, no entanto, a implementação ocorreu no sistema de coordenadas  $abc$ . Por outro lado, o controlador proporcional-integral foi aplicado na malha de controle da tensão no barramento CC em consequência da característica estacionária dos sinais envolvidos. Apesar de todos os controladores terem sido projetados no domínio da frequência complexa, a utilização de uma frequência de amostragem elevada (10 kHz) permitiu discretizar todos os controladores usando metodologia simples baseada nas aproximações de Euler e Tustin.

Com o objetivo de realizar a verificação dos conceitos propostos ao longo deste estudo foi desenvolvido um sistema experimental de pequena escala de um [MMC](#) trifásico. Para poder gerenciar e processar todos os sinais medidos no protótipo foram necessários dois [DSCs](#), um configurado como mestre e o outro como escravo, além de

circuitos condicionadores de sinais e de proteção, conforme descrito em detalhes no [Capítulo 5](#). Com o protótipo montado foi possível avaliar o conversor em diferentes condições de operação. Os resultados experimentais demonstram que os projetos dos controladores foram adequados e proporcionaram a efetiva redução das componentes harmônicas de interesse. Operando como compensador de potência reativa o conversor consegue sintetizar correntes, com baixa distorção harmônica, em avanço de fase ou atrasadas em relação à tensão do [PAC](#).

Verifica-se, portanto, a partir dos resultados obtidos a validade da proposta da tese apresentada.

## 6.1 CONTRIBUIÇÕES

As principais contribuições deste trabalho estão resumidas nos tópicos a seguir:

- Estudo para a utilização do conversor multinível modular como filtro ativo de potência.

Para fazer o conversor operar como [FAP](#) foram revisados os princípios de funcionamento do [MMC](#) com a finalidade de verificar o comportamento dinâmico das tensões e correntes internas. Neste sentido, foi feita uma revisão das técnicas de controle das correntes circulantes para identificar aquela mais eficiente. Seguindo a mesma filosofia da topologia do conversor foram projetados controladores de corrente que tivessem estrutura modular, ou seja, para cada frequência que se deseja compensar é projetado um controlador dedicado.

- Comparação entre algoritmos de ordenação e equalização.

A equalização das tensões dos capacitores é uma etapa fundamental para o funcionamento do [MMC](#). Neste trabalho foram realizadas comparações entre os métodos de ordenação com o objetivo de identificar aqueles mais rápidos, e portanto, mais indicados à implementação experimental.

- Frequência de execução dos algoritmos de ordenação e equalização.

Identificou-se durante a etapa de implementação experimental a possibilidade de executar os algoritmos de ordenação de maneira periódica com intervalos de tempo

maiores do que a frequência de amostragem (5x, 10x, 15x e 20x) sem efeitos sobre a regulação das tensões CC. Identificou-se também que a ordenação poderia ocorrer de maneira sequencial polo a polo, também sem efeitos sobre a regulação das tensões CC.

- Identificação de ondulações na tensão do barramento CC em diferentes condições de operação.

É sabido que a modulação  $2n + 1$  provoca ondulações na tensão do barramento CC devido ao número de módulos ativos não ser constante. Esta é uma situação oposta ao que ocorre quando se aplica a modulação  $n + 1$ . Neste trabalho foi observado que o barramento CC pode ficar submetido a ondulações de tensão mesmo que seja utilizada a modulação  $n + 1$ , caso seja ativado o controlador de correntes circulantes. Esta situação é particularmente importante para o correto dimensionamento dos capacitores e dos controladores de tensão CC.

## 6.2 TRABALHOS FUTUROS

A seguir são sugeridos alguns tópicos que podem ser tratados em trabalhos futuros, de modo a aperfeiçoar a plataforma experimental implementada, bem como a definir novas perspectivas dentro das linhas de pesquisa relacionadas a conversores multiníveis modulares conectados à rede de energia elétrica, conforme listado abaixo:

- Investigar, comparar e implementar técnicas de energização dos capacitores.
- Otimizar o sistema de controle para implementação em FPGA (*Field Programmable Gate Array*).
- Investigar e comparar técnicas de controle de corrente para mitigar as componentes harmônicas das cargas não lineares.
- Investigar e comparar técnicas de controle de corrente circulante.
- Investigar e implementar técnicas de controle para compensação de componentes harmônicas na tensão do PAC.
- Investigar o funcionamento do sistema FAP MMC com cargas desequilibradas.

## REFERÊNCIAS

- ABEEOLICA. 2018. Disponível em: <<http://abeeolica.org.br/agencia-abeeolica/>>.
- ABSOLAR. 2019. Disponível em: <<http://www.absolar.org.br/noticia/artigos-da-absolar/artigo-perspectivas-para-a-geracao-centralizada-solar-fotovoltaica-no-brasil.html>>.
- AGELIDIS, V. G.; CALAIS, M. Application specific harmonic performance evaluation of multicarrier pwm techniques. In: IEEE. *Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE*. 1998. v. 1, p. 172–178.
- AKAGI, H. Classification, terminology, and application of the modular multilevel cascade converter (mmcc). *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 26, n. 11, p. 3119–3130, 2011.
- AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. : John Wiley & Sons, 2017.
- ALMEIDA, P. M. et al. Digital proportional multi-resonant current controller for improving grid-connected photovoltaic systems. *Renewable energy*, Elsevier, v. 76, p. 662–669, 2015.
- ALMEIDA, P. M. de et al. Controle e redução das correntes harmônicas de um sistema de geração fotovoltaico interligado à rede elétrica sem filtros passivos. v. 18, n. 4, p. 1149–1160, November 2013.
- ANEEL, A. d. E. Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional-prodist/módulo 8-qualidade da energia elétrica-rev. 7. 2016.
- ANTONOPOULOS, A.; ANGQUIST, L.; NEE, H.-P. On dynamics and voltage control of the modular multilevel converter. In: IEEE. *Power Electronics and Applications, 2009. EPE'09. 13th European Conference on*. 2009. p. 1–10.
- ARRILLAGA, J.; ARRILLAGA, J. *High voltage direct current transmission*. : Iet, 1998.
- BARNETT, G.; TONGO, L. D. *Data Structures and Algorithms: Annotated Reference with Examples*. : NETSlackers, 2008.
- BEN. 2018. Disponível em: <<http://epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/balanco-energetico-nacional-2018>>.
- BERES, R. N. et al. A review of passive power filters for three-phase grid-connected voltage-source converters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, IEEE, v. 4, n. 1, p. 54–69, 2015.
- BRADT, M. et al. Harmonics and resonance issues in wind power plants. In: IEEE. *PES T&D 2012*. 2012. p. 1–8.

BUSO, S.; MATTAVELLI, P. Digital control in power electronics. *Lectures on power electronics*, Morgan & Claypool Publishers, v. 1, n. 1, p. 1–158, 2006.

CARRARA, G. et al. A new multilevel pwm method: A theoretical analysis. *IEEE Transactions on power electronics*, IEEE, v. 7, n. 3, p. 497–505, 1992.

CHUCO, B.; WATANABE, E. Back-to-back hvdc based on modular multilevel converter. In: IEEE. *Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian*. 2011. p. 970–976.

CRISPINO, L. F.; ROLIM, L. G. Model predictive control of a modular multilevel converter combined with sorting methods. In: IEEE. *Industry Applications (INDUSCON), 2016 12th IEEE International Conference on*. 2016. p. 1–6.

CÚNICO, L. M. *Estudo do conversor modular multinível*. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, 2013.

CUPERTINO, A. F. et al. Dsc-mmc statcom main circuit parameters design considering positive and negative sequence compensation. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, Springer, v. 29, n. 1, p. 62–74, 2018.

DARUS, R. et al. A modified voltage balancing algorithm for the modular multilevel converter: Evaluation for staircase and phase-disposition pwm. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 30, n. 8, p. 4119–4127, 2015.

DEBNATH, S. et al. Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: A review. *IEEE transactions on power electronics*, IEEE, v. 30, n. 1, p. 37–53, 2015.

DU, S. et al. *Modular multilevel converters: analysis, control, and applications*. : John Wiley & Sons, 2017.

DU, S.; LIU, J. A study on dc voltage control for chopper-cell-based modular multilevel converters in d-statcom application. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 28, n. 4, p. 2030–2038, 2013.

DUARTE, S. N. et al. Zero-sequence voltage compensation of a distribution network through a four-wire modular multilevel static synchronous compensator. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Elsevier, v. 109, p. 57–72, 2019.

FENILI, M. P. *Estudo e Implementação de um Filtro Ativo Paralelo Monofásico de 8 kVA*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2007.

FRANQUELO, L. G. et al. The age of multilevel converters arrives. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 2, n. 2, p. 28–39, June 2008. ISSN 1932-4529.

FURTADO, P. et al. Two-phase three-wire shunt active power filter control by using the single-phase pq theory. *Power Electronics, Brazilian Transactions on*, v. 19, n. 3, p. 303–311, 2014.

GARCIA, F. S. *Conversores CC-CC elevadores de tensão, não isolados, com ganhos estáticos elevados*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2010.

- GHETTI, F. T. et al. Simulação em tempo real de algoritmos de equalização das tensões cc de um conversor multinível modular. *Eletrônica de Potência*, v. 2, n. 4, p. 362–371, 2017.
- GHETTI, F. T. et al. A study of shunt active power filter based on modular multilevel converter (mmc). In: IEEE. *Industry Applications (INDUSCON), 2012 10th IEEE/IAS International Conference on*. 2012. p. 1–6.
- GUO, J. et al. Reliability analysis of mmcs considering submodule designs with individual or series-operated igbts. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 32, n. 2, p. 666–677, 2017.
- GUYING, Z.; DAOZHUO, J.; XIAORANG, L. Modular multilevel converter for unified power flow controller application. In: IEEE. *Digital Manufacturing and Automation (ICDMA), 2012 Third International Conference on*. 2012. p. 545–549.
- GWEC. 2018. Disponível em: <<https://gwec.net/global-wind-report-2018/>>.
- HAGIWARA, M.; AKAGI, H. Control and experiment of pulsewidth-modulated modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 24, n. 7, p. 1737–1746, 2009.
- HAGIWARA, M.; NISHIMURA, K.; AKAGI, H. A medium-voltage motor drive with a modular multilevel pwm inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 25, n. 7, p. 1786–1799, 2010.
- HAMAD, M.; AHMED, K.; MADI, A. Current harmonics mitigation using a modular multilevel converter-based shunt active power filter. In: IEEE. *2016 IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*. 2016. p. 755–759.
- HARNEFORS, L.; NEE, H.-P. Model-based current control of ac machines using the internal model control method. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 34, n. 1, p. 133–141, 1998.
- HASAN, K. M. et al. Study on harmonic resonances and damping in wind power plant. In: IEEE. *2012 4th International Conference on Intelligent and Advanced Systems (ICIAS2012)*. 2012. v. 1, p. 418–423.
- HINGORANI, N. G.; GYUGYI, L.; EL-HAWARY, M. *Understanding FACTS: concepts and technology of flexible AC transmission systems*. : IEEE press New York, 2000.
- IANNUZZI, D.; PIEGARI, L.; TRICOLI, P. A novel pv-modular multilevel converter for building integrated photovoltaics. In: IEEE. *Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), 2013 8th International Conference and Exhibition on*. 2013. p. 1–7.
- ILVES, K. et al. A new modulation method for the modular multilevel converter allowing fundamental switching frequency. *IEEE Transactions on power electronics*, IEEE, v. 27, n. 8, p. 3482–3494, 2012.

JIN, B.-S. et al. A study on the multi-carrier pwm methods for voltage balancing of flying capacitor in the flying capacitor multi-level inverter. In: IEEE. *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE*. 2005. p. 6–pp.

JOOS, G.; HUANG, X.; OOI, B.-T. Direct-coupled multilevel cascaded series var compensators. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 34, n. 5, p. 1156–1163, Sep 1998. ISSN 0093-9994.

KALASCHNIKOW, S. et al. Compensação ativa de harmônicos em aplicações industriais. *Revista Eletricidade Moderna*, v. 1, n. 426, p. 50–59, 2007.

KANG, D.-W.; LEE, W.-K.; HYUN, D.-S. Carrier-rotation strategy for voltage balancing in flying capacitor multilevel inverter. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, IET, v. 151, n. 2, p. 239–248, 2004.

KAZEM, H. A. Harmonic mitigation techniques applied to power distribution networks. *Advances in power electronics*, Hindawi, v. 2013, 2013.

KONTOS, E. et al. High order voltage and current harmonic mitigation using the modular multilevel converter statcom. *Ieee Access*, IEEE, v. 5, p. 16684–16692, 2017.

LEBRE, J. R.; DIAS, R. F.; WATANABE, E. H. Pod-pwm applied to circulating current control in hvdc-mmc based system. In: IEEE. *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. 2015. p. 1–5.

LESNICAR, A.; MARQUARDT, R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. In: *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*,. 2003. v. 3, p. 6 pp. Vol.3.

LI, J. et al. Investigation of mmc-hvdc operating region by circulating current control under grid imbalances. *Electric Power Systems Research*, Elsevier, v. 152, p. 211–222, 2017.

LI, Z. et al. An inner current suppressing method for modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 28, n. 11, p. 4873–4879, 2013.

LIANG, S.; HU, Q.; LEE, W.-J. A survey of harmonic emissions of a commercially operated wind farm. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 48, n. 3, p. 1115–1123, 2012.

LIMA, L. A. M. *Conversor Multinível Modular: Modelo Analítico e Controle de Corrente Circulante*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2016.

LIMONGI, L. R. et al. Digital current-control schemes. *IEEE industrial electronics magazine*, IEEE, v. 3, n. 1, p. 20–31, 2009.

MARQUARDT, R. Modular multilevel converter: An universal concept for hvdc-networks and extended dc-bus-applications. In: IEEE. *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*. 2010. p. 502–507.

- MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G. Multicarrier pwm strategies for multilevel inverters. *IEEE Transactions on industrial electronics*, IEEE, v. 49, n. 4, p. 858–867, 2002.
- MEI, J. et al. Modular multilevel inverter with new modulation method and its application to photovoltaic grid-connected generator. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 28, n. 11, p. 5063–5073, 2013.
- MIET, G. P. A. et al. Transformerless statcom based on a five-level modular multilevel converter. In: IEEE. *Power Electronics and Applications, 2009. EPE'09. 13th European Conference on*. 2009. p. 1–10.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M. *Power electronics: converters, applications, and design*. : John Wiley & Sons, 2007.
- MUÑOZ, J. A. et al. Decoupled and modular harmonic compensation for multilevel statcoms. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 61, n. 6, p. 2743–2753, 2013.
- OGHORADA, O. J. K. et al. Control of modular multilevel converters using an overlapping multihexagon space vector modulation scheme. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 7, n. 1, p. 381–391, 2019.
- PAUCAR, B. C. *Sistema HVDC baseado em conversores multinível modulares*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2014.
- PIRES, I. A. *Caracterização de harmônicos causados por equipamentos eletro-eletrônicos residenciais e comerciais no sistema de distribuição de energia elétrica*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2006.
- RONANKI, D.; WILLIAMSON, S. S. A simplified space vector pulse width modulation implementation in modular multilevel converters for electric ship propulsion systems. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, v. 5, n. 1, p. 335–342, 2019.
- SAEEDIFARD, M.; IRAVANI, R. Dynamic performance of a modular multilevel back-to-back hvdc system. *IEEE Transactions on power delivery*, IEEE, v. 25, n. 4, p. 2903–2912, 2010.
- SERBIA, N. *Modular Multilevel Converters for HVDC power stations*. Tese (Doutorado) — Institut National Polytechnique de Toulouse, França, 2014.
- SHARIFABADI, K. et al. *Design, Control, and Application of Modular Multilevel Converters for HVDC Transmission Systems*. : John Wiley & Sons, 2016.
- SILVA, G. S. da et al. Hybrid ac power source based on modular multilevel converter and linear amplifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 30, n. 1, p. 216–226, 2015.
- SUN, Y. et al. Low-order circulating current suppression of pwm-based modular multilevel converters using dc-link voltage compensation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 33, n. 1, p. 210–225, 2018.

TU, Q. et al. Parameter design principle of the arm inductor in modular multilevel converter based hvdc. In: IEEE. *2010 International Conference on Power System Technology*. 2010. p. 1–6.

TU, Q.; XU, Z.; XU, L. Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters. *IEEE transactions on power delivery*, IEEE, v. 26, n. 3, p. 2009–2017, 2011.

WESTERWELLER, T. et al. Trans bay cable-world's first hvdc system using multilevel voltage-sourced converter. *Proc. 2010 CIGRE, Paris*, 2010.

WU, J. et al. Compound control strategy of active power filter based on modular multilevel converter. In: IEEE. *Proceeding of the 11th World Congress on Intelligent Control and Automation*. 2014. p. 4771–4777.

YANG, X. et al. Harmonic analysis of the dc capacitor voltage in modular multilevel converter based statcom. In: IEEE. *Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2011 6th IEEE Conference on*. 2011. p. 2575–2579.

YARAMASU, V. et al. High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 103, n. 5, p. 740–788, 2015.

YAZDANI, A.; IRAVANI, R. *Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications*. : John Wiley & Sons, 2010.

YUAN, X. et al. Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions. *IEEE transactions on industry applications*, IEEE, v. 38, n. 2, p. 523–532, 2002.

ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G. Stationary frame current regulation of pwm inverters with zero steady-state error. *IEEE Transactions on power electronics*, IEEE, v. 18, n. 3, p. 814–822, 2003.

## APÊNDICE A – MÉTODO DE SELEÇÃO DOS PARÂMETROS DO CONTROLADOR PROPORCIONAL RESSONANTE

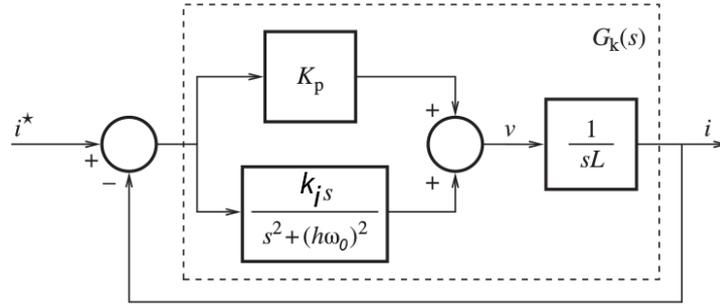
A premissa que norteia o processo de obtenção dos ganhos proporcional ( $k_p$ ) e ressonante ( $k_n$ ) e da faixa de passagem na frequência de ressonância ( $\omega_c$ ) é amparada na independência das respostas em frequência dos controladores. Ou seja, as frequências de ressonância dos vários controladores em paralelo estão afastadas suficientemente umas das outras, de modo que os parâmetros ajustados para uma determinada frequência de ressonância não interfere na dinâmica do controladores sintonizado nas frequências vizinhas.

O método aqui apresentado é baseado na função de transferência do controlador **P-RES** ideal, definido na equação (4.29). Contudo, como a resposta dinâmica do controlador **P-RES** modificado, definido por (4.30), é bastante próxima do controlador ideal, o procedimento é válido para os dois casos (SHARIFABADI et al., 2016; ZMOOD & HOLMES, 2003). Ressalta-se que os ganhos obtidos com esta metodologia devem ser refinados para a implementação em hardware, uma vez que, o modelo matemático do sistema não leva em consideração alguns parâmetros, como por exemplo, a indutância dos condutores elétricos, entre outros. Outra questão a ser considerada para a implementação prática é o método de discretização do controlador **P-RES**. Em Almeida et al. (2015) são discutidos os efeitos que os métodos de Tustin e Euler provocam na localização dos polos ressonantes, principalmente nas frequências de ressonância mais afastadas da frequência fundamental.

A Figura 83 ilustra o diagrama de blocos do sistema de controle de corrente em malha fechada que será utilizado para exemplificar a metodologia de cálculo dos parâmetros. Para efeito de simplificação, a planta está sendo representada apenas em função da indutância equivalente. Pelo mesmo motivo, a malha de controle por antecipação (*feedforward*) foi suprimida, assim como, a normalização do sinal modulante em função de  $\frac{V_{cc}}{2}$ .

De acordo com o diagrama de blocos ilustrado pela Figura 83, as funções de trans-

Figura 83: Diagrama exemplo da malha de controle de corrente para o projeto dos parâmetros do controlador ressonante.



Fonte: Autor.

ferência em malha aberta e em malha fechada são definidas por (A.1) e (A.2), respectivamente.

$$G(s) = \frac{k_p [s^2 + (\omega_h)^2] + k_h s}{[s^2 + (\omega_h)^2] L s} \quad (\text{A.1})$$

$$G_c(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)} = \frac{k_p [s^2 + (\omega_h)^2] + k_h s}{(sL + k_p) [s^2 + (\omega_h)^2] + k_h s} \quad (\text{A.2})$$

### A.1 SELEÇÃO DO GANHO PROPORCIONAL ( $k_p$ )

De acordo com Zmood e Holmes (2003) o ganho proporcional deve ser projetado primeiro. Assumindo, inicialmente, um controlador formado apenas pela parcela proporcional, o sistema em malha fechada definido por (A.2) é reescrito conforme (A.3).

$$G_c(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)} = \frac{k_p}{(sL + k_p)} = \frac{k_p/L}{(s + k_p/L)} \quad (\text{A.3})$$

A função  $G_c(s)$ , para  $k_h = 0$ , resulta em um sistema de primeira ordem com a constante de tempo definida por  $\frac{L}{k_p}$ . Isto significa dizer que o sinal de saída da planta, que representa as correntes sintetizadas pelo conversor, responderá a uma entrada em degrau unitário tendo um comportamento exponencial, segundo a equação (A.4), no domínio do tempo. Do ponto de vista da resposta em frequência, a largura de banda do sistema em malha fechada é dada pelo inverso da constante de tempo, ou seja,  $\frac{k_p}{L}$ . De acordo com (HARNEFORS & NEE, 1998) uma boa aproximação para definir  $k_p$  é fazê-lo igual a:

$$i_k(t) = 1 - e^{-\frac{k_p}{L}t} \quad (k = a, b, c) \quad (\text{A.4})$$

$$k_p = \alpha_c L \quad (\text{A.5})$$

em que  $\alpha_c$  é a largura de banda desejável da parcela proporcional para um sistema em malha fechada de primeira ordem, cuja forma canônica é dada por:

$$G_c = \frac{\alpha_c}{s + \alpha_c} \quad (\text{A.6})$$

## **A.2 SELEÇÃO DA LARGURA DE BANDA DO SISTEMA EM MALHA FECHADA**

Para implementações em hardware, o tempo de atraso ( $T_d$ ) entre a aquisição dos sinais e a efetiva resposta da ação de controle pode não ser desprezível. Concomitante a esta questão, há um limite máximo para  $\alpha_c$  que deve ser observado para que o sistema em malha fechada permaneça estável com certa margem de segurança. Segundo [Harnefors e Nee \(1998\)](#), a relação definida por (A.7) atende aos critérios citados.

$$\alpha_c \leq \frac{\omega_s}{10} \quad (\text{A.7})$$

em que  $\omega_s$  é a frequência de amostragem e pode ser definida por:

$$\omega_s = \frac{2\pi}{T_s} \quad (\text{A.8})$$

A faixa de valores para  $\alpha_c$  recomendada em (A.7) faz com que a ordem de grandeza da variável mencionada seja de milhares de radianos por segundo. A título de exemplo, supondo frequência de amostragem de 10 kHz,  $\alpha_c \leq 6,3$  krad/s.

Levando em consideração o tempo de atraso e adotando o valor de  $k_p$  encontrado em (A.5),  $G(s)$  pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$G(s) = \frac{k_p e^{-sT_d}}{Ls} = \frac{\alpha_c e^{-sT_d}}{s} \quad (\text{A.9})$$

Portanto, a frequência de cruzamento de ganho será  $\alpha_c$ . Chega-se a esta conclusão

ao buscar o valor de  $\omega$  que satisfaça a relação  $|G(j\omega)| = 1$ . Conseqüentemente, a margem de fase pode ser então definida:

$$\phi_m = \pi - \angle G(j\alpha_c) = \frac{\pi}{2} - \alpha_c T_d \quad (\text{A.10})$$

Caso seja adotado o valor de  $\alpha_c = \frac{\omega_s}{10}$ , o limite máximo definido em (A.7), então a margem de fase pode ser reescrita como:

$$\phi_m = \frac{\pi}{2} - \frac{\omega_s T_d}{10} \quad (\text{A.11})$$

Adotando um tempo de atraso igual a  $T_d = 1,5T_s$ , define-se a margem de fase do controlador

$$\omega_s T_d = 1,5 \cdot 2\pi \quad (\text{A.12})$$

$$\phi_m = 0,2\pi \text{ rad} = 36^\circ \quad (\text{A.13})$$

Apesar da margem de fase calculada ter sido pequena, ainda está dentro do limite que garante estabilidade ao sistema.

### A.3 SELEÇÃO DO GANHO RESSONANTE ( $k_h$ )

Segundo Sharifabadi et al. (2016), por inspeção as equações (A.1) e (A.2), a dimensão de ( $k_h$ ) está relacionada com a frequência angular e a indutância da planta. Uma aproximação adequada para este ganho é dado por:

$$k_h = 2\alpha_h \alpha_c L = 2\alpha_h k_p \quad (\text{A.14})$$

em que  $\alpha_h$  é a largura de banda desejável para a parcela ressonante. Assim como acontece com  $\alpha_c$ ,  $\alpha_h$  determina a constante de tempo em que a resposta do controlador ressonante irá convergir para a referência pretendida.

Substituindo (A.5) e (A.14) em (A.2), obtém-se:

$$G_c(s) = \frac{\alpha_c [s^2 + (\omega_h)^2] + 2\alpha_c \alpha_h s}{(s + \alpha_c) [s^2 + (\omega_h)^2] + 2\alpha_c \alpha_h s} \quad (\text{A.15})$$

Reorganizando a equação anterior, obtém-se:

$$G_c(s) = \frac{\alpha_c [s^2 + 2\alpha_h s + (\omega_h)^2]}{(s + \alpha_c) [s^2 + 2\alpha_h s + (\omega_h)^2] - 2\alpha_h s^2} \quad (\text{A.16})$$

Se o termo  $(2\alpha_h s^2)$  for suficientemente pequeno a ponto de ser desprezado do denominador de (A.16), a função de transferência  $G_c(s)$  será aproximadamente igual a (A.6), conforme mostrado em (A.17). Contudo, para que esta aproximação seja válida,  $\alpha_h \ll \alpha_c$ .

$$G_c(s) \approx \frac{\alpha_c [s^2 + 2\alpha_h s + (\omega_h)^2]}{(s + \alpha_c) [s^2 + 2\alpha_h s + (\omega_h)^2]} = \frac{\alpha_c}{s + \alpha_c} \quad (\text{A.17})$$

Assumindo verdadeira a aproximação  $\alpha_h \ll \alpha_c$  e comparando os denominadores de (A.15) e (A.17), verifica-se que os coeficientes associados aos termos quadráticos de  $s$  são dados por  $\alpha_c s^2$  e  $(\alpha_c + 2\alpha_h)s^2 \approx \alpha_c s^2$ , respectivamente. Os demais coeficientes são idênticos em ambas equações. Nesta situação, a ordem de grandeza de  $\alpha_h$  deverá ser de algumas centenas de radianos por segundo. Consequentemente:

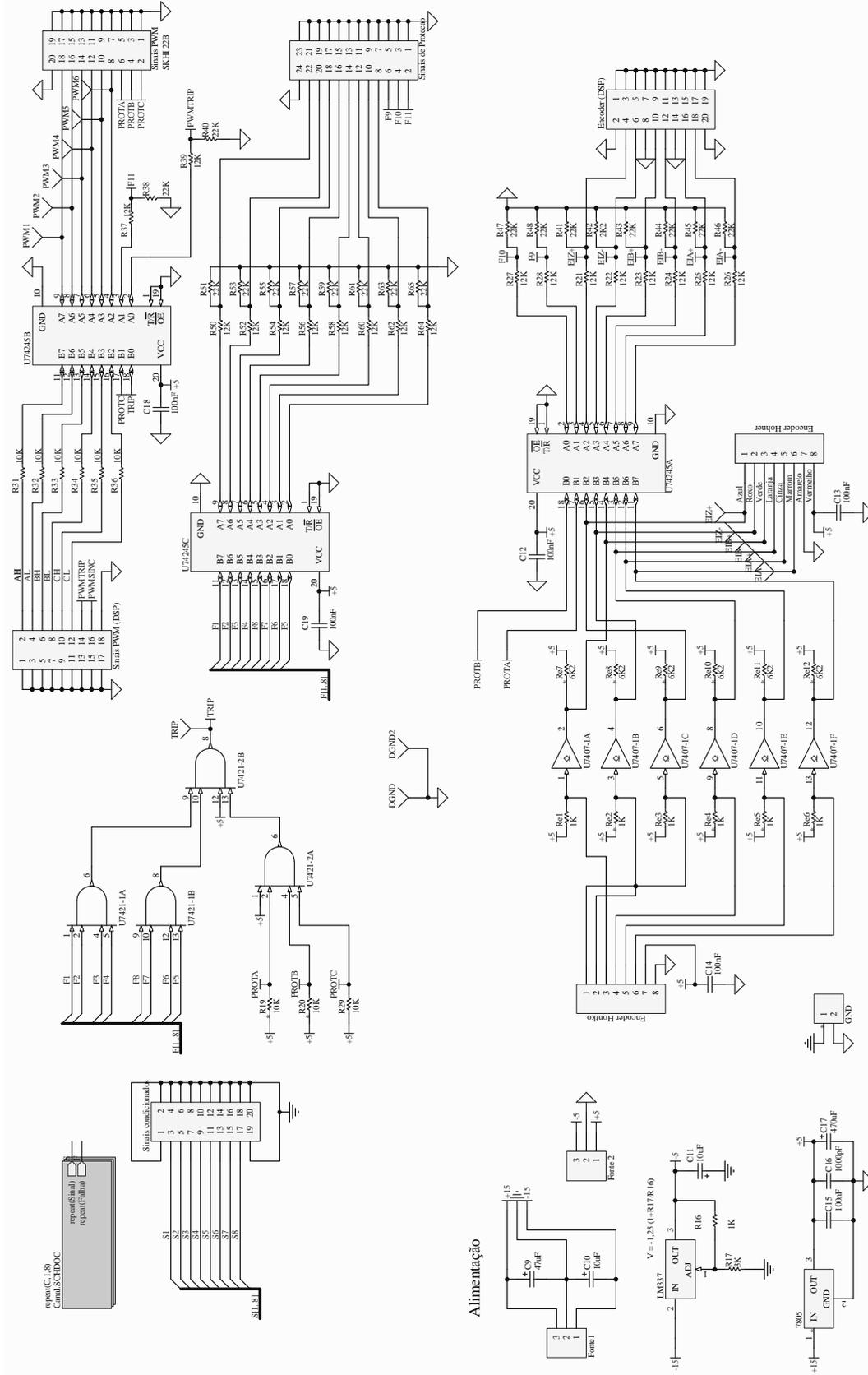
$$\alpha_c < \omega_h \quad (\text{A.18})$$

Conclui-se que, se o ganho  $k_h$  for projetado segundo (A.14) e se for considerada a relação  $\alpha_h \ll \alpha_c$ , o sistema de controle em malha fechada terá polos dominantes em  $s \approx -\alpha_c$  e um par de polos localizados em  $s \approx -\alpha_h \pm j\sqrt{\omega_h^2 - \alpha_h^2}$ . Este par de polos irá se cancelar com o par de zeros de  $G_c(s)$ , conforme pode ser observado em (A.17).



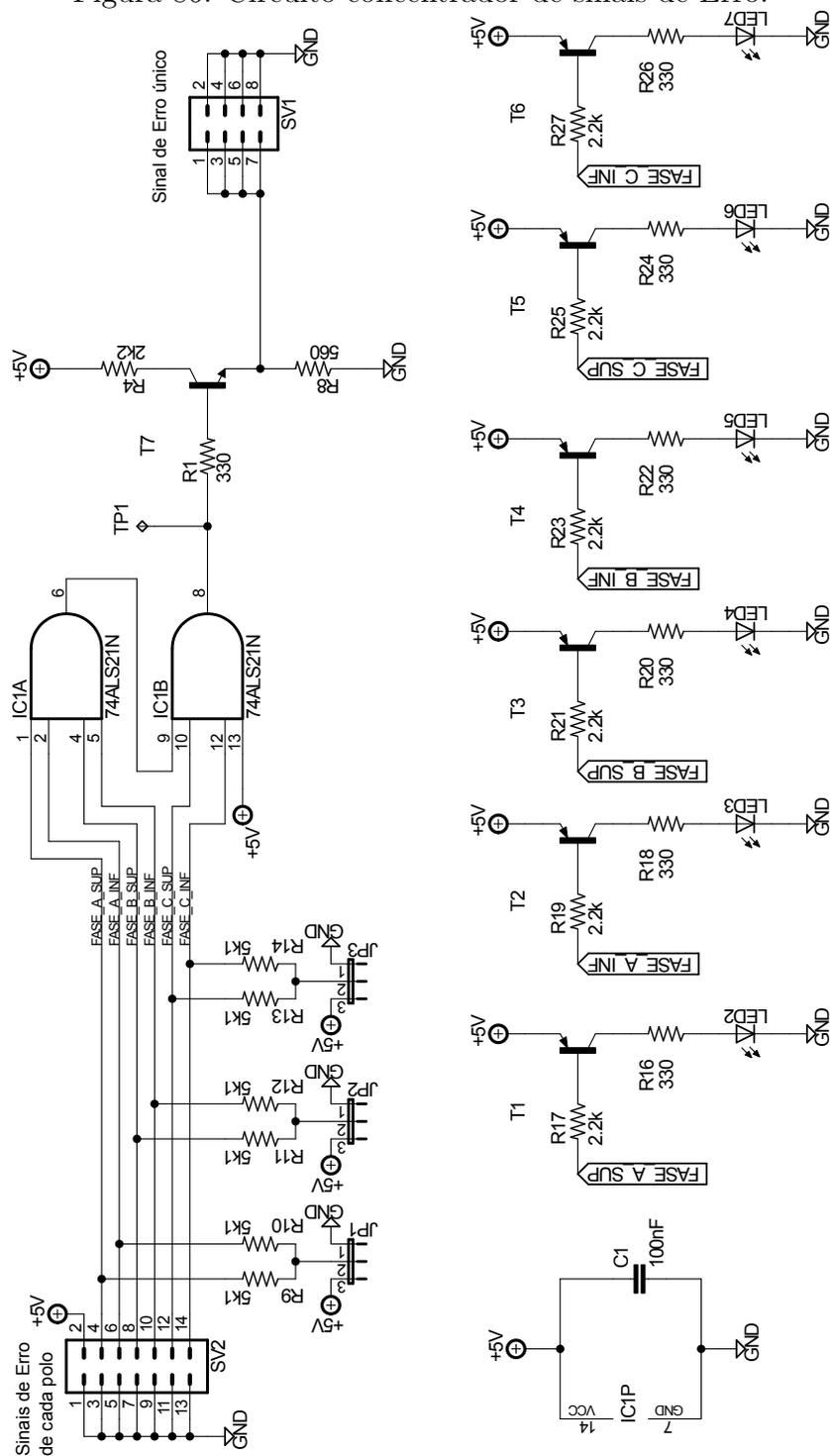


Figura 85: Circuito condicionador de sinais e do sistema de proteção (parte 2).



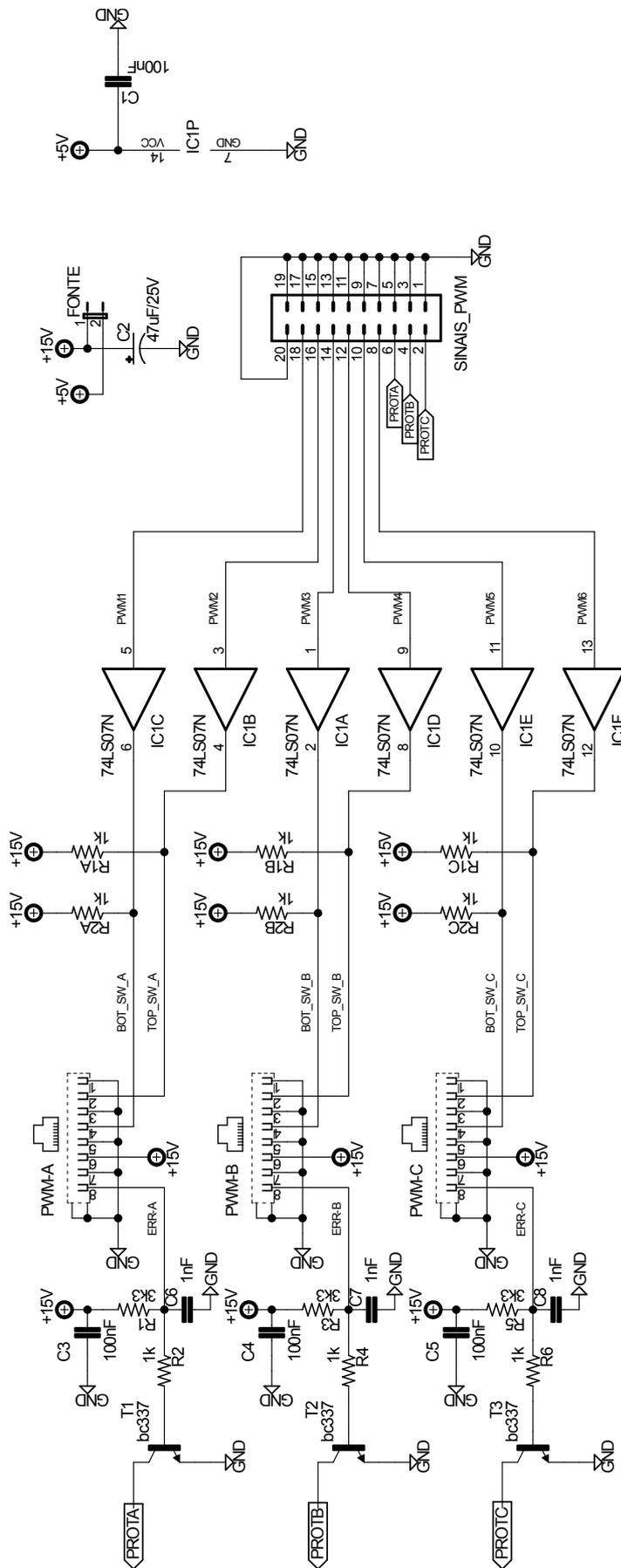
Fonte: (GARCIA, 2010).

Figura 86: Circuito concentrador de sinais de Erro.



Fonte: Autor.

Figura 87: Circuito de *buffer* para casar a tensão do DSC com a tensão de operação dos *drivers* Skyper32 e adaptadores para conversão dos cabos *flat* para par trançado de oito vias.



Fonte: Autor.