

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

Guilherme Sebastião da Silva

**CONVERSORES MULTINÍVEIS MODULARES:
CONTRIBUIÇÕES AO ESTUDO E AO DESENVOLVIMENTO
DE SISTEMAS DE CONTROLE DISTRIBUÍDOS**

Santa Maria, RS
2017

Guilherme Sebastião da Silva

**CONVERSORES MULTINÍVEIS MODULARES:
CONTRIBUIÇÕES AO ESTUDO E AO DESENVOLVIMENTO DE
SISTEMAS DE CONTROLE DISTRIBUÍDOS**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do título de **Doutor em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Prof. Dr. Cassiano Rech
Coorientador: Prof. Dr. Rodrigo Padilha Vieira

Santa Maria, RS
2017

Ficha catalográfica elaborada através do programa de geração automática da Biblioteca Central da UFSM

da Silva, Guilherme Sebastião

Conversores Multiníveis Modulares: Contribuições ao Estudo e ao Desenvolvimento de Sistemas de Controle Distribuídos / Guilherme Sebastião da Silva – 2017.

208 p.; 30 cm

Orientador: Cassiano Rech

Coorientador: Rodrigo Padilha Vieira

Tese (doutorado) – Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2017.

1. Engenharia Elétrica 2. Eletrônica de Potência 3. Conversores Multiníveis Modulares 4. Sistemas de Controle Distribuídos 5. Amplificadores Lineares I. Rech, Cassiano II. Vieira, Rodrigo III. Título.

©2017

Todos os direitos autorais reservados a Guilherme Sebastião da Silva. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita mediante a citação da fonte.

Endereço: Av. Roraima, 1000, UFSM, Santa Maria, RS, Brasil, CEP: 97105900;

Endereço Eletrônico: guilhermesds@gmail.com

Guilherme Sebastião da Silva

**CONVERSORES MULTINÍVEIS MODULARES:
CONTRIBUIÇÕES AO ESTUDO E AO DESENVOLVIMENTO
DE SISTEMAS DE CONTROLE DISTRIBUÍDOS**

Tese apresentada ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do título de **Doutor em Engenharia Elétrica**.

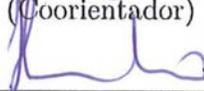
Aprovado em 5 de outubro de 2017:



Cassiano Rech, Dr. (UFSM)
(Presidente/Orientador)



Rodrigo Padilha Vieira, Dr. (UFSM)
(Coorientador)



Humberto Pinheiro, Ph.D. (UFSM)



Marcelo Lobo Heldwein, Dr. Sc. (UFSC)



Vinicius Foletto Montagner, Dr. (UFSM)



Yales Rômulo de Novaes, Dr. (UDESC)
(videoconferência)

Santa Maria, RS

2017

*Dedico este trabalho, com muito carinho,
aos meus pais, Cesar e Grace, e
aos meus irmãos Virgínia e Rafael.*

*À minha noiva Ana Paula,
pelo amor, pelo incentivo e inspiração*

AGRADECIMENTOS

Minha eterna gratidão à minha família, especialmente a meus pais, Cesar Roberto e Grace, e aos meus irmãos, Virgínia e Rafael, pelo amor e educação recebidos em todos os momentos. Agradeço imensamente por todos os anos de incentivo e paciência no término desta etapa.

Especialmente, agradeço à minha noiva Ana Paula, pelo amor, pelo apoio e pela paciência. Você foi a maior inspiração para poder concluir esta etapa. Agradeço também à minha segunda família, Antônio, Cleide e José Paulo, pelos ótimos momentos de convívio.

Ao meu orientador, prof. Cassiano Rech, pelo exemplo de determinação profissional, pela amizade, confiança e pela oportunidade de iniciação de trabalhos na área de Conversores Multiníveis em 2006. Agradeço também por estes anos de convivência, inúmeras reuniões e troca de ideias, que sem dúvida foram extremamente importantes na minha formação profissional.

Gostaria de agradecer também ao meu coorientador, prof. Rodrigo Padilha que sempre esteve disponível para me auxiliar com seu conhecimento, contribuindo e ampliando o meu entendimento na área de Observadores por Modos Deslizantes, e que sem dúvida foi um grande incentivador na concretização deste trabalho.

Aos demais professores do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC) e em especial os professores: José Renes Pinheiro, Humberto Pinheiro, Hélio Leães Hey, Hilton Abílio Gründling, Mário Lúcio da Silva Martins, Robinson Figueiredo de Camargo, Luciano Schuch, Tiago Bandeira Marchesan e Rafael Concatto Beltrame, pelo conhecimento proporcionado durante o período do Doutorado. Gostaria de agradecer também aos professores José Renes Pinheiro, Humberto Pinheiro, Vinicius Foletto Montagner, Marcelo Lobo Heldwein, Rafael Concatto Beltrame e Yales Rômulo de Novaes pelas valiosas contribuições nas etapas de avaliação desta Tese de Doutorado.

Meu agradecimento aos colegas do GEPOC: Abel Gehm, Alexandre Trevisan, André Meurer, Ademir Toebe, Antônio Andrade, Bernardo Andres, Caio Osório, Celso Tischer, Cindy Ortiz, Fabrício Dupont, Fabricio Cazaquevicius, Fernando Beltrame, Henrique Jank, Henrique Figueira, Gabriel Saccol, Gustavo Koch, Josemar Quevedo, Jonathan Zientarski, João Lenz, Julian Giacomini, Julio Schmidt, Pablo Costa, Rafael Scapini, Ronaldo Guisso, Tadeu Vargas, Thieli Gabbi, Wagner Ayres, William Venturini e Wilmar Castiblanco pela amizade, troca de conhecimentos e momentos de descontração.

À Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), que forneceu infraestrutura para o desenvolvimento deste trabalho, e à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), pelo apoio financeiro. Aos funcionários do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), pelo trabalho desenvolvido e pelo suporte acadêmico prestado, fundamentais para as atividades do programa.

À Universidade Federal do Pampa (UNIPAMPA), pelo apoio para a conclusão deste trabalho.

À Deus, pela vida.

E o que importa não é o que você tem na vida, mas quem você tem na vida.

William Shakespeare

A ciência do olhar é extremamente complicada. A verdade é que não vemos tudo o que observamos. Por vezes, não somos capazes de ver algo que está mesmo à nossa frente, e, outras vezes, acabamos por ver o que não existe...

Quando olhamos na mesma direção vimos coisas diferentes, porque não importa o que se vê, mas quem vê. E é isso que torna tudo tão maravilhoso.

Margarida Cunha

RESUMO

CONVERSORES MULTINÍVEIS MODULARES: CONTRIBUIÇÕES AO ESTUDO E AO DESENVOLVIMENTO DE SISTEMAS DE CONTROLE DISTRIBUÍDOS

AUTOR: GUILHERME SEBASTIÃO DA SILVA

ORIENTADOR: CASSIANO RECH

COORIENTADOR: RODRIGO PADILHA VIEIRA

Esta Tese de Doutorado apresenta contribuições ao estudo e ao desenvolvimento de sistemas de controle distribuídos aplicados ao Conversor Multinível Modular (MMC) operando com elevado número de submódulos (SMs), que é uma das topologias mais promissoras de conversores multiníveis, principalmente em aplicações em alta tensão e alta potência. Inicialmente, são apresentados o princípio de funcionamento, os principais conceitos e uma análise do fluxo de potência do conversor. Com base na análise do fluxo de potência, é proposto um sistema de controle para garantir o balanço de potência entre o barramento CC e a rede elétrica CA, a distribuição de potência entre os polos e o ajuste individual das tensões dos capacitores, sendo controladas as $N-1$ tensões dos capacitores. Um dos principais desafios do uso do MMC é a forma de implementação dos sistemas de controle, modulação e comunicação. Sugere-se que o funcionamento adequado do MMC seja obtido através de sistemas de controle, modulação e comunicação facilmente expansíveis. Assim, é proposta uma estrutura de controle distribuído que possibilita a redução do fluxo de informações necessárias entre os SMs para implementar o sistema de controle do MMC fazendo o uso de observadores por modos deslizantes. Através deste conceito, o desenvolvimento dos observadores é apresentado em duas análises principais: (i) observador das tensões equivalentes em tempo contínuo, discretizados para a implementação em processadores; e (ii) observador das tensões equivalentes em tempo discreto. Em relação aos observadores em tempo contínuo é apresentada a metodologia de projeto em tempo contínuo e resultados dos observadores discretizados. Já para o observador no tempo discreto é apresentada a metodologia de projeto para garantir desempenhos transitório e em regime permanente e resultados do observador discreto. Além disso, são apresentadas as análises de estabilidade por Lyapunov de cada observador. Resultados de simulações e experimentais do sistema completo são apresentados considerando o desempenho dos observadores e do sistema de controle sob diferentes condições de operação.

Palavras-chave: Conversor Multinível Modular. Observadores por Modos Deslizantes. Sistemas de Controle Distribuídos.

ABSTRACT

MODULAR MULTILEVEL CONVERTER: CONTRIBUTIONS TO STUDY AND DEVELOPMENT OF DISTRIBUTED CONTROL SYSTEMS

AUTHOR: GUILHERME SEBASTIÃO DA SILVA

ADVISOR: CASSIANO RECH

CO-ADVISOR: RODRIGO PADILHA VIEIRA

This doctoral thesis presents contributions to the study and development of distributed control systems applied to the Modular Multilevel Converter (MMC) operating with a high number of submodules (SMs), which is the most promising multilevel converter topology, especially in high voltage and high power applications. Initially, operating principle, main concepts and a power flow analysis are presented in order to justify the proposal. Based on the MMC power flow analysis, a control system is proposed to ensure the power balance between the dc voltage bus and the ac power grid, the power processing distribution between the arms and the individual capacitor voltage control, with the control of $N-1$ capacitor voltages. One of the main MMC implementation challenges is to ensure the suitable control of SM floating capacitors with an easily scalable control system with reduced communication complexity. Thus, a distributed control structure using sliding mode observer approach is proposed to reduce the data flowing among through between the SMs needed to implement the MMC control system. With this concept, the sliding-mode observer approach consists of: (i) an equivalent capacitor voltage observer in the continuous-time domain, which are discretized for processor implementation; and (ii) an equivalent capacitor voltage observer in the discrete-time domain. Regarding the equivalent observers, the design methodology for continuous-time and the results for the discretized observer are presented. The design methodology of the discrete-time equivalent capacitor voltage observer is shown in discrete-time to guarantee the steady-state and the transient performances and the results for the discrete observer are presented. The Lyapunov stability analysis is presented for each observer. Finally, it is worth to emphasize that simulation and experimental results are presented considering the observer and the control performances under different operating conditions.

Keywords: Distributed Control Systems. Modular Multilevel Converter. Sliding-Mode Observers.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Aplicações do MMC em elevadas tensões e potências. (a) Conexão submarina. (b) Conexões de parques eólicos <i>offshore</i> com sistemas de transmissão em HVDC multiterminais.	40
Figura 1.2 – Estrutura <i>back-to-back</i> de um sistema HVDC com o uso do MMC.	41
Figura 2.1 – Conversor multinível modular trifásico com N submódulos por polo.	49
Figura 2.2 – Conceitos de uma fase do MMC. (a) Estrutura de uma fase do MMC com N submódulos por polo. (b) Estados de operação de um SM meia ponte.	51
Figura 2.3 – Estados de operação para síntese da tensão de fase $v_{ao,virtual}(t)$ para $2N+1$ níveis.	52
Figura 2.4 – Efeito dos estados de operação na tensão sobre os indutores $v_{int}(t)$ para estratégias de modulação por largura de pulso operando com $2N+1$ níveis na tensão de saída.	53
Figura 2.5 – Formas de onda teóricas das modulantes dos polos positivo e negativo. ..	54
Figura 2.6 – Circuito representativo do conceito de polo equivalente.	56
Figura 2.7 – Formas de onda das correntes do MMC considerando capacitâncias dos SMs infinitas e v_a com (a) $N+1$ níveis e (b) $2N+1$ níveis (neste caso, com $N=2$).	58
Figura 2.8 – Formas de onda das correntes do MMC considerando capacitâncias dos SMs finitas e $v_a(t)$ com (a) $N+1$ níveis e (b) $2N+1$ níveis (para $N=2$).	60
Figura 2.9 – Circuito equivalente utilizado na análise do balanço de potência global. .	61
Figura 2.10 – Resultados de simulação para o circuito equivalente do MMC. (a) Representação do efeito da modulante CC $m_{cc}(t)$ na corrente interna $i_{cc}(t)$. (b) Representação do efeito da modulante CA fundamental $m_{ca}(t)$ da modulante interna na corrente interna $i_{ca}(t)$	63
Figura 2.11 – Resultados de simulação para o circuito equivalente do MMC. (a) Circuito equivalente para demonstração do efeito de $i_{cc}(t)$ na soma das tensões dos capacitores. (b) Formas de onda das correntes dos polos e da soma das tensões dos capacitores equivalentes.	64
Figura 2.12 – Resultados de simulação para o circuito equivalente do MMC. (a) Circuito equivalente para demonstração do efeito de $i_{cc}(t)$ na soma das tensões dos capacitores. (b) Formas de onda das correntes dos polos e da soma das tensões dos capacitores equivalentes.	64

Figura 2.13 – Resultados de simulação para o circuito equivalente do MMC. (a) Circuito equivalente para demonstração do efeito de $i_{ca}(t)$ na subtração das tensões dos capacitores. (b) Formas de onda das correntes dos polos e das TCPEs.....	65
Figura 2.14 – Circuito equivalente completo para demonstração do efeito de $\Delta m_{cc,j}(t)$ nas tensões individuais dos SMs.	66
Figura 2.15 – Resultados de simulação das tensões individuais dos capacitores frente perturbações em $\Delta m_{cc,j}(t)$	67
Figura 2.16 – Sistema de controle para uma fase do MMC. (a) Sistema de controle completo. (b) Estrutura de controle individual de $N-1$ capacitores por polo.....	69
Figura 3.1 – Estruturas de controle aplicadas ao MMC. (a) Estrutura radial centralizada (SIEMASZKO, 2015; ZHOU et al., 2014). (b) Estrutura radial distribuída (BINBIN LI et al., 2014; LAGO; SOUSA; HELDWEIN, 2013). (c) Estrutura em anel (DAN BURLACU et al., 2015; HUANG; TEODORESCU; MATHE, 2013; TOH; NORUM, 2013b).....	75
Figura 3.2 – Estruturas radiais centralizadas aplicadas ao MMC. (a) (SIEMASZKO, 2015). (b) (ZHOU et al., 2014). Legenda: Proteção (PL); Controle Global (CG); Controle Individual (CI); Estratégia de Modulação (EM); Controle de Temperatura (CT).....	77
Figura 3.3 – Estruturas em anel distribuídas aplicadas ao MMC. (a) (HUANG; TEODORESCU; MATHE, 2013). (b) (DAN BURLACU et al., 2015; TOH; NORUM, 2013b). Legenda: Proteção (PL); Controle Global (CG); Controle Individual (CI); Estratégia de Modulação (EM).....	79
Figura 3.4 – Estruturas radiais distribuídas aplicadas ao MMC. (a) (LAGO; SOUSA; HELDWEIN, 2013). (b) (BINBIN LI et al., 2014). Legenda: Proteção (PL); Controle Global (CG); Controle Individual (CI); Estratégia de Modulação (EM); Controle de Temperatura (CT).....	80
Figura 3.5 – Estrutura de medição com sensor de tensão convencional.	83
Figura 3.6 – Conceito genérico de medição com uso de VCO/VFC.....	83
Figura 3.7 – Conceito genérico de um conversor de tensão em frequência do tipo rampa. (a) Topologia básica. (b) Formas de onda de entrada e saída teóricas.	84
Figura 3.8 – Estratégias com medição dos terminais de saída dos SMs. (a) Topologia com única medição por polo (D’ARCO; SUUL, 2013). (b) Topologia com M medições por polo (PICAS et al., 2016).	87
Figura 3.9 – Estrutura de comunicação e controle proposta. Legenda: Proteção Local (PL); Controle Individual (CI); Estratégia de Modulação (EM).....	91

Figura 4.1 – Observador por modos deslizantes. (a) Funções chaveadas do tipo sinal e saturação. (b) Superfície de deslizamento.	97
Figura 4.2 – Circuito equivalente monofásico do conversor multinível modular considerando incertezas paramétricas e dinâmicas não-modeladas.	99
Figura 4.3 – Diagrama de blocos entre as correntes observada e a corrente medida...	106
Figura 4.4 – Desempenho do rastreamento de corrente em função do ganho K_{ip} . (a) $\Delta I_{ph,max} > \Delta \hat{I}_{p,min}$ com $K_{ip} = 400$. (b) $\Delta I_{ph,max} < \Delta \hat{I}_{p,min}$ com $K_{ip} = 800$	109
Figura 4.5 – Conversor multinível modular monofásico e diagrama do esquema do sistema de controle simulado.	113
Figura 4.6 – Resultados de simulação da operação em regime permanente dos observadores. (a) Corrente observada dos polos. (b) Tensão observada dos capacitores dos polos equivalentes.	114
Figura 4.7 – Resultados de simulação com a comparação entre o desempenho transitório dos observadores OTBPR, OTBPL e OTBPA.	115
Figura 4.8 – Resultados de simulação considerando variações paramétricas com redução de 50 % do valor da indutância do polo positivo ($L = 2 \text{ mH} \rightarrow 1 \text{ mH}$). (a) Formas de onda da tensão $v_{Cep}(t)$ medida e observada. (b) Formas de onda da corrente $i_p(t)$ medida e observada.	116
Figura 4.9 – Resultados de simulação considerando variações paramétricas com redução de 50 % do valor da capacitância do primeiro SM do polo positivo ($C = 0,68 \text{ mF} \rightarrow 0,34 \text{ mF}$). (a) Formas de onda da tensão $v_{Cep}(t)$ medida e observada. (b) Formas de onda da corrente $i_p(t)$ medida e observada.	117
Figura 4.10 – Resultados de simulação do observador por modos deslizantes discretizado 1 ($f_s = 12 \text{ kHz}$) operando com degrau na corrente injetada na rede elétrica CA. (a) Tensão do capacitor do polo equivalente positivo observada e medida (b) Corrente do polo positivo observada e medida.	118
Figura 4.11 – Resultados de simulação do observador por modos deslizantes discretizado 1 ($f_s = 12 \text{ kHz}$) sob variação na referência das malhas de controle da (a) soma e (b) subtração das tensões dos capacitores dos polos equivalentes.	119
Figura 4.12 – Resultados experimentais do OTBPL ($f_s = 12 \text{ kHz}$). (a) Operação em regime permanente no rastreamento das correntes dos polos. (b) Operação em regime permanente no rastreamento da TCPE do polo positivo. (c) Variação de carga de 0 para 1 p.u. (d) Variação da na referência da malha de controle da soma das TCPEs.	120
Figura 4.13 – Resultados experimentais retirados da memória interna do DSP com o uso do OTBPL ($f_s = 12 \text{ kHz}$) com o uso de função sinal e função saturação. (a) Formas	

de onda e (b) FFT da corrente observada e medida com função sinal. (c) Formas de onda e (d) FFT da corrente observada e medida com função saturação..... 121

Figura 4.14 – Resultados experimentais retirados da memória interna do DSP com o uso do OTBPL e do OTPBA ($f_s = 12$ kHz) considerando $K_{ip}T_s = 3$, $K_{vp}T_s = 0,086$, $K_{vp2}T_s = 0,097$ e $K_{vp1}T_s = 10$. (a) Resposta transitória das TCPE observadas. (b) TCPE observadas e medidas em regime permanente. (c) Erro de rastreamento obtido através da FFT das TCPE observadas e medidas..... 122

Figura 4.15 – Resultados experimentais retirados da memória interna do DSP com o uso do OTBPL e do OTPBA ($f_s = 12$ kHz) considerando $K_{ip}T_s = 3$, $K_{vp}T_s = 0,086$, $K_{vp2}T_s = 1,197$ e $K_{vp1}T_s = 100$. (a) Resposta transitória das TCPE observadas. (b) TCPE observadas e medidas em regime permanente. (c) Erro de rastreamento obtido através da FFT das TCPE observadas e medidas..... 124

Figura 5.1 – Ábaco para o projeto da amplitude $\Delta\hat{I}_p$ em função dos ganhos εT_s e qT_s . As variáveis $\Delta\hat{I}_p$ e εT_s estão normalizadas em relação à corrente base I_{base} 135

Figura 5.2 – Formas de onda do erro de corrente para validação do modelo equivalente $G_{ip}(z)$ considerando $\tilde{i}_p(0) = 10$ A. (a) Exemplo I: $qT_s = 0,5$ e $\varepsilon T_s = 8$. (b) Exemplo II: $qT_s = 0,8$ e $\varepsilon T_s = 1$ 135

Figura 5.3 – Resposta em frequência da corrente observada em função do ganho qT_s . (a) $f_s = 12$ kHz. (b) $f_s = 4,5$ kHz. 137

Figura 5.4 – Banda passante do OTBPE em função do erro de corrente para duas frequências de amostragem. (a) $f_s = 12$ kHz e $qT_s = 0,3$. (b) $f_s = 4,5$ kHz e $qT_s = 0,3$. (c) $f_s = 4,5$ kHz e $qT_s = 0,55$ 139

Figura 5.5 – Banda passante mínima da corrente observada em função do ganho qT_s . (a) Projeto I: $f_s = 12$ kHz e (b) Projeto II: $f_s = 4,5$ kHz..... 140

Figura 5.6 – Erro no rastreamento da corrente do polo medida em função do ganho qT_s para as componentes harmônicas presentes. (a) Erro de amplitude e (b) erro de fase para $f_s = 12$ kHz. (c) Erro de amplitude e (d) erro de fase para $f_s = 4,5$ kHz 141

Figura 5.7 – Número máximo de amostras para a convergência da corrente observada para a corrente medida em função do ganho qT_s . (a) Projeto I: $f_s = 12$ kHz e (b) Projeto II: $f_s = 4,5$ kHz..... 143

Figura 5.8 – Resultados de simulação do desempenho em regime permanente do OTBPE para o Projeto II com $f_s = 12$ kHz, $f_{sw} = 6$ kHz, $N = 3$, $C = 0,68$ mF e $L = 2$ mH. (a) Forma de onda da tensão de fase v_{ao} . (b) TCPE observada $\hat{v}_{cep}(k)$ e em tempo real $v_{cep}(t)$. (c) Corrente do polo observada $\hat{i}_p(k)$ e em tempo real $i_p(t)$ 145

Figura 5.9 – Resultados de simulação do desempenho em regime permanente do OTBPE para o Projeto II com $f_s = 4,5$ kHz, $f_{sw} = 150$ Hz, $N = 30$, $C = 10$ mF e $L = 2$ mH. (a) Forma de onda da tensão de fase v_{ao} . (b) TCPE observada $\hat{v}_{cep}(k)$ e em tempo real $v_{cep}(t)$. (c) Corrente do polo observada $\hat{i}_p(k)$ e em tempo real $i_p(t)$ 146

Figura 5.10 – Resultados de simulação do desempenho do OTBPE sob variações paramétricas considerando o Projeto I com $f_s = 12$ kHz, $f_{sw} = 6$ kHz, $N = 30$, $C = 0,68$ mF e $L = 2$ mH. (a) Forma de onda da TCPE observada $\hat{v}_{cep}(k)$ e em tempo real $v_{cep}(t)$ com redução da capacitância dos SMs de $C = 0,68$ mF para $C = 0,34$ mF em 1,045 s. (b) Forma de onda da TCPE observada $\hat{v}_{cep}(k)$ e em tempo real $v_{cep}(t)$ e (c) forma de onda da corrente do polo observada $\hat{i}_p(k)$ e em tempo real $i_p(t)$ com a redução da indutância do polo positivo de 2 mH para 1 mH em 1,08 s..... 148

Figura 5.11 – Resultados de simulação do desempenho do OTBPE sob variações paramétricas considerando o Projeto I com $f_s = 12$ kHz, $f_{sw} = 6$ kHz, $N = 30$, $C = 0,68$ mF e $L = 2$ mH. (a) Degrau de carga de 0 para 1 p.u. em 0,05 s. (b) Variação na referência da malha de controle da soma das tensões. 149

Figura 5.12 – Resultados da simulação da comparação do desempenho transitório e em regime permanente entre o OTBPE e o OTBPR com um degrau na corrente do polo de 0 a 100 A. (a) Formas de onda das correntes dos polos e (b) dos erros da TCPE com $qT_s = 0,3$ e $\varepsilon T_s = 3$. (c) Formas de onda das correntes dos polos e (d) dos erros da TCPE com $qT_s = 0,3$ e $\varepsilon T_s = 10$ 150

Figura 5.13 – Resultados experimentais do desempenho em regime permanente do OTBPE para o Projeto I com $f_s = 12$ kHz, $f_{sw} = 6$ kHz, $N = 3$, $C = 0,68$ mF e $L = 2$ mH. (a) Formas de onda da tensão de saída $v_{ao}(t)$ e das tensões dos polos positivo e negativo $v_x(t)$. (b) Formas de onda das correntes $i_a(t)$, $i_{int}(t)$, $i_p(t)$ e $i_n(t)$ operando em malha aberta. (c) Formas de onda das correntes $i_a(t)$, $i_{int}(t)$, $i_p(t)$ e $i_n(t)$ operando em malha fechada. (d) Espectro harmônico das correntes $i_{int}(t)$ em com o conversor operando em malha aberta e fechada..... 151

Figura 5.14 – Resultados experimentais do desempenho em regime permanente do OTBPE para o Projeto I com $f_s = 12$ kHz, $f_{sw} = 6$ kHz, $N = 3$, $C = 0,68$ mF e $L = 2$ mH. (a) Formas de onda da TCPE observada e medida com a retirada do sistema de medição conectado ao processador central. (b) Ampliação da Figura 5.14 (a). (c) Formas de onda das correntes dos polos e das TCPE observada (Ch3) e medida (Ch4). 152

Figura 5.15 – Resultados experimentais do desempenho em regime permanente do OTBPE para o Projeto I com $f_s = 12$ kHz, $f_{sw} = 6$ kHz, $N = 3$, $C = 0,68$ mF e $L = 2$

mH no rastreamento das correntes dos polos. Formas de onda das correntes $\hat{i}_p(k)$ (Ch1), $\hat{i}_n(k)$ (Ch3), $i_p(t)$ (Ch2) e $i_n(t)$ (Ch4) para (a) $qT_s = 0,3$ e para (b) $qT_s = 0,05$ e espectro harmônico das correntes medida e observada do polo positivo para (c) $qT_s = 0,3$ e para (d) $qT_s = 0,05$ 153

Figura 5.16 – Resultados experimentais do desempenho em regime permanente do OTBPE para o Projeto II com $f_s = 12$ kHz, $f_{sw} = 6$ kHz, $N = 3$, $C = 0,68$ mF e $L = 2$ mH. (a) Formas de onda da TCPE observada e medida para $qT_s = 0,3$. (b) Formas de onda da TCPE observada e medida para $qT_s = 0,05$. (c) Espectro harmônico do erro de tensão entre as tensões observadas e medidas considerando $qT_s = 0,3$ e $qT_s = 0,05$ 154

Figura 5.17 – Resultados experimentais do desempenho transitório do OTBPE e OTBPL. (a) $qT_s = 0,3$, $\varepsilon T_s = 3$, $K_{ip}T_s = 3$ e $K_vT_s = 0,5$. (b) $qT_s = 0,9$, $\varepsilon T_s = 3$, $K_{ip}T_s = 3$ e $K_vT_s = 0,5$. (c) Espectro harmônico das formas de onda da Figura 5.17 (a). (c) Espectro harmônico das formas de onda da Figura 5.17 (b). 155

Figura 5.18 – Resultados experimentais do desempenho transitório das TCPE do OTBPE (Ch2 com $qT_s = 0,3$, $\varepsilon T_s = 3$ e Ch4 com $qT_s = 0,9$, $\varepsilon T_s = 3$) e OTBPL (Ch1 e Ch3 com $K_{ip}T_s = 3$ e $K_vT_s = 0,5$). 156

Figura 6.1 – Conversor multinível modular trifásico com N submódulos por polo. 161

Figura 6.2 – Formas de onda teóricas das modulantes dos polos da fase a do MMC com a presença da terceira harmônica. 162

Figura 6.3 – Diagrama de blocos do sistema de controle aplicado ao MMC trifásico. 166

Figura 6.4 – Circuito equivalente de um conversor multinível modular trifásico. 167

Figura 6.5 – Resposta em frequência de $G_m(z)$ em função do ganho qT_s com $f_s = 12$ kHz. 172

Figura 6.6 – Resultados de simulação do conversor operando em regime permanente sem a adição de uma componente de modo comum nas modulantes. (a) Formas de onda das referências de potência ativa P^* e reativa Q^* . (b) Formas de onda das correntes de fase. (c) Formas de onda das correntes internas. 174

Figura 6.7 – Resultados de simulação do conversor operando com variação da potência ativa entre -1 p.u. e 1 p.u. durante $0,1$ s até $0,5$ s e com variação da potência reativa entre -1 p.u. e 1 p.u. de $0,6$ s até 1 s. (a) TCPEs dos polos positivos. (b) TCPEs dos polos negativos. 175

Figura 6.8 – Resultados de simulação das correntes dos polos positivos medidas e observadas para verificação do desempenho do OTBPE com a adição de uma componente de modo comum nas modulantes do MMC. (a) OTBPE considerando

apenas $m_o(k)$ aplicada ao observador e $qT_s = 0,3$. (b) OTBPE considerando apenas $m_o(k)$ aplicada ao observador e $qT_s = 0,7$. (c) OTBPE considerando $v_{o,c}(k)$ e $m_o(k)$ aplicadas no observador e $qT_s = 0,3$	177
Figura 6.9 – Resultados de simulação do MMC operando com injeção de terceira harmônica nas modulantes. (a) Tensões de fase. (b) Tensões de linha. (c) Tensão de modo comum.	178
Figura A.1 – Circuito equivalente. (a) Circuito equivalente com base no conceito de polo equivalente. (b) Circuito equivalente genérico.	194
Figura A.2 – Circuito equivalente completo de uma fase do MMC.	195
Figura A.3 – Circuito equivalente completo de uma fase do MMC com fontes dependentes.	196
Figura A.4 – Circuito equivalente da (a) soma e da (b) subtração das tensões dos capacitores equivalentes.	197
Figura A.5 – Circuito equivalente de uma fase do MMC com N SMs por polo.	197
Figura A.6 – Circuito equivalente de um SM.	202
Figura B.1 – Diagrama de blocos da implementação do sistema de controle e comunicação entre o DSP e os PSoCs.	205
Figura B.2 – Protótipo completo do MMC implementado.	205
Figura B.3 – Circuitos de alimentação, acionamento, comunicação e instrumentação do SM implementado.	206
Figura B.4 – Circuito de potência do SM implementado.....	206
Figura B.5 – Diagrama temporal da implementação do sistema de comunicação entre o DSP e os PSoCs.	208

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Parâmetros utilizados nas simulações de fluxo de potência	62
Tabela 3.1 – Comparação qualitativa entre as estruturas de controle distribuído.	81
Tabela 3.2 – Comparação entre as estratégias para obtenção das tensões dos capacitores.....	90
Tabela 4.1 – Parâmetros do MMC e dos observadores OTBPR, OTBPL e OTBPA.	112
Tabela 5.1 – Parâmetros do MMC e do OTBPE.....	144
Tabela 6.1 – Parâmetros do MMC trifásico.....	173
Tabela B.1 – Informações dos bits do primeiro byte do sistema de comunicação.	207
Tabela B.2 – Informações dos bits pertencentes aos demais bytes.	207

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente Contínua
CG	Controle Global
CI	Controle Individual
CA	Corrente Alternada
CPLD	<i>Complex Programmable Logic Device</i>
DSP	<i>Digital Signal Processing</i>
EM	Estratégia de Modulação
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i>
HSB	<i>High Speed Bus</i>
IFO	<i>Optical Fiber Interface</i>
LKT	Lei de Kirchhoff das Tensões
MDC	Modos Deslizantes em Tempo Contínuo
MDD	Modos Deslizantes em Tempo Discreto
MMC	<i>Modular Multilevel Converter</i>
OMD	Observador por Modos Deslizantes
OTBPE	Observador das Tensões com Banda Passante Expandida
OTBPA	Observador das Tensões com Banda Passante Aumentada
OTBPL	Observador das Tensões com Banda Passante Limitada
PG	Proteção Global
PL	Proteção Local
PS	<i>Phase-Shift</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
SM	<i>Submodule</i>
TCPE	Tensão do Capacitor do Polo Equivalente
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
VCO	<i>Voltage Controlled Oscillator</i>
VFC	<i>Voltage to Frequency Converter</i>
μC	Microcontrolador

LISTA DE SÍMBOLOS

C	Capacitância do submódulo
C_e	Capacitância do polo equivalente
C_i	Função de transferência do controlador da malha interna de corrente
C_v^+	Função de transferência do controlador da malha externa da soma das tensões
C_v^-	Função de transferência do controlador da malha externa da subtração
C_{vi}	Função de transferência do controlador das malhas de tensão individuais
f_s	Frequência de amostragem
f_t	Frequência fundamental
f_{sw}	Frequência de chaveamento
I_{cc}	Componente contínua nominal da corrente interna
\tilde{I}_{cc}	Coefficiente do termo transitório da corrente interna
I_{fr}	Coefficiente do termo na frequência fundamental da corrente interna
I_{2fr}	Coefficiente do termo no dobro da frequência fundamental de i_{int}
i_y	Corrente da fase y do MMC
$i_{Cx,j}$	Corrente do j -ésimo capacitor
\hat{i}_x	Corrente do polo x observada
\tilde{i}_x	Erro entre as correntes do polo x observada e medida
i_x	Corrente do polo x
i_{cc}	Componente contínua da corrente interna
i_{int}	Corrente interna de uma fase do MMC
i_{2fr}	Componente no dobro da frequência fundamental da corrente interna
$i_{fs,int}$	Componente de alta frequência da corrente interna
$i_{fs,a}$	Componente de alta frequência da corrente de saída
i_{Cex}	Corrente do capacitor equivalente C_e do polo
j	Representa a numeração do j -ésimo submódulo ($j = 1, 2, \dots, N$)
K_{ix}	Ganho da equação da corrente do polo x observada
K_{vx}	Ganho da equação da TCPE x observada
L	Indutância do polo
L_{int}	Indutância equivalente da dinâmica interna do MMC

L_a	Indutância equivalente da dinâmica externa do MMC
m	Número de níveis da tensão de fase do MMC
m_a	Componente CA de referência da modulante dos polos
m_{int}	Modulante interna
m_{cc}	Componente CC da modulante interna
m_{ca}	Componente CA na frequência fundamental da modulante interna
M_f	Índice de modulação de frequência
M_{cc}	Índice de modulação de amplitude CC
M_a	Índice de modulação de amplitude CA
m_x	Modulante dos polos positivo e negativo ($x=\{p,n\}$)
$m_{x,j}$	Modulante do j -ésimo SM do polo x
N	Número de submódulos por polo
N_T	Número total de submódulos do MMC
P_{cc}	Potência ativa no barramento CC
P_a	Potência ativa na carga
q	Ganho do OTBPE
S	Chaves semicondutoras
$s_{x,j}(t)$	Estado dos interruptores de cada SM
$v_x(t)$	Tensão do polo x
$v_{x,j}(t)$	Tensão de saída do j -ésimo submódulo do polo x
$v_{x,GM}(t)$	Tensão de saída do M -ésimo grupo de submódulos do polo x
$v_{cc}(t)$	Tensão instantânea do barramento CC do MMC
V_{cc}	Tensão nominal do barramento CC do MMC
V_{Cex}	Tensão nominal da TCPE do polo x
V_{Cex}^{\sim}	Coefficiente do termo transitório da TCPE do polo x
V_{fr}	Coefficiente do termo na frequência fundamental da TCPE
V_{2fr}	Coefficiente do termo no dobro da frequência fundamental da TCPE
\hat{v}_{Cex}	TCPE x observada
\tilde{v}_{Cex}	Erro entre as TCPEs x observada e a do conversor
v_{Cex}	TCPE x do MMC
$v_{C_{x,j}}(t)$	Tensão do capacitor do j -ésimo SM do polo x
$v_{int}(t)$	Tensão interna sobre os indutores dos dois polos
$v_{Lx}(t)$	Tensão sobre o indutor do polo x

$v_y(t)$	Tensão da fase y da rede elétrica CA
$v_{y0}(t)$	Tensão da fase y produzida pelo MMC
$v_{y0,\text{virtual}}(t)$	Tensão virtual da fase y do MMC
T_r	Período da fundamental
T_s	Período de amostragem
y	Representa a fase ($y=\{a, b, c\}$)
x	Representa o polo positivo ou negativo ($x=\{p, n\}$)
ω_r	Frequência angular de uma fase do MMC
ε	Ganho do OBTPE
$\Delta m_{x,j}$	Ação de controle das tensões individuais

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO.....	39
1.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS	39
1.2 JUSTIFICATIVA E RELEVÂNCIA DO TEMA	42
1.3 OBJETIVOS	43
1.4 CONTRIBUIÇÕES	43
1.5 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	44
CAPÍTULO 2 CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR.....	47
2.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS	47
2.2 TOPOLOGIA DO CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR.....	48
2.3 CONCEITOS INICIAIS E PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO	48
2.4 ANÁLISE EM REGIME PERMANENTE	53
2.4.1 Formas de onda teóricas das modulantes	53
2.4.2 Conceito de polo equivalente.....	54
2.4.3 Análise teórica das correntes dos polos e tensões dos capacitores do MMC.....	56
2.5 ANÁLISE DO BALANÇO DE POTÊNCIA DO MMC	60
2.5.1 Balanço de potência global do MMC	61
2.5.2 Balanço de potência individual.....	65
2.6 SISTEMA DE CONTROLE.....	67
2.6.1 Malhas de controle das correntes dos polos.....	68
2.6.2 Malhas de controle das tensões dos capacitores dos polos equivalentes	69
2.6.3 Malhas de controle das tensões individuais	70
2.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS	71
CAPÍTULO 3 ESTRUTURAS DE COMUNICAÇÃO E CONTROLE APLICADAS AO CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR.....	73

3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	73
3.2 ESTRUTURAS DE COMUNICAÇÃO/CONTROLE CENTRALIZADAS E DISTRIBUÍDAS	74
3.2.1 Estrutura radial centralizada	76
3.2.2 Estrutura anel com processadores distribuídos	78
3.2.3 Estrutura radial distribuída	78
3.2.4 Comparação entre as estruturas de comunicação e controle.....	80
3.3 ESTRATÉGIAS PARA OBTENÇÃO DAS TENSÕES DOS POLOS EQUIVALENTES.....	81
3.3.1 Estratégias com envio das $6N$ tensões dos capacitores ao processador central.....	82
3.3.2 Estratégias com a redução do número de tensões enviadas ao processador central	85
3.3.3 Estratégias sem o envio das tensões dos capacitores para o processador central.....	87
3.3.4 Comparação das estratégias de obtenção das tensões dos capacitores	89
3.4 ESTRUTURA DE COMUNICAÇÃO E CONTROLE DISTRIBUÍDO PROPOSTA ..	90
3.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	92
CAPÍTULO 4 OBSERVADOR DAS TENSÕES DOS POLOS EQUIVALENTES POR MODOS DESLIZANTES EM TEMPO CONTÍNUO	95
4.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS	95
4.2 OBSERVADOR POR MODOS DESLIZANTES DAS TENSÕES DOS CAPACITORES APLICADOS AO MMC.....	96
4.2.1 Conceitos dos observadores por modos deslizantes	96
4.2.2 Modelo dinâmico do MMC	97
4.2.3 Observador das TCPE por MDC com banda passante limitada (OTBPL)	99
4.2.4 Observador das TCPE por MDC com banda passante aumentada (OTBPA).....	102

4.3	METODOLOGIA DE PROJETO DOS OBSERVADORES.....	104
4.3.1	Modelos dinâmicos equivalentes dos observadores	104
4.3.2	Análise em regime permanente das correntes observadas	106
4.4	RESULTADOS.....	110
4.4.1	Resultados de simulação dos observadores OTBPL e OTBPA.....	112
4.4.2	Resultados de simulação do sistema de controle	116
4.4.3	Resultados experimentais.....	118
4.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	123
CAPÍTULO 5 OBSERVADOR DAS TENSÕES DOS POLOS EQUIVALENTES POR MODOS DESLIZANTES EM TEMPO DISCRETO		127
5.1	CONSIDERAÇÕES GERAIS	127
5.2	OBSERVADOR DAS TCPE POR MDD COM BANDA PASSANTE EXPANDIDA (OTBPE).....	128
5.2.1	Modelo dinâmico equivalente do OTBPE	131
5.3	METODOLOGIA DE PROJETO DO OTBPE EM TEMPO DISCRETO	133
5.3.1	Determinação da amplitude de <i>chattering</i> da corrente observada.....	133
5.3.2	Análise da resposta em frequência do observador em tempo discreto.....	136
5.3.3	Análise em regime transitório do observador em tempo discreto.....	142
5.4	RESULTADOS DO OTBPE EM TEMPO DISCRETO	143
5.4.1	Resultados de simulação.....	145
5.4.2	Resultados experimentais.....	148
5.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	156
CAPÍTULO 6 APLICAÇÃO DO OBSERVADOR EM TEMPO DISCRETO EM UM CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR TRIFÁSICO		159
6.1	CONSIDERAÇÕES GERAIS	159
6.2	TOPOLOGIA E PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO	160
6.2.1	Definição das modulantes do MMC com tensão de modo comum.....	161

6.2.2 Definição das tensões e correntes do MMC trifásico	163
6.3 SISTEMA DE CONTROLE	165
6.3.1 Modelagem dinâmica do MMC trifásico	166
6.4 OBSERVADOR DAS TENSÕES DOS POLOS EQUIVALENTES EM TEMPO DISCRETO EM SISTEMAS TRIFÁSICOS	168
6.4.1 OTBPE com a adição de uma terceira harmônica nas modulantes...	169
6.4.2 Análise da injeção da terceira harmônica no desempenho do OTBPE....	169
6.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	172
6.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	176
CAPÍTULO 7 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	179
7.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS	179
7.2 PUBLICAÇÕES.....	181
7.3 PROPOSTAS DE CONTINUIDADE.....	182
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	185
APÊNDICE A CIRCUITO EQUIVALENTE DO CONVERSOR MULTI-NÍVEL MODULAR	193
APÊNDICE B PROTÓTIPO DO CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR COM CONTROLADORES DISTRIBUÍDOS.....	203

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

1.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

A necessidade de operar simultaneamente com altas potências em aplicações de média/alta tensão e baixa distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion* – THD), tem motivado nas últimas décadas o uso de conversores multiníveis no setor industrial. A aplicação das topologias multiníveis também está associada principalmente à possibilidade de operar em altas tensões fazendo o uso de dispositivos semicondutores com baixos limites de tensão. Estas características impulsionaram o estudo e o desenvolvimento de inúmeras topologias de conversores multiníveis, tais como: (i) topologias com ponto neutro grampeado; (ii) topologias com capacitores flutuantes; (iii) topologias com células em cascata; e (iv) topologias híbridas.

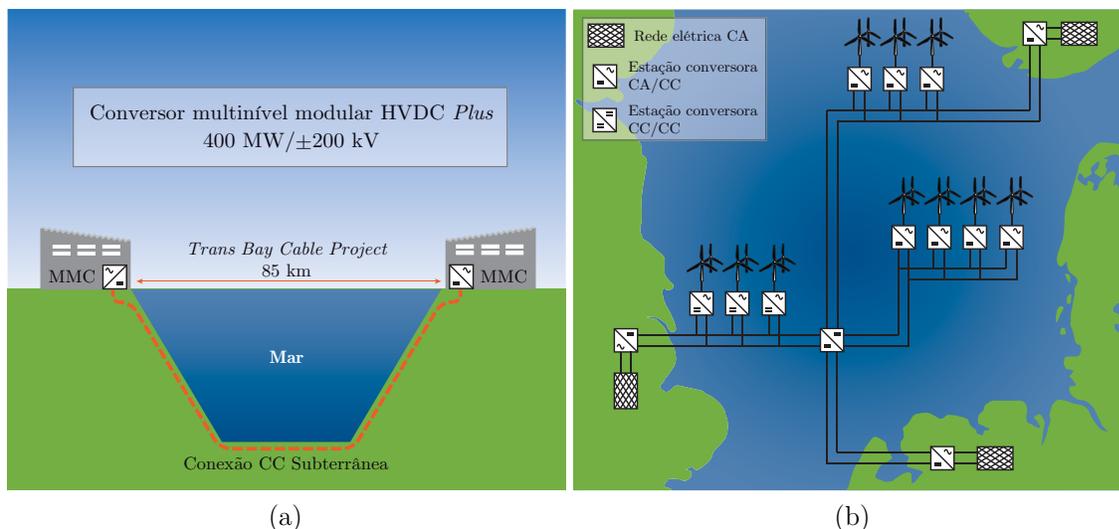
Dentre os conversores multiníveis baseados na conexão de células em cascata, o Conversor Multinível Modular (*Modular Multilevel Converter* – MMC) tem sido adotado pela indústria de sistemas de transmissão de energia em alta tensão e corrente contínua (*High Voltage Direct Current* – HVDC) para compor o sistema de conversão em altas tensões e altas potências. Um dos projetos pioneiros que fez uso do MMC foi o *Trans Bay Cable Project* da Siemens nos Estados Unidos no ano de 2007, contemplando 1296 submódulos¹ (SMs) e 400 MW de capacidade para o sistema de transmissão em HVDC (DAVIES et al., 2011). Após este projeto, produtos em escala comercial como

¹ Na literatura, denomina-se as células do conversor multinível modular como submódulos (SMs).

HVDC *Light* (ABB) (ABB, 2013), HVDC *Plus* (Siemens) (DAVIES et al., 2011) e HVDC *MaxSine* (Alstom) (ALSTOM, 2011) que utilizam o MMC foram inseridos no mercado de transmissão de energia em HVDC. O MMC também tem sido considerado como a tecnologia do futuro para permitir a interconexão através da transmissão de energia com múltiplos terminais em CC (*Multiterminal Direct Current – MTDC*), tanto na interconexão de redes elétricas em longas distâncias, ilustrada na Figura 1.1 (a), quanto na integração de sistemas de geração de energia eólica *offshore*, mostrada na Figura 1.1 (b). Nestas aplicações, o MMC compõem uma estrutura *back-to-back*, a qual realiza a interconexão entre dois pontos distintos da rede elétrica CA, conforme apresentado na Figura 1.2.

Entre as principais características atribuídas ao MMC, destacam-se (HAGIWARA; AKAGI, 2009; PEREZ et al., 2015; SOLAS et al., 2013a): (i) elevada modularidade e escalabilidade para atender altos níveis de tensão/potência; (ii) barramento CC comum para todos os submódulos; (iii) possibilidade de tolerância a falhas dos SMs; (iv) operação sem transformadores (*transformerless*); e (v) elevada redundância na escolha dos submódulos. Como aspectos negativos da topologia do MMC, têm-se: (i) o dobro da tensão de bloqueio nos interruptores quando comparado com o conversor multinível com células em cascata (considerando mesmo número de níveis nas tensões de fase/linha); (ii) o sistema de controle é mais complexo devido à necessidade de garantir o balanço de potência entre barramento CC, submódulos e rede elétrica CA; e (iii) a existência de correntes circulantes (componentes reativos).

Figura 1.1 – Aplicações do MMC em elevadas tensões e potências. (a) Conexão submarina. (b) Conexões de parques eólicos *offshore* com sistemas de transmissão em HVDC multiterminais.



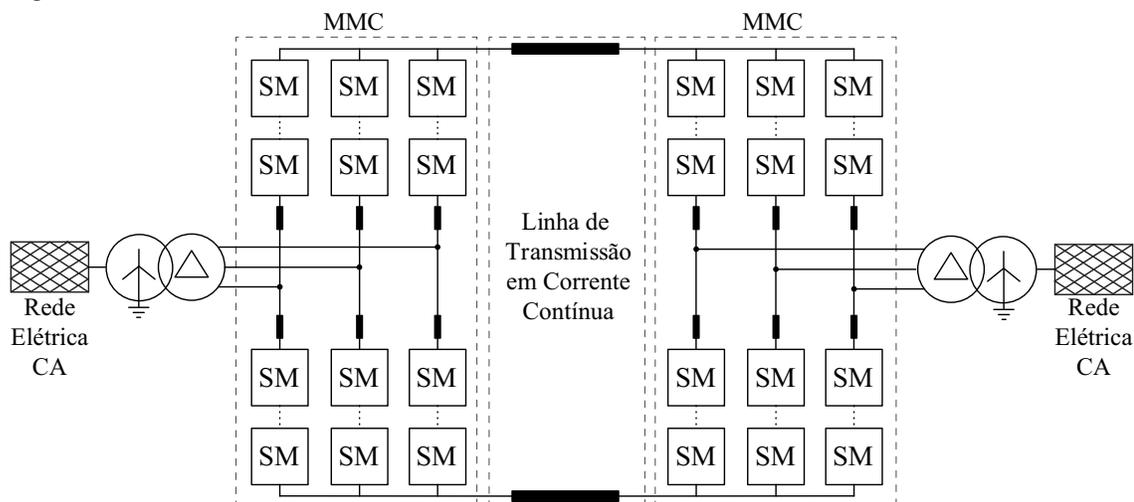
Fonte: Próprio autor.

O MMC normalmente opera com capacitores flutuantes nos SMs em cascata, onde o funcionamento adequado é garantido com o ajuste das tensões destes capacitores. Segundo Hagiwara; Akagi, (2009) e Perez et al. (2015) o balanço de potência entre o barramento CC do conversor e a carga é realizado com o emprego de uma malha de controle da soma ou da média das tensões de todos os capacitores. De acordo com os autores, esta malha de controle não garante o controle individual das tensões dos capacitores, o qual é obtido normalmente através da escolha dos SMs a serem conectados (algoritmo de seleção) ou através da alteração dos sinais modulantes de cada SM (algoritmo de controle).

Independente das estratégias de controle individuais supracitadas, é necessária a medição de todas as tensões dos capacitores, que pode ocasionar o aumento da complexidade de implementação, tanto em termos de *software* quanto de *hardware*. Salienta-se que estes fatores estão diretamente relacionados com o aumento da complexidade do sistema de comunicação entre os SMs, elevada demanda computacional e de infraestrutura de comunicação e aumento do custo pelo uso de maior número de sensores à medida que o número de SMs aumenta.

Neste sentido, a organização e gerenciamento das informações necessárias para a operação adequada dos SMs do MMC estão entre os principais desafios em aplicações com centenas de SMs operando simultaneamente (MATHE; BURLACU; TEODORESCU, 2016; NADEMI; DAS; NORUM, 2015). As alternativas encontradas na literatura estão relacionadas com a forma de implementação das estruturas de controle, comunicação e modulação. As estruturas aplicadas ao MMC são classificadas genericamente como centralizadas ou distribuídas, onde os sistemas de controle e modula-

Figura 1.2 – Estrutura *back-to-back* de um sistema HVDC com o uso do MMC.



Fonte: Próprio autor.

ção são centralizados em um único processador ou distribuídos em processadores locais, os quais se comunicam com um processador central.

1.2 JUSTIFICATIVA E RELEVÂNCIA DO TEMA

Inúmeros trabalhos têm sido publicados recentemente para encontrar soluções frente aos desafios técnicos associados à operação e ao controle do MMC, apresentando novas estratégias de controle (DE SOUSA et al., 2015; FAN et al., 2015; KOLB et al., 2015; RIAR; MADAWALA, 2015), novas abordagens para a obtenção de modelos dinâmicos e circuitos equivalentes (FAN et al., 2015; PEREZ et al., 2015; RIAR; MADAWALA, 2015; VAN DER MERWE, 2014) e novas estratégias de modulação e seleção dos SMs para realizar o ajuste individual das tensões dos capacitores (DENG; CHEN, 2014, 2015; GHAZANFARI; MOHAMED, 2015).

Embora existam trabalhos com propostas de estratégias de controle e/ou modulação aplicadas ao MMC, principalmente com foco em aplicações que necessitem de elevado número de SMs, poucas pesquisas investigam a forma de implementação dos sistemas de controle/modulação, principalmente em relação aos requisitos de *hardware*, como número de canais ópticos, fluxo de informações no sistema de comunicação e escalabilidade, tanto de *hardware* como de *software*.

Assim, um dos principais desafios é a proposta de um sistema de controle para o MMC que necessite de uma quantidade de informações reduzida e ao mesmo tempo mantenha a escalabilidade intrínseca do MMC. Estas características podem ser obtidas com a implementação das estratégias de controle/modulação na forma distribuída. Outro desafio é a forma de obtenção das tensões dos capacitores, visto que estas podem aumentar a complexidade de *hardware*.

Desta forma, as principais motivações para o estudo de estruturas de controle distribuídas aplicadas ao MMC são: (i) a possibilidade de diminuir a complexidade do sistema de comunicação, que aumenta a confiabilidade no envio das informações; e (ii) manter a escalabilidade, que é relevante para o aumento do número de SMs e, consequentemente, o aumento dos níveis de tensão e potência do MMC.

Neste contexto, estratégias de observação das tensões dos capacitores dos SMs do MMC podem ser utilizadas com o propósito de diminuir a complexidade do sistema de comunicação. Estas estratégias devem prever também o funcionamento do MMC

com a ocorrência de variações paramétricas e dinâmicas não modeladas nos elementos armazenadores de energia do conversor. Além disso, pode-se destacar que o sistema de controle também deve possuir a capacidade de operar sob condições de distúrbios e em caso de falha de um SM a estratégia deve permitir a identificação do mesmo.

1.3 OBJETIVOS

Esta Tese de Doutorado tem por objetivo principal contribuir com uma nova estrutura de controle distribuído aplicado ao Conversor Multinível Modular operando com elevado número de submódulos. Especificamente, visa-se diminuir a complexidade do sistema de comunicação necessário para a transmissão das informações das tensões dos capacitores dos submódulos para o processador central, o que é atingido com o uso de um observador das tensões dos capacitores dos polos equivalentes (TCPEs) do MMC.

1.4 CONTRIBUIÇÕES

Este trabalho contribui originalmente com a proposta de uma estrutura de comunicação/controle sem a necessidade de envio das tensões dos capacitores para o processador central e ao mesmo tempo com capacidade de operar com variações paramétricas e dinâmicas não modeladas nos elementos armazenadores de energia do conversor.

As contribuições específicas são divididas em:

- Proposta de um sistema de controle das tensões individuais através do uso de $N-1$ malhas de controle, ao invés de N malhas de controle, que são implementadas localmente em cada submódulo;
- Estrutura de controle/comunicação de elevada escalabilidade sem o aumento da complexidade de *hardware*;
- Proposta de dois observadores em tempo contínuo e as provas de estabilidade em tempo contínuo;
- Proposta de um observador em tempo discreto e a prova de estabilidade em tempo discreto;

- Metodologia de projeto dos observadores para atingir desempenhos transitórios e de regime permanente pré-determinados.

1.5 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Esta Tese de Doutorado está organizada em sete capítulos e dois apêndices.

No capítulo 1 é apresentada a introdução geral do trabalho, incluindo a motivação, justificativa, objetivos bem como as contribuições da Tese.

No capítulo 2 são apresentados os conceitos básicos do conversor multinível modular, sendo abordados o princípio de funcionamento, composição das correntes dos polos, composição das tensões dos capacitores e uma análise do fluxo de potência do conversor. Com base na análise de fluxo de potência apresentada, é proposto um sistema de controle para garantir a operação adequada do MMC.

No capítulo 3 é apresentada uma revisão das principais estruturas de controle e comunicação por fio aplicadas ao MMC, bem como das estratégias para obtenção das tensões dos capacitores dos SMs. É apresentada uma comparação qualitativa das estruturas centralizadas e distribuídas com relação ao número de canais de fibra óptica, escalabilidade, complexidade para sincronização das portadoras da estratégia de modulação e principais limitações para o aumento do número de SMs. Além disso, são apresentadas as formas de envio das tensões dos capacitores para o processador central, juntamente com uma comparação qualitativa entre estas estratégias. Ao final deste capítulo é proposta uma nova estrutura de comunicação e controle com reduzido fluxo de informações obtido com o uso de um observador por modos deslizantes. Ainda, são destacadas as principais vantagens e limitações da estratégia proposta.

Já no capítulo 4 são propostos dois observadores em tempo contínuo para o fornecimento das TCPEs ao sistema de controle proposto. Para ambos observadores é apresentada a metodologia de projeto dos ganhos e a análise de estabilidade por Lyapunov. Ao final deste capítulo são apresentados resultados de simulação e experimentais obtidos com o protótipo apresentado no Apêndice B, com os observadores discretizados implementados em processadores digitais, sob diferentes condições de operação.

No capítulo 5 é proposto um observador das TCPE em tempo discreto. Além disso, é apresentada a metodologia de projeto dos ganhos do observador e a análise de estabilidade por Lyapunov para garantir a estabilidade do mesmo. Os resultados de simulação e experimentais do observador e do sistema de controle são apresentados

juntamente com uma comparação entre os observadores do Capítulo 4 e o observador em tempo discreto proposto neste Capítulo. Além disso, é apresentado o comportamento do sistema de controle com o uso dos observadores das TCPEs para duas frequências de comutação distintas (150 Hz e 6 kHz).

No capítulo 6 é apresentada uma análise do observador proposto no capítulo 5 quando aplicado em um sistema trifásico com e sem a presença de uma componente de modo comum nas modulantes do conversor. Neste capítulo são apresentados resultados de simulação para validação da aplicação do observador e do sistema de controle em sistemas trifásicos.

No capítulo 7 são apresentadas as conclusões, principais contribuições, publicações resultantes desta Tese de Doutorado e sugestões para trabalhos futuros.

No apêndice A é apresentada a obtenção dos circuitos equivalentes do conversor multinível modular e das funções de transferências simplificadas.

No apêndice B é apresentada a descrição do protótipo do MMC implementado em bancada.

Capítulo 2

CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR

2.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

O conversor multinível modular (*Modular Multilevel Converter* – MMC) é considerada uma das topologias mais promissoras de conversores multiníveis, principalmente em aplicações em alta tensão e alta potência. O MMC foi proposto por Marquardt (2001) e desde então tem sido difundido e explorado em novas pesquisas e projetos (GLINKA; MARQUARDT, 2004; LESNICAR; MARQUARDT, 2003; MARQUARDT; LESNICAR; HILDINGER, 2002) em aplicações no processamento de energia em veículos com tração elétrica e em linhas de transmissão em alta tensão e corrente contínua (*High Voltage Direct Current* – HVDC). Atualmente, o MMC impulsiona o interesse e o investimento em escalas industriais por grandes centros de estudo e empresas como Siemens, Alstom e ABB, voltado para a interligação de parques eólicos *offshore*, além do uso convencional em linhas de transmissão em HVDC (DAVIES et al., 2011).

O interesse crescente no uso do MMC deve-se a algumas características importantes (ADAM et al., 2015; AKAGI, 2011; SOLAS et al., 2013a), tais como: (i) conceito de *hardware* modular; (ii) operação sem a necessidade de transformador para a conexão do conversor com a rede elétrica CA; (iii) único barramento CC; e (iv) escalabilidade para atingir elevados níveis de tensão e potência.

Contudo, para o adequado funcionamento do MMC, o sistema de controle deve garantir o balanço de potência entre barramento CC, submódulos e rede elétrica CA. Além disso, sugere-se a redução das correntes circulantes (componentes reativas) que surgem internamente devido aos capacitores dos SMs e aos indutores dos polos. Assim, neste capítulo é proposto um sistema de controle para atender estes requisitos de operação e controle do MMC. Para isto, os seguintes conceitos são abordados nas próximas seções: (i) princípio básico de funcionamento do MMC; (ii) análise teórica das correntes e tensões do conversor; (iii) teoria do polo equivalente; e (iv) análise do fluxo de potência do MMC.

2.2 TOPOLOGIA DO CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR

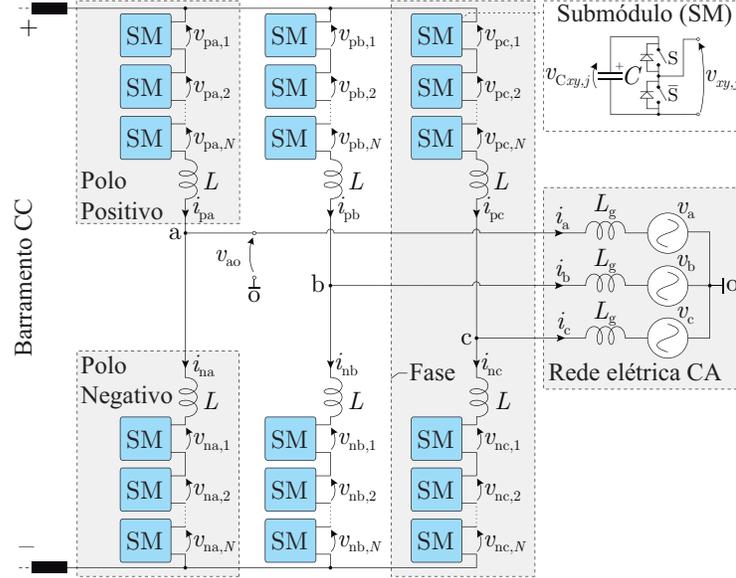
A estrutura do MMC é constituída essencialmente da conexão série de submódulos (SM), que normalmente são topologias de conversores CC/CC meia-ponte ou ponte-completa (PEREZ et al., 2015). Dentre estas topologias, o SM meia-ponte tem sido utilizado com frequência em diferentes aplicações, principalmente devido ao aumento do rendimento do conversor, menor custo e simplicidade de implementação.

A estrutura de SMs meia-ponte em série é conectada com indutores para compor a fase y ($y \in \{a,b,c\}$) do MMC, conforme apresentado na Figura 2.1, onde são obtidas as tensões de fase $v_{yo}(t)$. Cada uma das fases do conversor é composta por um polo positivo (p) e um negativo (n). Cada polo possui um arranjo série de N SMs que sintetizam as tensões de cada polo $v_{xy}(t)$ ($x \in \{p,n\}$). A indutância L em série é utilizada para limitar as derivadas das correntes de cada polo $i_{xy}(t)$.

Cada polo sintetiza tensões multiníveis, as quais dependem da tensão de saída individual de cada SM $v_{xy,j}(t)$ ($j = 1,2,\dots,N$). Para sintetizar as tensões multiníveis, os sinais modulantes de cada SM normalmente são comparados com as portadoras da estratégia de modulação para gerar os sinais de comando de cada interruptor.

2.3 CONCEITOS INICIAIS E PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

O princípio de funcionamento, análise teórica das correntes e análise do fluxo de potência apresentada nas próximas seções representam o comportamento de uma fase do MMC, uma vez que estas possuem características dinâmicas semelhantes. Assim, o subscrito indicador de fase “ y ” foi suprimido das variáveis para simplificar a nomen-

Figura 2.1 – Conversor multinível modular trifásico com N submódulos por polo.


Fonte: Próprio autor.

clatura. Como exemplo, a tensão do submódulo 1 do polo “p” da fase “a” $v_{pa,1}(t)$ passa a ser representado por $v_{p,1}(t)$.

Inicialmente, considera-se que a forma de onda da tensão da rede elétrica CA é definida por:

$$v_a(t) \triangleq V_a \text{sen}(\omega_r t) \quad (2.1)$$

onde V_a é o valor de pico da tensão $v_a(t)$ e ω_r é a frequência angular fundamental da rede elétrica CA.

A forma de onda da corrente de cada fase é definida por:

$$i_a(t) \triangleq I_a \text{sen}(\omega_r t + \phi) \quad (2.2)$$

onde I_a é o valor de pico da corrente injetada na rede elétrica CA e ϕ é o ângulo do fator de deslocamento desta corrente com relação à tensão $v_a(t)$.

Através da Lei de Kirchhoff das Tensões do circuito de uma fase do MMC, apresentado na Figura 2.2 (a), obtém-se as equações das malhas de tensão de cada polo, dadas por:

$$\frac{v_{cc}(t)}{2} - v_p(t) - v_{Lp}(t) - v_{ao}(t) = 0 \quad (2.3)$$

$$\frac{v_{cc}(t)}{2} - v_n(t) - v_{Ln}(t) + v_{ao}(t) = 0. \quad (2.4)$$

A partir de (2.3) e (2.4), e assumindo que as tensões instantâneas sobre os indutores são nulas ($v_{Lp}(t) \cong v_{Ln}(t) \cong 0$), obtêm-se as formas de onda de tensão ideais sintetizadas nos polos, dadas por:

$$v_p(t) = \frac{v_{cc}(t)}{2} - v_{ao}(t) \quad (2.5)$$

$$v_n(t) = \frac{v_{cc}(t)}{2} + v_{ao}(t) \quad (2.6)$$

onde $v_{cc}(t)$ representa a componente contínua sintetizada no polo e $v_{ao}(t)$ representa a componente alternada sintetizada no polo, ambas em condições ideais.

A partir de (2.5) e (2.6) obtêm-se a tensão $v_{ao,virtual}(t)$ obtida a partir das tensões ideais sintetizadas em cada polo, resultando em uma tensão virtual² de fase, ou seja:

$$v_{ao,virtual}(t) = \frac{v_n(t) - v_p(t)}{2} \quad (2.7)$$

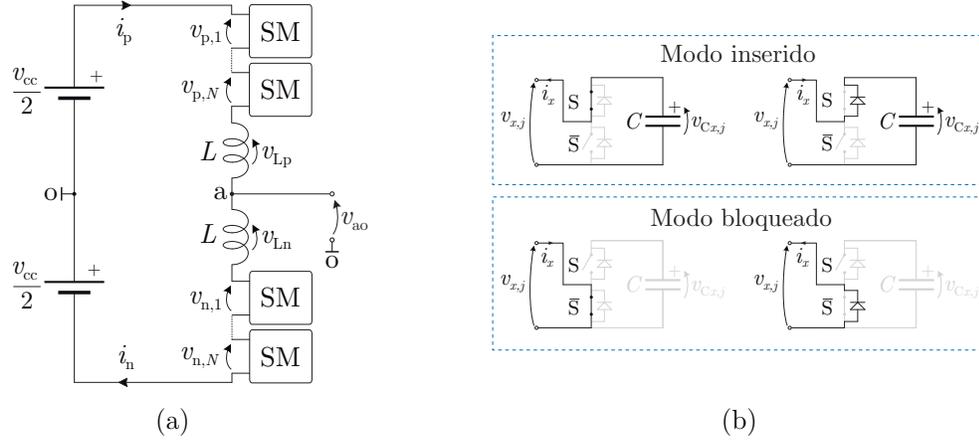
Observa-se que a tensão $v_{ao,virtual}(t)$ depende diretamente das formas de onda das tensões sintetizadas nos polos, onde a tensão $v_n(t)$ deve possuir uma componente CA em fase com $v_{ao}(t)$ e a tensão $v_p(t)$ deve possuir uma componente CA em fase oposta com $v_{ao}(t)$, de modo que a equação (2.1) seja verdadeira.

A tensão obtida através de (2.7) representa a tensão $v_{ao,virtual}(t)$ obtida considerando que a tensão instantânea sobre os indutores é nula. Contudo, conforme apresentado na Figura 2.2 (b), os SMs meia-ponte possuem dois estados de operação, o modo inserido, que sintetiza uma tensão $v_{x,j}(t)$ igual à $v_{Cx,j}(t)$, e o modo bloqueado, que sintetiza uma tensão $v_{x,j}(t)$ nula, resultando em tensões multiníveis nos polos $v_x(t)$. Assim, a tensão sobre os indutores pode assumir valores diferentes de zero, dependendo do número de SMs que estão no modo inserido e bloqueado.

As tensões dos polos são sintetizadas através da estratégia de modulação por largura de pulso com múltiplas portadoras triangulares deslocadas em fase (PSPWM-

² É denominada tensão virtual uma vez que não é possível obtê-la diretamente através de medição. A tensão $v_{ao}(t)$, apresentada na Figura 2.2 (a), já apresenta uma ação do filtro de primeira ordem proporcionada pelos indutores dos polos do MMC.

Figura 2.2 – Conceitos de uma fase do MMC. (a) Estrutura de uma fase do MMC com N submódulos por polo. (b) Estados de operação de um SM meia ponte.



Fonte: Próprio autor.

Phase-Shift Pulse-Width Modulation) para sintetizar a forma de onda CA desejada na saída do MMC. As tensões sintetizadas pelos SMs resultam em tensões nos polos v_x dadas por:

$$v_x(t) = \sum_{j=1}^N v_{x,j}(t) = \sum_{j=1}^N s_{x,j}(t) v_{Cx,j}(t) \quad (2.8)$$

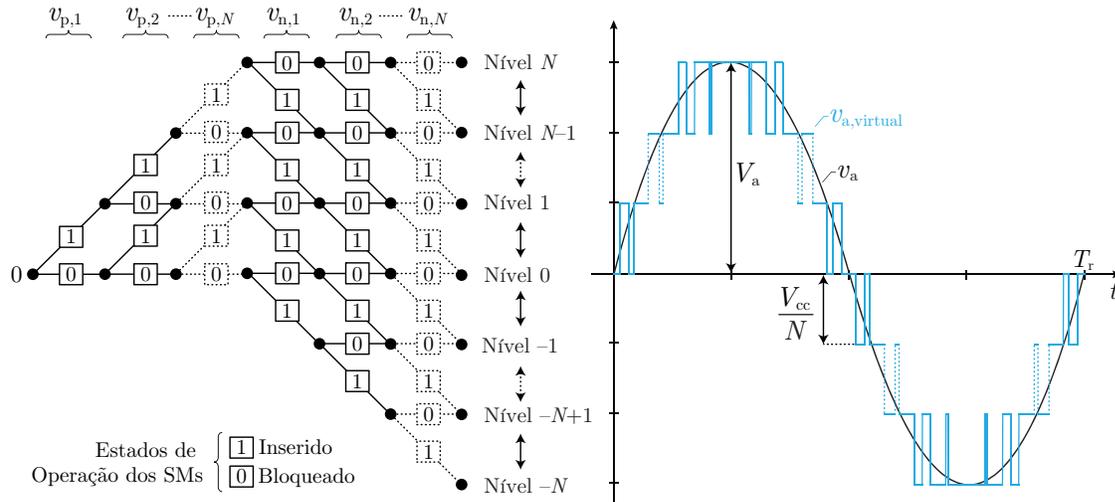
onde $v_{Cx,j}$ é a tensão do barramento CC do j -ésimo SM, a qual possui valor nominal de V_{cc} / N e $s_{x,j}$ é o estado dos interruptores de cada SM, dado por:

$$s_{x,j}(t) = \begin{cases} 1, & \text{quando o interruptor S está fechado} \\ 0, & \text{quando o interruptor S está aberto.} \end{cases} \quad (2.9)$$

Substituindo (2.7) em (2.8), obtém-se a tensão $v_{ao,virtual}(t)$ para N SMs por polo, dada por:

$$v_{ao,virtual}(t) = \frac{v_{n,1}(t) + \dots + v_{n,N}(t) - v_{p,1}(t) - \dots - v_{p,N}(t)}{2} \quad (2.10)$$

Aplicando as tensões resultantes dos estados de operação dos SMs na equação (2.10) com os estados produzidos por (2.8)–(2.9), obtém-se a síntese de cada nível da tensão $v_{ao,virtual}(t)$ em relação aos respectivos estados dos SMs, conforme apresentado na Figura 2.3. Neste caso, os modos de operação dos SMs são representados por 1 quando operam no modo inserido e por 0 quando operam no modo bloqueado.

Figura 2.3 – Estados de operação para síntese da tensão de fase $v_{ao,virtual}(t)$ para $2N+1$ níveis.

Fonte: Próprio autor.

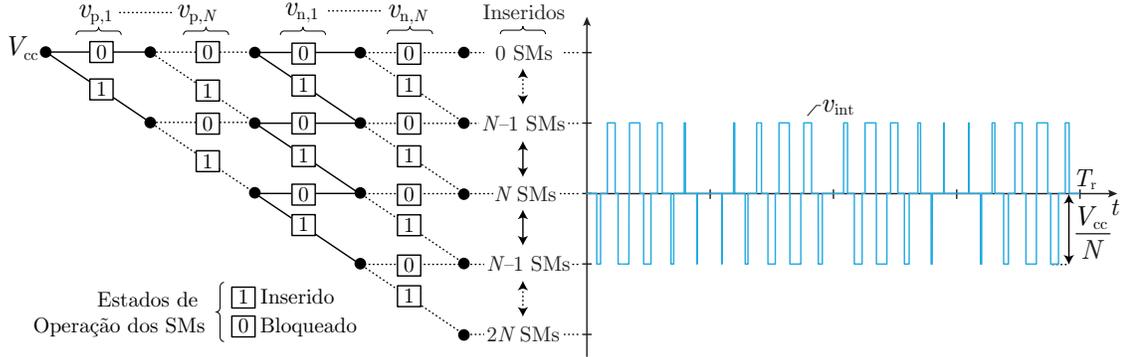
Dependendo da forma como as estratégias de modulação são empregadas no MMC, pode-se obter $2N+1$ ou $N+1$ níveis na tensão de fase $v_{ao,virtual}(t)$. As estratégias que resultam em $N+1$ níveis possuem a operação dos SMs nos modos inserido e bloqueado de forma complementar entre os polos, garantindo que sempre N SMs estão no modo inserido na fase, resultando em uma tensão teoricamente nula sobre os indutores.

Por outro lado, a estratégia de modulação pode ser implementada para sintetizar $2N+1$ níveis em $v_{ao,virtual}(t)$, ao passo que são inseridos $N-1$, N ou $N+1$ SMs na fase. Os estados de operação com $N-1$ e $N+1$ SMs inseridos resultam em uma diferença entre a tensão do barramento CC e as tensões produzidas pelos SMs, resultando em uma tensão interna $v_{int}(t)$ sobre os indutores, dada por:

$$v_{int}(t) = v_{Lp}(t) + v_{Ln}(t) = v_{cc}(t) - v_p(t) - v_n(t) \quad (2.11)$$

Na Figura 2.4 é apresentado o efeito dos estados de operação dos SMs na aplicação de tensão sobre os indutores quando o MMC opera com estratégia de modulação PWM com $2N+1$ níveis em $v_{ao,virtual}(t)$. A estratégia de modulação empregada para resultar em $2N+1$ deve garantir que a tensão média seja nula sobre os indutores dentro de um período de comutação, de modo que as correntes dos polos não aumentem indefinidamente. Observa-se que estratégias de modulação PWM empregadas em conversores multiníveis com portadoras dispostas em fase (PD – *Phase-Disposition*) ou deslocadas em fase (PS – *Phase-Shift*) operando com $2N+1$ níveis em $v_{ao,virtual}(t)$ naturalmente sintetizam tensão média nula nos indutores dentro do período fundamental.

Figura 2.4 – Efeito dos estados de operação na tensão sobre os indutores $v_{int}(t)$ para estratégias de modulação por largura de pulso operando com $2N+1$ níveis na tensão de saída.



Fonte: Próprio autor.

2.4 ANÁLISE EM REGIME PERMANENTE

A análise em regime permanente tem como principal objetivo introduzir os conceitos relacionados à composição das correntes dos polos do MMC, bem como a influência de cada componente nas tensões dos capacitores dos submódulos. Com base nestes conceitos, é apresentado um circuito equivalente para uma fase do MMC, constituído de um SM equivalente em cada polo. Através deste circuito, os estágios de processamento de potência do MMC são divididos em conversores estáticos convencionais, permitindo que o fluxo de potência no MMC seja compreendido com maior facilidade quando comparado à estrutura convencional do mesmo. Após esta análise, são apresentados resultados de simulação do fluxo de potência das TCPEs do MMC e para as tensões CC de cada SM.

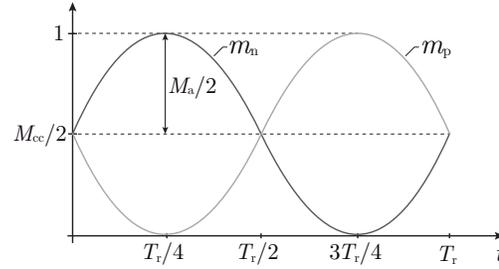
2.4.1 Formas de onda teóricas das modulantes

As tensões dos polos do MMC são moduladas em função da forma de onda desejada para a tensão de fase. As modulantes utilizadas para produzir as tensões nos polos do MMC podem ser representadas por duas componentes: (i) uma componente interna $m_{int}(t)$, comum a todos os SMs, e uma componente CA $m_a(t)$, que está em fase oposta no polo positivo e em fase no polo negativo, ambas com relação à $v_a(t)$, conforme apresentado na Figura 2.5. Assim, as modulantes de cada polo são dadas por

$$m_p(t) = m_{int}(t) - m_a(t) \quad (2.12)$$

$$m_n(t) = m_{int}(t) + m_a(t) \quad (2.13)$$

Figura 2.5 – Formas de onda teóricas das modulantes dos polos positivo e negativo.



Fonte: Próprio autor.

onde $m_{\text{int}}(t)$ é a parcela interna que define as componentes comuns das tensões sintetizadas em cada polo e a componente $m_a(t)$ define a forma de onda da tensão de saída do conversor $v_a(t)$. Estas parcelas são definidas como:

$$m_{\text{int}}(t) \triangleq \frac{M_{\text{cc}}}{2}, \quad (2.14)$$

$$m_a(t) \triangleq \frac{M_a}{2} \text{sen}(\omega_r t), \quad (2.15)$$

onde:

$$M_{\text{cc}} \triangleq \frac{V_{\text{cc}}}{V_{\text{C}_{x,j}} N}, \quad (2.16)$$

$$M_a \triangleq \frac{2V_y}{V_{\text{C}_{x,j}} N}, \quad (2.17)$$

e N é o número de SMs em um polo do MMC, M_a é o índice de modulação de amplitude CA das modulantes, M_{cc} é o índice de modulação de amplitude CC das modulantes, V_y é o valor de pico da tensão de fase e $V_{\text{C}_{x,j}}$ é a tensão nominal dos capacitores dos SMs.

2.4.2 Conceito de polo equivalente

O conceito de polo equivalente é definido como um efeito causado pelas modulantes de controle comuns aos SMs de um mesmo polo (ANGQUIST et al., 2011; PEREZ et al., 2015). Este conceito tem como principal objetivo permitir que o comportamento de todos os SMs seja simplificado em cada polo através de um SM equivalente, o qual possui um capacitor equivalente e uma tensão equivalente à soma das tensões dos capacitores do respectivo polo. Além disso, a partir deste conceito é possível obter modelos dinâmicos para o projeto do sistema de controle proposto neste capítulo.

Nesta análise são consideradas as seguintes hipóteses:

- A tensão do capacitor do polo equivalente é igual a soma das tensões dos capacitores de N SMs do mesmo polo;
- O tempo de resposta dos estados do conversor são muito maiores que o período de comutação, assim $m_{x,j} = \langle s_{x,j} \rangle_{T_{sw}}$.

A partir da Figura 2.2 (a) obtém-se a equação diferencial da corrente do polo positivo, dada por:

$$\frac{di_p(t)}{dt} = \frac{v_{cc}(t)}{2L} - \frac{v_p(t)}{L} - \frac{v_{ao}(t)}{L} \quad (2.18)$$

A equação diferencial da tensão do j -ésimo capacitor é obtida através da modulante individual e da corrente do polo x , dada por:

$$\frac{dv_{C_{x,j}}(t)}{dt} = \frac{m_{x,j}(t)i_x(t)}{C}, \quad (2.19)$$

onde C é a capacitância de cada SM, $m_{x,j}(t)$ é o sinal modulante do j -ésimo SM do polo x e $v_{C_{x,j}}(t)$ é a tensão do capacitor do j -ésimo SM do polo x .

A tensão equivalente é obtida pela soma das tensões de todos os capacitores de um mesmo polo. Assim, a dinâmica da soma das tensões de um mesmo polo é dada por:

$$\sum_{j=1}^N \frac{dv_{C_{x,j}}(t)}{dt} = \sum_{j=1}^N \frac{m_{x,j}(t)i_x(t)}{C}. \quad (2.20)$$

Assumindo que todos SMs possuem o mesmo processamento de potência ativa, consideram-se os mesmos sinais modulantes para todos os SMs, ou seja, $m_{x,j}(t) = m_x(t)$. Assim, a equação (2.20) é reescrita como:

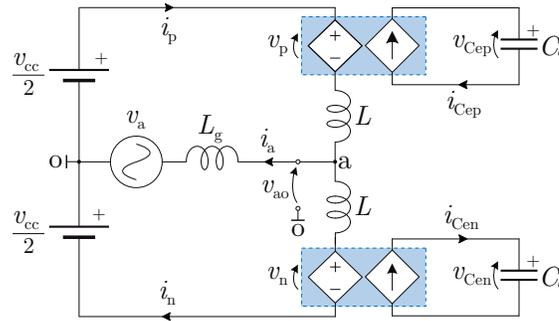
$$\frac{dv_{C_{ex}}(t)}{dt} = \frac{m_x(t)i_x(t)}{C_e}. \quad (2.21)$$

onde $v_{C_{ex}}(t)$ é a tensão do capacitor equivalente C_e e $C_e = \frac{C}{N}$.

A tensão sintetizada no polo do MMC $v_x(t)$ depende apenas da síntese de tensão do SM equivalente, dada por:

$$v_x(t) = m_x(t)v_{C_{ex}}(t) \quad (2.22)$$

Figura 2.6 – Circuito representativo do conceito de polo equivalente.



Fonte: Próprio autor.

e a corrente no capacitor equivalente C_e é dada por

$$i_{Cex}(t) = m_x(t) i_x(t) \quad (2.23)$$

Assim, a partir de (2.21) e (2.23), a equação diferencial da tensão do capacitor do polo equivalente é reescrita da seguinte forma:

$$\frac{dv_{Cex}(t)}{dt} = \frac{i_{Cex}(t)}{C_e}. \quad (2.24)$$

As equações (2.22)–(2.23) representam as fontes de tensão e fontes de corrente dependentes das respectivas relações entre as tensões e as correntes dos polos com o SM equivalente, conforme apresentado na Figura 2.6.

2.4.3 Análise teórica das correntes dos polos e tensões dos capacitores do MMC

De acordo com a literatura (FAN et al., 2015; HAGIWARA; MAEDA; AKAGI, 2011; KOLB et al., 2015), as correntes dos polos $i_p(t)$ e $i_n(t)$ possuem uma componente CC e uma componente CA na frequência fundamental, que são responsáveis pela transferência de potência entre o barramento CC, os SMs dos polos e a rede elétrica CA. Idealmente, considera-se que estas correntes possuem uma componente comum, denominada corrente interna³ $i_{int}(t)$, e uma componente alternada com amplitude igual à metade da corrente de saída $i_a(t)$. Assim, as correntes dos polos são dadas por

³ A literatura denomina como corrente interna porque não causa qualquer influência no lado da rede elétrica CA, representando apenas o comportamento interno do MMC.

$$i_p(t) = i_{\text{int}}(t) - \frac{i_a(t)}{2}, \quad (2.25)$$

$$i_n(t) = i_{\text{int}}(t) + \frac{i_a(t)}{2}. \quad (2.26)$$

Substituindo a equação (2.25) na equação (2.26), obtém-se a corrente interna $i_{\text{int}}(t)$, dada por

$$i_{\text{int}}(t) = \frac{i_p(t) + i_n(t)}{2} \quad (2.27)$$

As equações (2.25)–(2.27) representam as formas de onda teóricas das correntes dos polos e interna, conforme apresentado na Figura 2.7 (a), as quais surgem com a operação de $N+1$ níveis na tensão $v_a(t)$. Já para a operação de $2N+1$ níveis surge uma ondulação nas correntes dos polos e na corrente interna com amplitude Δi_{is} e frequência Nf_s , conforme apresentado na Figura 2.7 (b), devido à estratégia de modulação resultar em um número de SMs inseridos na fase diferente de N .

É importante notar que a componente CA com metade da amplitude da corrente $i_a(t)$ das correntes dos polos flui através dos capacitores dos SMs, provocando uma oscilação na tensão dos mesmos. Isso ocorre porque as componentes CA na frequência fundamental presentes nas tensões de saída dos SMs e nas correntes dos polos impõem uma potência pulsante com o dobro da frequência da fundamental sobre os capacitores. Este processo resulta em uma ondulação de tensão nos capacitores na frequência $2f_r$.

As tensões dos capacitores podem ser definidas como

$$v_{\text{Cex}}(t) = v_{\text{Cex}}(0) + \frac{1}{C_e} \int i_x(t) m_x(t) dt \quad (2.28)$$

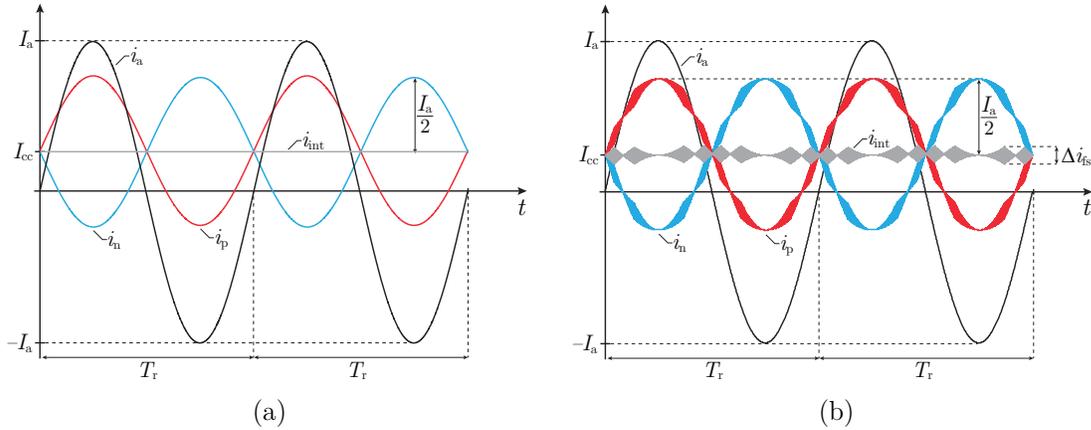
onde $v_{\text{Cex}}(0) = V_{\text{cc}}$.

Substituindo as equações (2.12)–(2.15) e (2.25)–(2.26) na equação (2.28) e considerando $\phi = 0$, obtém-se as equações das TCPEs:

$$v_{\text{Cep}}(t) = \underbrace{V_{\text{Cep}}}_{\text{Termo nominal}} + \underbrace{V_{\text{Cep}}^{\sim} t}_{\text{Termo transitório}} + \underbrace{V_{\text{fr}} \cos(\omega_r t)}_{\text{Termo na frequência fundamental}} + \underbrace{V_{2\text{fr}} \text{sen}(2\omega_r t)}_{\text{Termo no dobro da frequência fundamental}} \quad (2.29)$$

$$v_{\text{Cen}}(t) = V_{\text{Cen}} + V_{\text{Cen}}^{\sim} t - V_{\text{fr}} \cos(\omega_r t) + V_{2\text{fr}} \text{sen}(2\omega_r t) \quad (2.30)$$

Figura 2.7 – Formas de onda das correntes do MMC considerando capacitâncias dos SMs infinitas e v_a com (a) $N+1$ níveis e (b) $2N+1$ níveis (neste caso, com $N=2$).



Fonte: Próprio autor.

$$\text{onde } V_{C_{ex}}^{\sim} = \frac{I_{cc} M_{cc}}{2C_e} - \frac{I_a M_a}{8C_e}, \quad V_{fr} = \frac{I_{cc} M_a}{2C_e \omega_r} - \frac{I_a M_{cc}}{4C_e \omega_r} \quad \text{e} \quad V_{2fr} = \frac{I_a M_a}{16C_e \omega_r}.$$

O termo $V_{C_{ex}}$ representa a tensão nominal do capacitor equivalente, a qual é igual a soma das tensões de todos os capacitores e resulta em V_{cc} . O termo $V_{C_{ex}}^{\sim}$ representa o equilíbrio de processamento de potência ativa dos SMs, onde o primeiro termo de $V_{C_{ex}}^{\sim}$ representa a componente drenada do barramento CC e o segundo termo a componente injetada na rede elétrica CA. O termo V_{fr} representa a amplitude da ondulação na frequência fundamental presente na tensão dos capacitores devido às interações das componentes CC e CA presentes nas tensões e correntes dos polos. Já o termo V_{2fr} representa a amplitude da ondulação no dobro da frequência fundamental, que surge devido à potência instantânea possuir esta frequência.

As equações (2.29) e (2.30) representam as tensões instantâneas nos capacitores considerando que as correntes dos polos são compostas por uma parcela contínua e uma parcela na frequência fundamental, conforme as correntes da Figura 2.7 (a).

Considerando que o conversor está operando com equilíbrio de processamento de potência entre barramento CC e rede elétrica CA, ou seja, $V_{C_{ex}}^{\sim} = 0$, define-se que a tensão do capacitor equivalente do polo x é composta por componentes contínua, na frequência fundamental e no dobro da frequência fundamental, dada por:

$$v_{C_x}(t) \triangleq V_{cc} \pm v_{fr}(t) + v_{2fr}(t) \quad (2.31)$$

onde V_{cc} é a tensão nominal do barramento CC, $v_{fr}(t)$ é a ondulação de tensão em f_r e $v_{2fr}(t)$ é a ondulação de tensão em $2f_r$.

Conforme comentado, a conexão/desconexão dos capacitores dos SMs no polo através dos sinais modulantes $m_x(t)$ resulta na síntese das tensões dos polos $v_x(t)$. Assim, a partir da equação (2.11), que representa a tensão resultante sobre os indutores, obtém-se a corrente interna $i_{\text{int}}(t)$:

$$i_{\text{int}}(t) = i_{\text{int}}(0) + \frac{1}{2L} \int [v_{\text{cc}}(t) - m_p(t)v_{\text{Cep}}(t) - m_n(t)v_{\text{Cen}}(t)] dt \quad (2.32)$$

onde $i_{\text{int}}(0) = I_{\text{cc}}$.

Substituindo as equações (2.29) e (2.30) na (2.32), considerando que a estratégia de modulação resulta sempre em N SM inseridos em uma fase e a que tensão do barramento CC é constante, obtém-se:

$$i_{\text{int}}(t) = \underbrace{I_{\text{cc}}}_{\text{Termo contínuo}} + \underbrace{I_{\text{cc}}^{\sim} M_{\text{cc}} t^2}_{\text{Termo transitório}} + \underbrace{I_{2\text{fr}} M_{\text{a}} \cos(2\omega_r t)}_{\text{Termo no dobro da frequência fundamental}} \quad (2.33)$$

$$\text{onde } I_{\text{cc}}^{\sim} = \frac{I_{\text{a}} M_{\text{a}} - 4I_{\text{cc}} M_{\text{cc}}}{16C_e L} \text{ e } I_{2\text{fr}} = \frac{3I_{\text{a}} M_{\text{cc}} - 4I_{\text{cc}} M_{\text{a}}}{32C_e L \omega_r}.$$

A partir da equação (2.33), salienta-se que a componente contínua representa a transferência de potência ativa entre o barramento CC e os polos do MMC. Já a componente alternada em $2f_r$ representa a energia circulante (MOON et al., 2015) e é inversamente proporcional à capacitância C e à indutância L . Logo, a amplitude desta componente pode ser reduzida com o aumento dos valores de L e C ou através de uma estratégia de controle que torne $i_{\text{int}}(t) = I_{\text{cc}}$.

Considerando que o conversor está operando com tensão média nula nos indutores, ou seja, $I_{\text{cc}}^{\sim} = 0$, a corrente interna passa a ser composta por uma componente contínua e outra no dobro da frequência fundamental:

$$i_{\text{int}}(t) \triangleq I_{\text{cc}} + i_{2\text{fr}}(t) \quad (2.34)$$

Neste sentido, a corrente $i_{\text{int}}(t)$, definida em (2.34), é aplicada novamente aos capacitores dos SMs, que resulta em uma ondulação de tensão nos capacitores com frequências de $2f_r$ e $4f_r$, produzindo uma corrente interna com amplitudes em $2f_r$ e $4f_r$. Este processo se repete para a formação dos demais harmônicos pares de corrente, onde as componentes acima da quarta harmônica possuem amplitude desprezível (HAGIWARA; MAEDA; AKAGI, 2011).

Conforme apresentado nas equações (2.25) e (2.26), as correntes dos polos são compostas pelas correntes $i_{\text{int}}(t)$ e $i_a(t)$. A componente $i_{2\text{fr}}(t)$ distorce as correntes dos polos do MMC, conforme apresentado na Figura 2.8 (a) para $N+1$ níveis e na Figura 2.8 (b) para $2N+1$ níveis, ambas em $v_a(t)$. Esta componente $i_{2\text{fr}}(t)$ aumenta a energia processada pelos interruptores e, conseqüentemente, diminui o rendimento do MMC.

Dessa forma, as correntes dos polos do MMC, representadas nas equações (2.35) e (2.36) são compostas por uma componente contínua $i_{\text{cc}}(t)$, referente à potência ativa processada entre o barramento CC e o respectivo polo, uma componente CA na frequência fundamental $i_a(t)$, referente ao processamento de potência ativa entre o respectivo polo e a rede elétrica CA, uma componente CA no dobro da frequência fundamental $i_{2\text{fr}}(t)$, referente às ondulações de tensão dos capacitores, e duas componentes CA múltiplas da frequência de comutação dos interruptores $i_{\text{fs,int}}(t)$ e $i_{\text{fs,a}}(t)$, referentes às ondulações causadas pela comutação dos mesmos nos lados CC e CA, onde $i_{\text{fs,int}}(t)$ surge quando $2N+1$ níveis são sintetizados em $v_a(t)$.

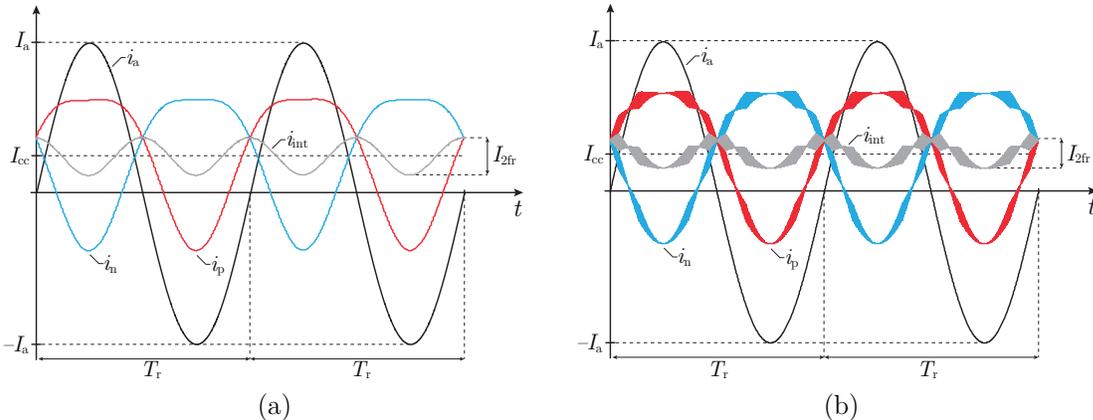
$$i_p(t) = \underbrace{i_{\text{cc}}(t)}_{\text{CC} \rightleftharpoons \text{SM}} + \underbrace{i_{2\text{fr}}(t) + i_{\text{fs,int}}(t)}_{\text{Correntes circulantes}} + \underbrace{\frac{i_a(t)}{2} + i_{\text{fs,a}}(t)}_{\text{SM} \rightleftharpoons \text{CA}}, \quad (2.35)$$

$$i_n(t) = i_{\text{cc}}(t) + i_{2\text{fr}}(t) + i_{\text{fs,int}}(t) - \frac{i_a(t)}{2} - i_{\text{fs,a}}(t). \quad (2.36)$$

2.5 ANÁLISE DO BALANÇO DE POTÊNCIA DO MMC

As principais características do balanço de potência global do MMC e individual dos SMs do MMC são ilustradas nas análises desta seção. Para a análise selecionou-se o

Figura 2.8 – Formas de onda das correntes do MMC considerando capacitâncias dos SMs finitas e $v_a(t)$ com (a) $N+1$ níveis e (b) $2N+1$ níveis (para $N=2$).



Fonte: Próprio autor.

circuito equivalente completo do MMC, apresentado na Figura 2.9, obtido com detalhes no Apêndice A. Os parâmetros utilizados nesta seção estão descritos na Tabela 2.1.

O circuito equivalente apresentado na Figura 2.9 representa o fluxo de potência global do MMC através do conceito de polo equivalente. Este circuito é composto no primeiro estágio, por um conversor elevador de tensão e, no segundo estágio, por um conversor CC/CA meia-ponte modificado, conforme demonstrado detalhadamente no Apêndice A. A obtenção destes dois estágios representam uma interpretação física das equações (A.3)–(A.6).

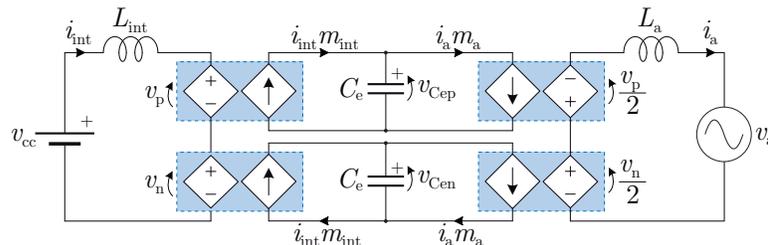
2.5.1 Balanço de potência global do MMC

Através deste circuito equivalente verifica-se que o balanço de potência global do MMC é garantido quando a potência ativa extraída do barramento CC é igual à potência ativa processada pela carga ou injetada na rede elétrica CA. Isso significa que a potência ativa é recebida por todos os SMs através da parcela CC da corrente interna $i_{cc}(t)$ e é transferida para a carga através da componente CA das correntes dos polos $i_a(t)$. Adicionalmente, a potência ativa processada por cada polo do MMC deve ser igual, ao passo que não se deve sintetizar nível CC na tensão de fase $v_{ao}(t)$. Esta característica é obtida através do processamento da uma parcela CA na frequência fundamental em $i_{int}(t)$, denominada $i_{ca}(t)$, a qual representa um desequilíbrio entre as componentes CA $i_a(t)$ das correntes dos polos do MMC.

Desta forma, através deste circuito equivalente são realizadas as seguintes demonstrações:

1. Influência de $m_{cc}(t)$ na componente CC da corrente interna $i_{cc}(t)$;
2. Influência de $m_{ca}(t)$ na componente CA da corrente interna $i_{ca}(t)$;
3. Influência de $i_{cc}(t)$ na soma das tensões dos capacitores dos SMs;

Figura 2.9 – Circuito equivalente utilizado na análise do balanço de potência global.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 2.1 – Parâmetros utilizados nas simulações de fluxo de potência

Parâmetro	Simbologia	Valor
Tensão do barramento CC	V_{cc}	800 V
Número de SMs por polo	N	2
Tensão dos capacitores dos SMs	$V_{Cep} = V_{Cen}$	800 V
Capacitância dos SMs	C	1 mF
Frequência da tensão de saída	f	60 Hz
Indutância do polo	L	1 mH
Índice de modulação de frequência	M_f	6
Índice de modulação de amplitude CA	M_a	0,7778
Índice de modulação de amplitude CC	M_{cc}	1

Fonte: Próprio autor.

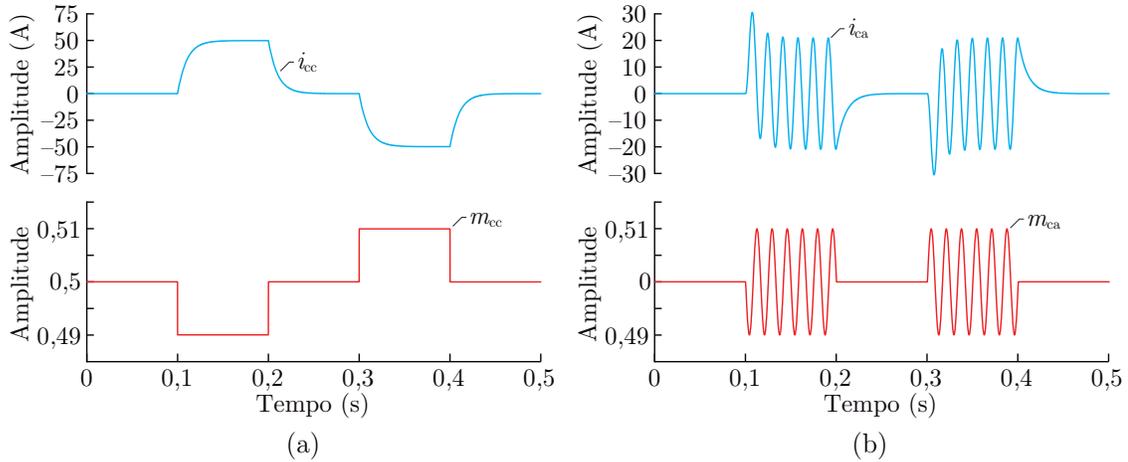
4. Influência de $i_a(t)$ na soma das tensões dos capacitores dos SMs;
5. Influência de $i_{ca}(t)$ nas subtração das tensões dos capacitores.

Para a demonstração são consideradas as seguintes hipóteses: (i) nos casos 1 e 2 os capacitores dos polos equivalentes são substituídos por fontes de tensão com amplitude igual à tensão nominal dos mesmos, ou seja, V_{cc} ; (ii) nos casos 3, 4 e 5 os indutores são substituídos por fontes de corrente com formas de onda igual às perturbações aplicadas ao circuitos equivalentes, conforme apresentado na Figura 2.11 (a) para o caso 3, na Figura 2.12 (a) para o caso 4 e na Figura 2.13 (a) para o caso 5.

As representações dos efeitos da modulante CC $m_{cc}(t)$ na componente CC interna $i_{cc}(t)$ bem como da modulante CA $m_{ca}(t)$ na componente CA da corrente interna $i_{ca}(t)$ são realizadas através da perturbação positiva e negativa no estágio de entrada do circuito apresentado na Figura 2.9. Nestes casos, são aplicadas perturbações nas modulantes de 0,01 contínuo e de pico durante o intervalo de tempo de 0,1 até 0,2 s, conforme pode ser visto na Figura 2.10 (a) e (b). A perturbação da modulante $m_{cc}(t)$ altera a média das tensões sintetizadas pelos submódulos, modificando a tensão sobre os indutores L . Já a modulante $m_{ca}(t)$ altera a diferença entre as parcelas CA das tensões sintetizadas nos polos. Como exemplo, a perturbação de $m_{cc}(t)$ do intervalo de tempo 0,1 à 0,2 s altera as tensões sintetizadas pelos SMs para valores médios menores que V_{cc} , o que resulta em tensões positivas sobre os indutores dos polos e consequentemente em uma variação positiva da componente contínua $i_{cc}(t)$ da corrente interna. De forma semelhante, a perturbação em $m_{ca}(t)$ resulta na modificação inversa de $i_{ca}(t)$.

A transferência de potência ativa do barramento CC para os polos é representada através do circuito equivalente apresentado na Figura 2.11 (a). Neste circuito, a

Figura 2.10 – Resultados de simulação para o circuito equivalente do MMC. (a) Representação do efeito da modulante CC $m_{cc}(t)$ na corrente interna $i_{cc}(t)$. (b) Representação do efeito da modulante CA fundamental $m_{ca}(t)$ da modulante interna $i_{ca}(t)$.



Fonte: Próprio autor.

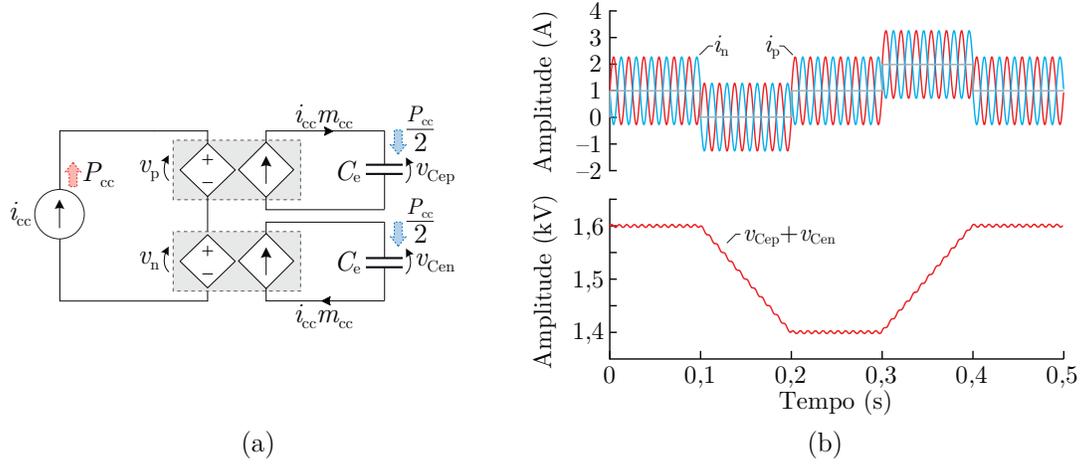
componente $i_{cc}(t)$ é modificada com o propósito de alterar a soma das tensões dos capacitores, uma vez que considera-se $m_{cc}(t)$ constante. Nesta situação, os polos estão fornecendo potência ativa à rede elétrica CA através de P_a .

A perturbação na parcela $i_{cc}(t)$ altera a quantidade de potência ativa extraída do barramento CC enviada aos capacitores dos polos equivalentes, onde ambos os polos recebem a metade da potência ativa P_{cc} . Como consequência, a soma das tensões dos capacitores é modificada de acordo com o sentido da corrente $i_{cc}(t)$, conforme ilustrado nas formas de onda da Figura 2.11 (b).

A soma das tensões também pode ser alterada com a modificação da componente $i_a(t)$ das correntes dos polos, a qual é responsável por transferir potência ativa dos polos para a rede elétrica CA. Nesta situação, a perturbação é aplicada diretamente na fonte de corrente $i_a(t)$ do circuito equivalente da Figura 2.12 (a), onde ambos os polos transferem metade da potência ativa P_a para a rede elétrica CA. Considera-se que ambos os polos estão recebendo metade da potência ativa P_{cc} fornecida pelo barramento CC.

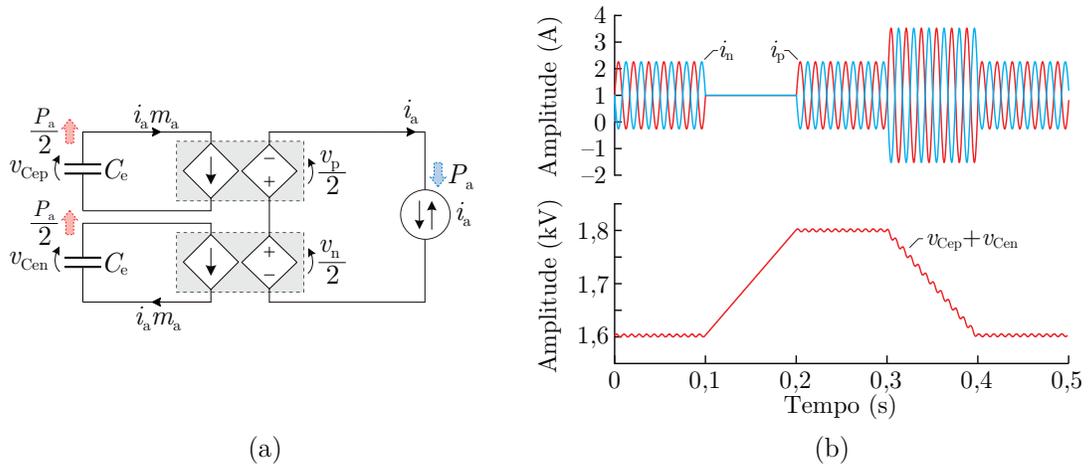
Conforme apresentado nas formas de onda da Figura 2.12 (b), a perturbação negativa em $i_a(t)$ torna a correntes dos polos nula no intervalo de 0,1 até 0,2 s. Esta característica indica que não há potência sendo transferida para a rede elétrica CA ($P_a = 0$), mas há o recebimento de potência proveniente do barramento CC ($P_{cc} \neq 0$), o que provoca o aumento da soma das tensões dos capacitores dos polos equivalentes. Já no intervalo de tempo de 0,3 até 0,4 s ocorre o contrário, uma vez que a potência transferida para a rede elétrica CA é maior que a potência recebida do barramento CC.

Figura 2.11 – Resultados de simulação para o circuito equivalente do MMC. (a) Circuito equivalente para demonstração do efeito de $i_{cc}(t)$ na soma das tensões dos capacitores. (b) Formas de onda das correntes dos polos e da soma das tensões dos capacitores equivalentes.



Fonte: Próprio autor.

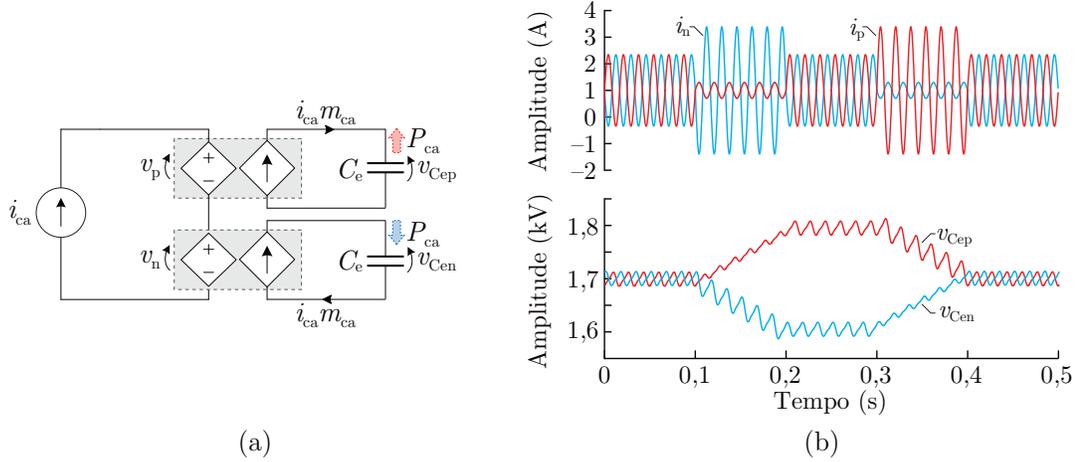
Figura 2.12 – Resultados de simulação para o circuito equivalente do MMC. (a) Circuito equivalente para demonstração do efeito de $i_{cc}(t)$ na soma das tensões dos capacitores. (b) Formas de onda das correntes dos polos e da soma das tensões dos capacitores equivalentes.



Fonte: Próprio autor.

O efeito da componente CA fundamental da corrente interna altera a quantidade de potência ativa extraída dos capacitores do polo positivo e recebida pelos capacitores do polo negativo e vice-versa. Neste caso, considera-se que a potência recebida P_{cc} e fornecida P_a são iguais. A subtração das tensões dos capacitores dos polos equivalentes é obtida através da perturbação da amplitude da parcela fundamental da corrente interna $i_{ca}(t)$, sendo aplicada diretamente ao circuito equivalente demonstrado na Figura 2.13 (a).

Figura 2.13 – Resultados de simulação para o circuito equivalente do MMC. (a) Circuito equivalente para demonstração do efeito de $i_{ca}(t)$ na subtração das tensões dos capacitores. (b) Formas de onda das correntes dos polos e das TCPEs.



Fonte: Próprio autor.

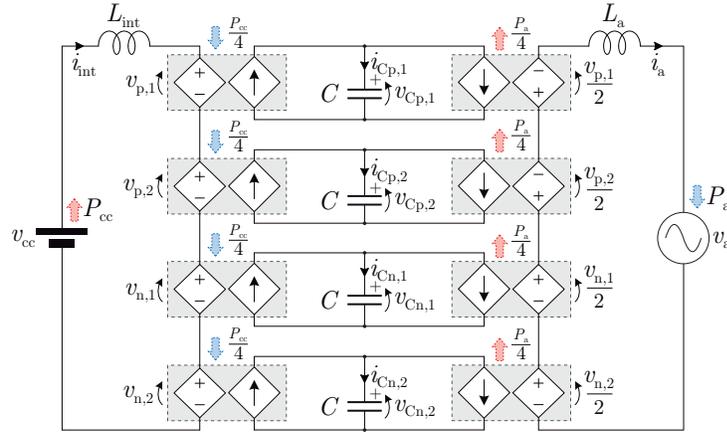
Conforme apresentado nas formas de onda da Figura 2.13 (b), a perturbação positiva em $i_{ca}(t)$ se subtrai com a corrente do polo positivo e se soma com a corrente do polo negativo no intervalo de 0,1 até 0,2 s. Isto significa que a potência ativa processada nos terminais de saída dos SMs através de $i_{ca}(t)$ é maior no polo negativo, provocando a descarga dos capacitores do polo negativo. Neste sentido, como as potências P_{cc} e P_a são iguais, a potência do polo negativo é transferida para o polo positivo provocando o aumento da tensão dos capacitores do polo positivo. Já no intervalo de tempo de 0,3 até 0,4 s ocorre o contrário.

2.5.2 Balanço de potência individual

O circuito equivalente apresentado na Figura 2.14 representa o fluxo de potência individual dos SMs do MMC, o qual se encontra em detalhes no Apêndice A. Este circuito é obtido com generalização do circuito apresentado na Figura 2.9 para N SMs por polo. De forma análoga, a obtenção destes dois estágios representam uma interpretação física das equações (A.3)–(A.6).

Na análise do balanço de potência individual considera-se dois SMs por polo e que o fluxo de potência global é equilibrado, ou seja, cada SM recebe uma potência $\frac{P_{cc}}{4}$ e envia uma potência $\frac{P_a}{4}$, conforme ilustrado na Figura 2.14. Além disso, os polos também se encontram equilibrados, tornando P_{ca} nula.

Figura 2.14 – Circuito equivalente completo para demonstração do efeito de $\Delta m_{cc,j}(t)$ nas tensões individuais dos SMs.



Fonte: Próprio autor.

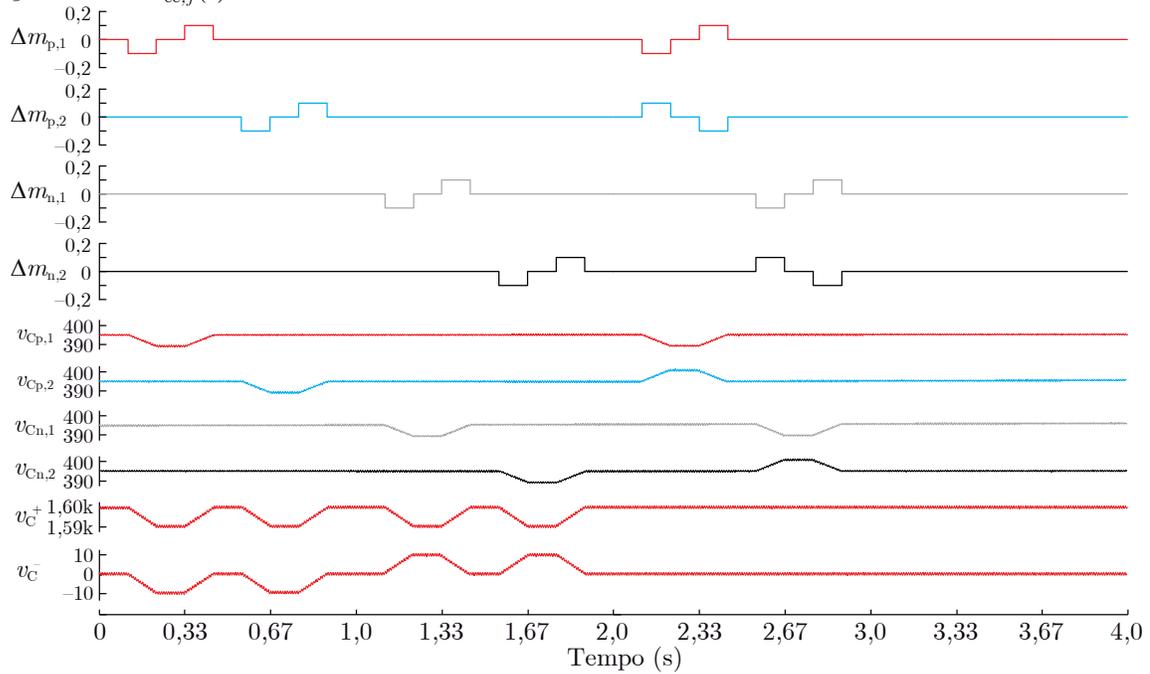
Considerando a operação do MMC com fluxo de potência global equilibrado, é possível alterar diretamente as parcelas CC das modulantes individuais, ao passo que sejam modificados os tempos médios em que os capacitores são conectados à corrente dos polos.

No intervalo de tempo de 0 a 2 s as parcelas contínuas das modulantes $m_{int}(t)$ são alteradas individualmente através de perturbações $\Delta m_{cc,j}(t)$ com amplitudes 0,1 e $-0,1$, conforme os resultados de simulação da Figura 2.15. Salienta-se que ao modificar individualmente as parcelas CC das modulantes através de $\Delta m_{cc,j}(t)$ a soma e a subtração das tensões dos capacitores são alteradas.

As tensões individuais dos capacitores devem ser modificadas pelos ajustes $\Delta m_{cc,j}(t)$ de forma que a soma e a subtração das tensões dos capacitores não sejam alteradas, uma vez que estas são estabelecidas através do controle das correntes $i_{cc}(t)$, $i_a(t)$ e $i_{ca}(t)$. Uma alternativa é permitir que a perturbação presente em um SM dependa das demais perturbações, ou seja, $\Delta m_{p,1}(t) = -\Delta m_{p,2}(t)$, conforme é apresentado no intervalo de tempo de 2 a 4 s. Neste caso, o efeito das parcelas CC das modulantes são canceladas entre si de tal forma que a tensão média produzida por todos os SMs se mantenha a mesma, não alterando a soma das tensões dos capacitores.

A subtração das TCPEs de cada polo somente permanece inalterada quando $\Delta m_{p,1}(t) = -\Delta m_{p,2}(t)$ e $\Delta m_{n,1}(t) = -\Delta m_{n,2}(t)$, ou seja, quando as tensões médias sintetizadas em cada polo permanece inalterada.

Figura 2.15 – Resultados de simulação das tensões individuais dos capacitores frente perturbações em $\Delta m_{cc,j}(t)$.



Fonte: Próprio autor.

2.6 SISTEMA DE CONTROLE

De acordo com (FAN et al., 2015; HAGIWARA; MAEDA; AKAGI, 2011; KOLB et al., 2015), o funcionamento adequado do MMC exige uma série de objetivos de controle, caracterizados pelo uso de capacitores flutuantes nos SMs e pela conexão interna com dois indutores. A partir do circuito equivalente de uma fase do MMC demonstrou-se os comportamentos das correntes e tensões e as influências de cada modulante. A análise apresentada serve como referência para propor um sistema de controle que atenda aos requisitos de controle do MMC.

Normalmente os sistemas de controle empregados no controle do MMC possuem quatro objetivos principais (DEBNATH et al., 2015; FAN et al., 2015; HAGIWARA; MAEDA; AKAGI, 2011):

- i. Controle da componente CC da corrente interna;
- ii. Ajuste da tensão equivalente de cada polo, garantindo o controle dos fluxos de potência entre barramento CC e carga e entre os polos do MMC;

- iii. Ajuste do fluxo de potência individual necessário para ajustar as tensões CC de cada SM.

Além destes objetivos pode-se contemplar também a redução das componentes no dobro da frequência fundamental presentes na corrente interna.

Os objetivos de controle do MMC supracitados são garantidos através do sistema de controle apresentado na Figura 2.16. Este sistema de controle tem como objetivo garantir o controle tanto das variáveis de saída como também das variáveis internas e, conseqüentemente, permitir o balanço do fluxo de potência entre o barramento CC, os SMs e a rede elétrica CA. Por este motivo, o sistema de controle apresentado é composto por uma malha interna de corrente, duas malhas externas de tensão e $N-1$ malhas de controle das tensões individuais por polo.

2.6.1 Malhas de controle das correntes dos polos

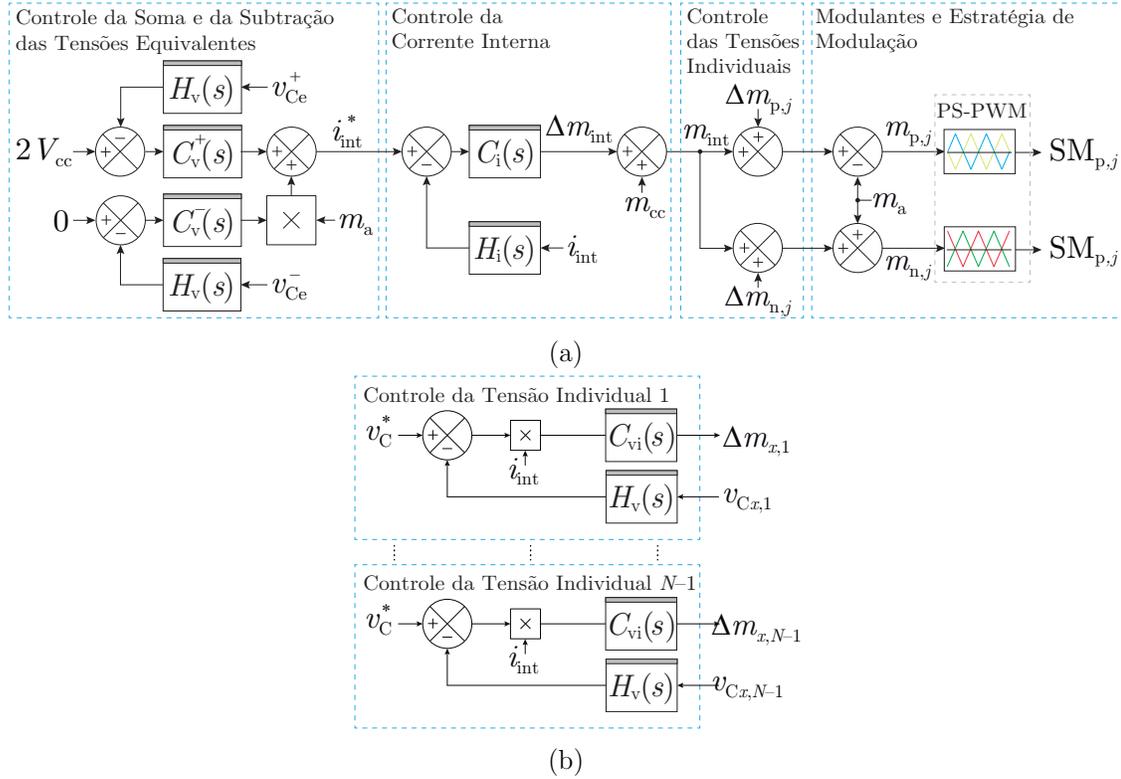
As correntes dos polos são usualmente controladas através do ajuste das componentes CC e CA das tensões sintetizadas nos polos. Estas componentes dos polos são modificadas através das componentes das modulantes $m_{\text{int}}(t)$ e $m_a(t)$. De acordo com os conceitos apresentados na seção 2.5, a modulante interna $m_{\text{int}}(t)$ interfere no ajuste do fluxo de potência total do MMC, sendo composta por: (i) uma componente CC nominal M_{cc} comum à todos os SMs; (ii) uma componente CC de ajuste $\Delta m_{\text{cc}}(t)$ comum à todos os SMs; e (iii) uma componente CA na frequência fundamental $\Delta m_{\text{ca}}(t)$ comum aos polos e em fase com $v_a(t)$. O termo $\Delta m_{\text{cc}}(t)$ modifica a componente CC das tensões dos polos, possibilitando o controle da componente CC da corrente interna. Já a componente $\Delta m_{\text{ca}}(t)$ modifica a diferença entre as componentes CA das tensões dos polos, permitindo o controle da componente CA da corrente interna na frequência fundamental.

Os controles das componentes CC e CA da corrente interna são obtidos a partir da malha interna de corrente apresentada na Figura 2.16, a qual fornece o sinal modulante $m_{\text{int}}(t)$, definido como:

$$m_{\text{int}}(t) = \frac{M_{\text{cc}}}{2} + \Delta m_{\text{cc}}(t) + \Delta m_{\text{ca}}(t) = \frac{M_{\text{cc}}}{2} + \Delta m_{\text{int}}(t) \quad (2.37)$$

onde $\Delta m_{\text{int}}(t)$ é a ação de controle da malha de controle da corrente interna.

Figura 2.16 – Sistema de controle para uma fase do MMC. (a) Sistema de controle completo. (b) Estrutura de controle individual de $N-1$ capacitores por polo.



Fonte: Próprio autor.

É importante notar que a componente CA na frequência fundamental da corrente de saída pode ser controlada através da modificação da amplitude da componente na frequência fundamental da tensão $v_{ao}(t)$, obtida a partir da alteração da amplitude de $m_a(t)$, a qual está em fase oposta no polo positivo e em fase no polo negativo, ambas com relação à $v_{ao}(t)$.

2.6.2 Malhas de controle das tensões dos capacitores dos polos equivalentes

No sistema de controle apresentado na Figura 2.16 (a), a malha interna consiste em um controlador $C_i(s)$ com ação de controle $m_{int}(t)$, o qual tem como objetivo principal controlar as componentes CC e CA da corrente interna $i_{cc}(t)$ e $i_{ca}(t)$ de acordo com as referências fornecidas pela malha da soma e da subtração das tensões $i_{int}^*(t)$.

A malha externa da soma das tensões possui um controlador $C_v^+(s)$ que controla a soma das tensões de todos os capacitores $v_c^+(t)$ através da modificação da referência de corrente $i_{cc}^*(t)$, com o intuito de ajustar o balanço de potência entre o barramento CC e a rede elétrica CA (HAGIWARA; AKAGI, 2009; PEREZ et al., 2015; SOLAS et

al., 2013a). Salienta-se que ao modificar a referência $i_{cc}^*(t)$, a malha interna de corrente ajusta a componente CC da corrente interna que, conseqüentemente, altera a potência ativa entregue aos capacitores de todas os SMs da mesma fase.

Na literatura alguns autores têm considerado uma segunda malha externa de controle das TCPEs, que insere uma componente CA na frequência fundamental comum aos dois polos (CUNICO; DE NOVAES; OLIVEIRA, 2013; HAGIWARA; MAEDA; AKAGI, 2011; KOLB et al., 2015). De acordo com Hagiwara (2011), esta malha de controle aumenta os limites de estabilidade do sistema de controle para toda a faixa do fator de potência de saída. Esta segunda malha externa de tensão é considerada no sistema de controle desta Tese de Doutorado para equilibrar o processamento de potência ativa entre os dois polos. Esta malha de controle possui um controlador $C_v^-(s)$ que ajusta a subtração entre a soma das tensões CC do polo positivo e a soma das tensões CC do polo negativo $v_c^-(t)$ através da ação de controle $i_{ca}^*(s)$, a qual está sincronizada com $m_a(t)$ através de um multiplicador.

2.6.3 Malhas de controle das tensões individuais

As tensões $v_c^+(t)$ e $v_c^-(t)$ são controladas pelas malhas de controle supracitadas garantindo que as tensões equivalentes de cada polo fiquem equilibradas. Por outro lado, as malhas de controle mencionadas anteriormente não ajustam as tensões individuais dos capacitores de um mesmo polo. Desta forma, $N - 1$ malhas de controle individuais são utilizadas para o ajuste individual das tensões dos capacitores, através dos termos de controle $\Delta m_{cc,j}(t)$. Substituindo (2.37) em (2.12) e adicionando $\Delta m_{cc,j}(t)$ como uma ação de controle de tensão do capacitor individual, obtém-se as modulantes individuais:

$$m_{p,j}(t) = M_{cc} + \Delta m_{int}(t) - m_a(t) + \Delta m_{cc,j}(t) \quad (2.38)$$

$$m_{n,j}(t) = M_{cc} + \Delta m_{int}(t) + m_a(t) + \Delta m_{cc,j}(t) \quad (2.39)$$

onde M_{cc} é a componente CC do sinal modulante, $\Delta m_{int}(t)$ é a ação de controle da malha interna de corrente, $m_a(t)$ é o sinal modulante que sintetiza a forma de onda de tensão $v_{ao}(t)$ e $\Delta m_{cc,j}(t)$ é a ação de controle para o ajuste individual da tensão do capacitor do j -ésimo SM.

2.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo realizou-se uma análise teórica do conversor multinível modular, com a apresentação do princípio de funcionamento com o uso de um SM meia-ponte, análise teórica com a apresentação das formas de onda de correntes com $N+1$ níveis e $2N+1$ níveis. Conforme verificado, o funcionamento do MMC com SMs meia-ponte possibilita a síntese de no máximo $2N+1$ níveis na tensão de fase, obtidos através da conexão dos capacitores nos polos do MMC.

A conexão série dos capacitores em conjunto com os indutores dos polos resulta em correntes internas com componentes CA no dobro da frequência fundamental, que representa uma energia não-ativa circulante em cada fase do MMC. Neste sentido, foi visto que esta corrente circulante pode ser minimizada com o aumento das indutâncias, o que pode ser feito através do acoplamento entre os indutores dos polos (aumento da indutância mútua que se opõem à corrente interna), com o aumento das capacitâncias dos SMs ou através do controle adequado da corrente interna.

A partir do conceito de polo equivalente foi apresentado que o balanço global do fluxo de potência do MMC pode ser obtido com o controle da soma e subtração das TCPEs. A partir desta análise obteve-se um circuito equivalente por fase, que é utilizado para o projeto do sistema de controle proposto neste capítulo. Através deste circuito equivalente foram realizadas as análises do fluxo de potência do conversor e justificada a estrutura do sistema de controle da soma e da subtração das TCPEs do sistema de controle da corrente interna e do controle das tensões individuais dos capacitores.

De modo geral, a implementação de sistemas de controle para o MMC se torna complexa com o aumento dos níveis de tensão e potência, principalmente em relação ao controle individual das tensões dos capacitores. Logo, a escolha inadequada da forma de implementação da estratégia de controle individual pode comprometer os níveis máximos de potência do conversor.

Tradicionalmente, os algoritmos de seleção dos SMs a serem inseridos baseiam-se em uma estratégia de modulação quando aplicados ao MMC. Estes algoritmos operam em função da redundância de SMs disponíveis, das tensões dos capacitores e dos sentidos das correntes. Apesar da simplicidade do conceito das estratégias de seleção, estas aumentam a exigência computacional e de comunicação, principalmente em aplicações com elevado número de SMs, uma vez que são implementadas normalmente no proces-

sador central. Por este motivo, a estratégia proposta para o controle das tensões individuais baseia-se em estratégias de controle com realimentação negativa.

É importante ressaltar a necessidade da escolha adequada da forma de implementação deste sistema de controle, visto que quantidade de informações necessárias não deve comprometer a escalabilidade intrínseca do MMC. A abordagem fazendo o uso de $N-1$ malhas de controle proposta para o controle das tensões individuais dos capacitores do MMC é uma contribuição proposta na Tese e não limita a escalabilidade do MMC.

Neste sentido, o capítulo 3 desta Tese de Doutorado apresenta uma revisão das estruturas de comunicação e abordagens de implementação dos sistemas de controle propostas na literatura para permitir uma maior escalabilidade do MMC, mesmo com o aumento do número de SMs. Além disso, é feita uma revisão referente às formas de obtenção das tensões dos capacitores e o modo como são compartilhadas com o processador central.

Capítulo 3

ESTRUTURAS DE COMUNICAÇÃO E CONTROLE APLICADAS AO CONVERTOR MULTINÍVEL MODULAR

3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Com o interesse da indústria a partir do ano de 2008 pelo uso do MMC em aplicações de transmissão de energia em HVDC (DAVIES et al., 2011) houve um maior incentivo ao estudo e ao desenvolvimento de novas estruturas de controle (BERGNA et al., 2013; GUM TAE SON et al., 2012; SOLAS et al., 2013b) e estratégias de modulação (GUM TAE SON et al., 2012; SOLAS et al., 2013a) aplicadas ao MMC. Ao mesmo tempo, a maioria destes estudos não consideram as necessidades de implementação que se fazem indispensáveis para o uso do MMC no setor industrial de altas potências, tais como: (i) escalabilidade; (ii) complexidade do sistema de comunicação; e (iii) simplicidade para expandir o nível de potência.

Em meio aos principais desafios encontrados na implementação do MMC para aplicações com elevadas tensões e potências, estão a organização e o gerenciamento da operação dos SMs, em função da exigência de centenas de SMs conectados em série. Nestas aplicações, é necessário realizar a conversão analógico-digital, o processamento e a transmissão das informações dos sistemas de controle, modulação e proteção.

Entre as informações necessárias para o correto funcionamento do MMC, destacam-se as medições individuais de tensão dos capacitores dos SMs, que aumentam a complexidade, o custo de *hardware* e também podem diminuir a confiabilidade global do sistema, uma vez que exigem o aumento da velocidade de comunicação com o aumento do número de SMs (D'ARCO; SUUL, 2013; GAO et al., 2013). Desta forma, dependendo do sistema de controle, da estrutura de comunicação e da estratégia de medição das tensões CC, pode-se limitar a escalabilidade intrínseca do MMC e, conseqüentemente, a máxima tensão e potência de operação do sistema.

Genericamente, as soluções encontradas na literatura relacionadas às estruturas de controle, comunicação e modulação podem ser classificadas como centralizadas, onde os sistemas de controle e de modulação são executados em um processador central, e distribuídas, onde os sistemas de controle e modulação são distribuídos em processadores locais juntamente com um processador central.

Neste sentido, este capítulo apresenta uma revisão das estruturas de comunicação por fio para o MMC, com as características das estratégias de controle, modulação e medição das tensões CC dos capacitores dos SMs. É apresentada uma revisão das estratégias utilizadas na literatura para os sistemas de controle centralizados e distribuídos do MMC, com foco principal nas aplicações com elevado número de SMs, visando aplicações em alta tensão e alta potência. Além disso, é apresentada uma comparação das principais características das estruturas de controle distribuídos. Por fim, é proposta uma estrutura de comunicação e controle, a qual utiliza os controladores de tensão individuais e a estratégia de modulação distribuídos nos processadores locais dos SMs e os controladores de corrente dos polos, da soma e da subtração das tensões dos capacitores dos polos equivalentes no processador central.

3.2 ESTRUTURAS DE COMUNICAÇÃO/CONTROLE CENTRALIZADAS E DISTRIBUÍDAS

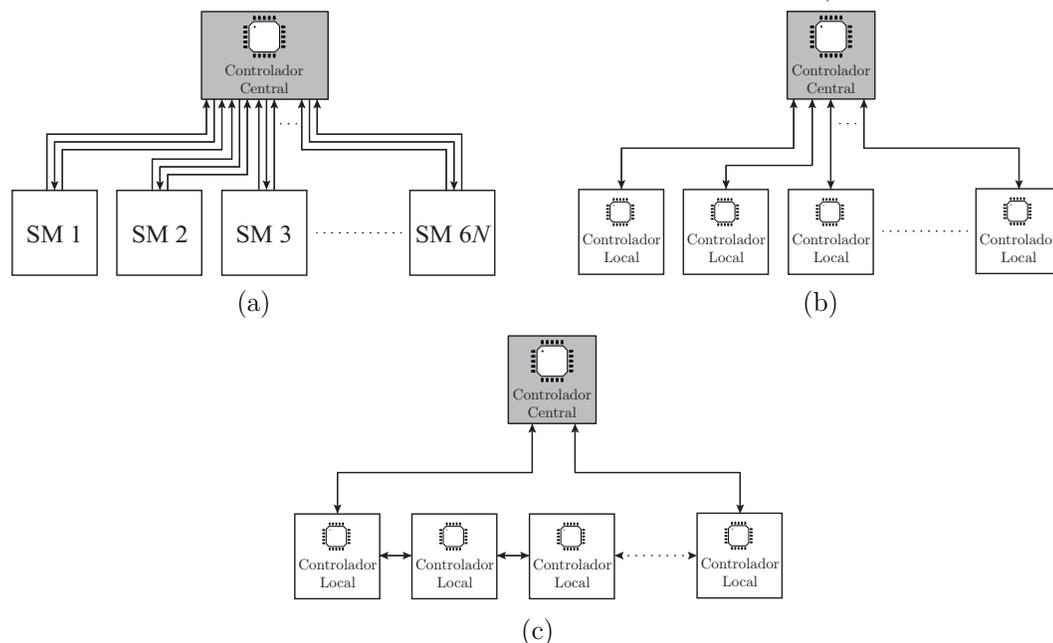
Os sistemas de comunicação têm se mostrado fundamentais em aplicações com sistemas de controle distribuídos para conversores multiníveis (ATALIK et al., 2012; GULTEKIN; ERMIS, 2013; HWANG et al., 2013; MCGRATH; HOLMES; KONG, 2014; PARKER; RAN; FINNEY, 2013), uma vez que os sinais de controle, modulação, proteção e medição, devem ser compartilhados entre o gerenciamento e os controladores

central e locais. Em um MMC trifásico, o controlador central compartilha informações com $6N$ SMs, onde N é o número de SMs em um polo do MMC.

As estruturas de comunicação comumente empregadas em conversores multiníveis são classificadas como estruturas centralizadas ou estruturas distribuídas. Em relação às estruturas de comunicação aplicadas ao MMC, pode-se classificá-las em três categorias: (i) estrutura radial centralizada, Figura 3.1 (a); (ii) estrutura radial distribuída, Figura 3.1 (b); e (iii) estrutura anel distribuída, Figura 3.1 (c). A estrutura radial centralizada caracteriza-se por um sistema de gerenciamento e controle central composto por um ou mais controladores centralizados, que trocam sinais diretamente com os circuitos de medição e acionamento dos SMs, sem a necessidade de processadores locais. Já a estrutura distribuída, seja radial ou anel, possui controladores locais em cada SM e um controlador centralizado, onde ambos trocam informações das estratégias de controle, modulação, medição e proteções central e locais.

Ressalta-se que, dependendo da estrutura de comunicação e controle adotada, pode-se limitar a escalabilidade do conversor e, conseqüentemente, a potência processada pelo mesmo. Neste caso, esta restrição pode ocorrer devido ao número limitado de canais de comunicação dos controladores centrais, à limitação da velocidade de comuni-

Figura 3.1 – Estruturas de controle aplicadas ao MMC. (a) Estrutura radial centralizada (SIEMASZKO, 2015; ZHOU et al., 2014). (b) Estrutura radial distribuída (BINBIN LI et al., 2014; LAGO; SOUSA; HELDWEIN, 2013). (c) Estrutura em anel (DAN BURLACU et al., 2015; HUANG; TEODORESCU; MATHE, 2013; TOH; NORUM, 2013b).



Fonte: Próprio autor.

cação entre os processadores central e locais, à topologia do sistema de comunicação e à estrutura do sistema de controle.

Além destes fatores, os trabalhos de Huang (2013), Laakkonen (2010) e Azidehak, Yousefpoor e Bhattacharya (2014) sugerem que os seguintes aspectos sejam considerados na concepção da estrutura do sistema de controle e da comunicação: (i) a sincronização com um número elevado de SMs torna-se um desafio, uma vez que é necessário sincronizar a medição, o controle, a modulação e a transmissão de todas as informações; e (ii) os SMs possuem diferentes potenciais de tensão em relação à terra, assim existe a necessidade de isolamento entre os SMs. Neste caso, a isolamento é necessária por dois motivos (LAAKKONEN, 2010): o primeiro é a isolamento galvânica dos SMs, normalmente garantida através do uso de fibras ópticas, e a segunda é a tolerância do sistema de comunicação à interferência eletromagnética (*Electromagnetic Interference – EMI*).

3.2.1 Estrutura radial centralizada

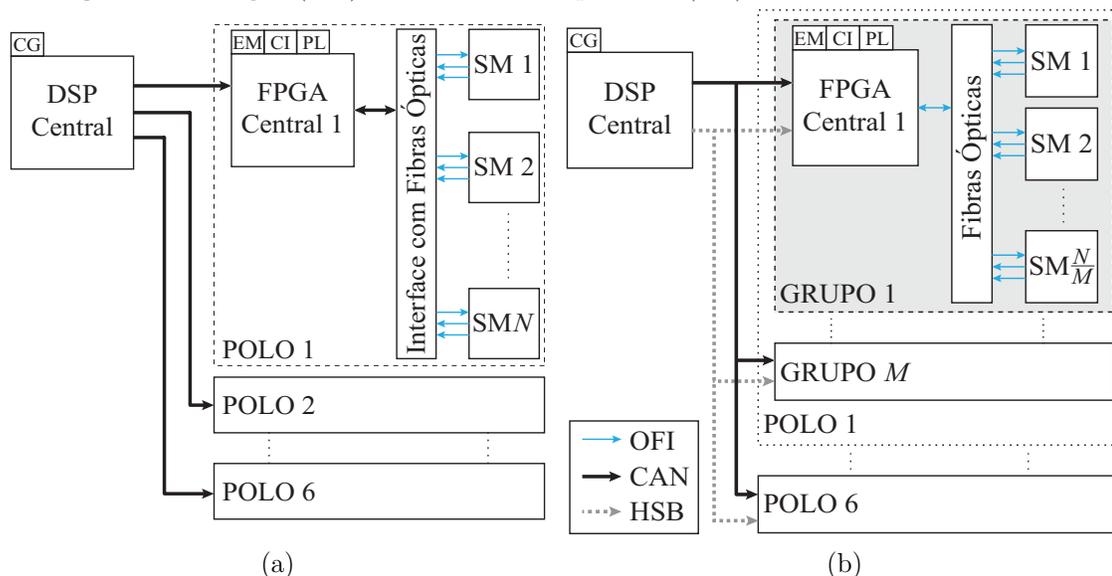
A estrutura de comunicação para o sistema de gerenciamento e controle centralizado, ilustrado na Figura 3.1 (a), é considerada simples devido ao gerenciamento e controle ocorrerem somente no processador central. Neste caso, o processador central necessita receber separadamente a tensão de cada capacitor, os sinais de falha retornados por circuitos *gate-driver*, além de enviar separadamente os sinais PWM para cada SM bem como sinais de habilitação.

Em sistemas de controle centralizados, utiliza-se um processador central, que é responsável por realizar o gerenciamento e o controle de todas as informações do conversor multinível. Em aplicações onde o número de SMs é reduzido, o sistema de gerenciamento central pode facilmente ser utilizado para processar todas as informações do conversor (SIEMASZKO, 2015), (ZHOU et al., 2014). Apesar de não necessitar de grande velocidade de processamento para atender aos requisitos de comunicação, a quantidade de conexões para o sistema radial centralizado eleva-se significativamente com o aumento do número de SMs. De acordo Huang (2013), o uso da estrutura radial centralizada pode limitar significativamente o número de SMs, dependendo da estrutura do sistema de controle e também do Arranjo de Portas Programável em Campo (*Field Programmable Gate Array – FPGA*) utilizado para a interface com os SMs.

Alguns sistemas de controle propostos para aplicações HVDC (BERGNA et al., 2013; SOLAS et al., 2013a) fazem uso de sistemas de comunicação radiais centralizados e, assim, podem ficar limitados ao número de saídas lógicas do processador central. Isto ocorre uma vez que todos os SMs possuem comunicação exclusiva com o processador central, que envia diretamente os sinais PWM via conexões com fibra óptica para os processadores locais ou *gate-drivers* dos SMs. Desta forma, a estrutura radial centralizada fazendo o uso de apenas uma FPGA pode limitar a escalabilidade do MMC.

Neste sentido, Siemaszko (2014) e Zhou et al. (2014) apresentam alternativas para esta limitação, propondo o uso de uma topologia radial com mais de uma FPGA central. Na estrutura proposta por Siemaszko (2014), apresentada na Figura 3.2 (a), cada polo possui uma FPGA que possui comunicação direta com todos os SMs deste polo. Apesar desta alternativa possibilitar o aumento da flexibilidade do MMC, a estrutura permanece limitada, uma vez que em cada polo será possível a implementação de um número de SMs três a quatro vezes menor que o número de saídas lógicas da FPGA devido ao uso de canais distintos para transmissão dos sinais de PWM, proteção e medição das tensões dos capacitores dos SMs. Neste sentido, Zhou et al. (2014) propôs a divisão dos SMs do polo em M grupos, conforme apresentado na Figura 3.2 (b), possibilitando a conexão de $\frac{N}{M}$ SMs em uma mesma FPGA e, conseqüentemente, do ponto de

Figura 3.2 – Estruturas radiais centralizadas aplicadas ao MMC. (a) (SIEMASZKO, 2015). (b) (ZHOU et al., 2014). Legenda: Proteção (PL); Controle Global (CG); Controle Individual (CI); Estratégia de Modulação (EM); Controle de Temperatura (CT).



Fonte: Próprio autor.

vista da estrutura comunicação, tornando o MMC expansível para um número maior de SMs. Nesta estrutura, a estratégia de modulação e o ajuste das tensões individuais dos capacitores são executadas separadamente em cada FPGA, ao passo que o sistema de controle das correntes e tensões equivalentes é implementado no processador central. Por outro lado, esta estrutura necessita do uso de dois sistemas de comunicação, um em alta velocidade (*High Speed Bus* – HSB) e outro em baixa velocidade (CAN) para que seja possível implementar a troca de informações entre o processador digital de sinais (DSP) central e os FPGAs nos polos.

3.2.2 Estrutura anel com processadores distribuídos

A estrutura de comunicação em anel é considerada apropriada para simplificar as conexões em conversores multiníveis, uma vez que as informações são enviadas através de protocolos de comunicações baseados na conexão ponto-a-ponto, ou seja, a informação passa por todos os SMs (DAN BURLACU et al., 2015; TOH; NORUM, 2013a).

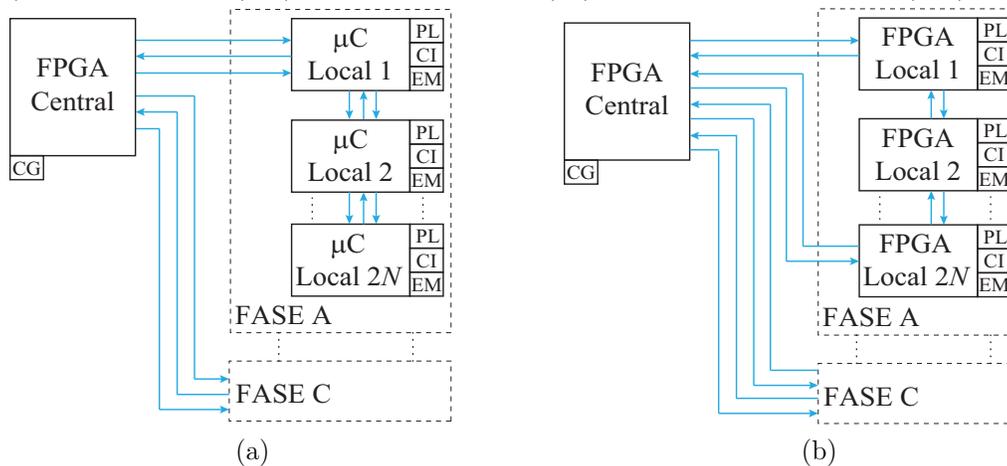
Estruturas de comunicação em anel com apenas um canal de comunicação podem se tornar insuficientes quando o número de SMs aumenta, devido aos atrasos que ocorrem na comunicação sequencial (TOH; NORUM, 2013a). O aumento do número de SMs, causado pela necessidade do conversor suportar elevadas tensões, exige o aumento do número de canais isolados em paralelo. Em um MMC trifásico, os canais podem ser divididos em paralelo com o uso de uma estrutura em anel para cada fase do conversor, com o propósito de reduzir a quantidade de SMs no caminho de comunicação da estrutura anel (HUANG; TEODORESCU; MATHE, 2013; TOH; NORUM, 2013b), conforme apresentado na Figura 3.3 (a) e (b).

A maior desvantagem da estrutura anel é a operação de todo o sistema estar vulnerável à falha na comunicação de um SM. A ocorrência da falha de comunicação de um SM pode ocasionar a perda de controle sobre os SMs à jusante do SM com falha. A alternativa utilizada por Dan Burlacu et al. (2015) e Toh, Norum (2013a) minimiza este efeito com o uso de dois canais com sentidos de comunicação contrários, conforme apresentado na Figura 3.3 (b). Contudo, esta alternativa limita-se ao funcionamento adequado do MMC apenas quando o mesmo opera com falha em um SM.

3.2.3 Estrutura radial distribuída

A estrutura radial distribuída é caracterizada por um processador central e processadores locais para cada SM. Nesta estrutura, as estratégias de modulação podem

Figura 3.3 – Estruturas em anel distribuídas aplicadas ao MMC. (a) (HUANG; TEODORESCU; MATHE, 2013). (b) (DAN BURLACU et al., 2015; TOH; NORUM, 2013b). Legenda: Proteção (PL); Controle Global (CG); Controle Individual (CI); Estratégia de Modulação (EM).



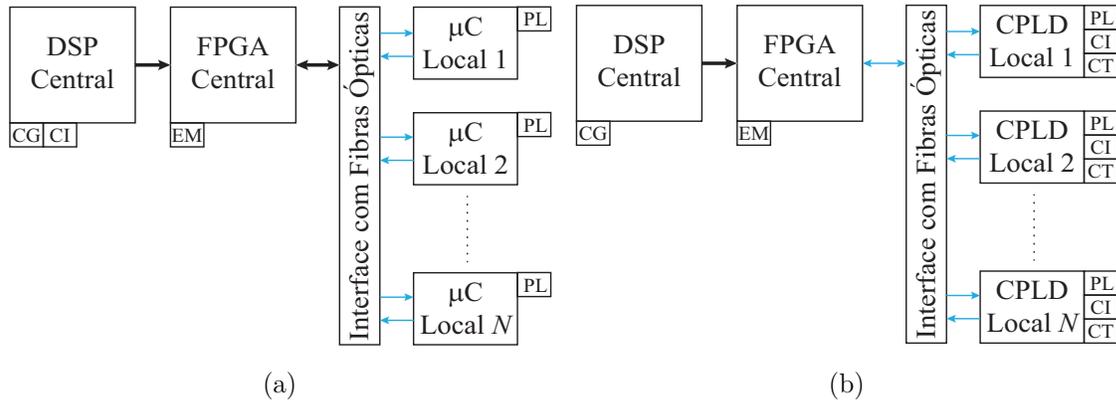
Fonte: Próprio autor.

ser implementadas no processador central com o propósito de sincronizar facilmente as portadoras, conforme utilizado por Lago, Souza e Heldwein (2013). Nesta estratégia, os processadores dos SMs têm a função de decodificar os sinais PWM, enviar as medições das tensões e realizar a proteção local em caso de falhas, conforme apresentado na Figura 3.4 (a). Salienta-se que apesar desta estratégia reduzir a quantidade de informações quando comparada à estrutura radial centralizada, ainda fica limitada pela quantidade de entradas e saídas lógicas da FPGA central implementada.

Sob o mesmo ponto de vista, Binbin Li et al. (2014) propôs uma estrutura baseada em um gerenciamento distribuído composto por um DSP, uma FPGA e controladores locais do tipo CPLD em cada SM, conforme apresentado na Figura 3.4 (a). Neste caso, as estratégias de proteção local e de controle individual são implementadas nos controladores locais com o propósito de diminuir ainda mais a quantidade de informações enviadas aos processadores centrais.

De forma geral, a estratégia radial distribuída possibilita localmente a implementação das estratégias de controle, modulação e proteção individuais de cada SM. Desta forma, é possível que o sistema de controle central receba uma quantidade menor de informações dos SMs, com o propósito de simplificar o sistema de comunicação e aumentar a escalabilidade do MMC para aplicações com elevado número de SMs.

Figura 3.4 – Estruturas radiais distribuídas aplicadas ao MMC. (a) (LAGO; SOUSA; HELDWEIN, 2013). (b) (BINBIN LI et al., 2014). Legenda: Proteção (PL); Controle Global (CG); Controle Individual (CI); Estratégia de Modulação (EM); Controle de Temperatura (CT).



Fonte: Próprio autor.

3.2.4 Comparação entre as estruturas de comunicação e controle

A análise qualitativa das estruturas radial centralizada, radial distribuída e anel distribuída possibilita a identificação de limites físicos. A Tabela 3.1 ilustra uma comparação qualitativa entre as três estruturas. Os itens comparados são o número mínimo de canais de fibra óptica necessários, escalabilidade, complexidade para realizar a sincronização entre portadoras das estratégias de modulação e a principal limitação para elevar o número de SMs.

Considerou-se as seguintes hipóteses para a análise do número mínimo de canais de fibra óptica:

- As estratégias de controle, modulação, proteção são realizadas no processador central;
- As medições são realizadas com a transmissão de um bit para a informação da tensão dos capacitores, obtido através de um conversor tensão-frequência (descrito na seção 3.3.1), uma vez que simplificam o sistema de comunicação da estrutura centralizada.

Inicialmente, na estratégia centralizada considera-se que sejam utilizados um canal para retorno de falha, um canal para medição da tensão, um canal para o sinal PWM e um canal para habilitação do SM, o que exige no mínimo quatro canais de comunicação por SM, totalizando $24N$ canais de comunicação em um MMC trifásico.

Tabela 3.1 – Comparação qualitativa entre as estruturas de controle distribuído.

Descrição	Radial	Anel	Radial
	Centralizada	Distribuída	Distribuída
Número mínimo de canais de comunicação por fibras ópticas	$24N$	$24N+12$ (Dupla) $12N+6$ (Simples)	$12N$
Escalabilidade	Baixa	Média	Alta
Complexidade de sincronização entre portadoras das estratégias de modulação	Baixa	Alta	Média
Principal limitação com o aumento do número de SMs	Baixo número de entradas e saídas lógicas	Tempo de atraso ponto-a-ponto significativo	Densidade de informações recebidas e enviadas pelo processador central

Fonte: Próprio autor.

Já na estrutura anel distribuída são utilizados dois canais para comunicação serial entre os SMs, que envia informações de controle, modulação e proteção na forma dupla, para evitar a perda de comunicação no caso de falha de um SM. Neste caso, o número de canais de fibra óptica para o canal simples fica limitado a no mínimo duas fibras ópticas por SM e a um conjunto extra em cada polo para fechar laço de comunicação, totalizando $12N+6$ canais de comunicação em um MMC trifásico. Por outro lado, o canal duplo exige $24N+12$ fibras ópticas.

A estrutura radial distribuída apresenta o resultado mínimo de canais de fibra óptica. Nesta estrutura, espera-se que sejam utilizados no mínimo dois canais de comunicação por SM, totalizando $12N$ canais de comunicação em um MMC trifásico.

3.3 ESTRATÉGIAS PARA OBTENÇÃO DAS TENSÕES DOS POLOS EQUIVALENTES

De acordo com a Seção 2.6, o funcionamento adequado do MMC é obtido através de um sistema de controle que realize o balanço de potência entre o barramento CC, os SMs e a rede elétrica CA, onde normalmente é necessária a medição das tensões dos capacitores para atingir estes objetivos. O MMC usualmente tem um grande número de submódulos (SMs) conectados em série em aplicações de altas potências, e um grande número de sensores de tensão são necessários para garantir o seu funcionamento

adequado. Estas medições são comumente transmitidas para um controlador central (HAGIWARA; MAEDA; AKAGI, 2011; HARNEFORS et al., 2013; MESHARAM; BORGHATE, 2015; SIEMASZKO, 2015; SOLAS et al., 2013a) o que pode aumentar a complexidade de comunicação entre os SMs e o controlador central na medida que o número de SMs aumenta. Neste caso, o aumento do número de SMs exige o uso proporcional de sensores de tensão que, conseqüentemente, reduz a confiabilidade do sistema de comunicação devido ao aumento da complexidade de *hardware* e do fluxo de informações.

Com o propósito de diminuir a quantidade de informações enviadas ao processador central, distintas propostas têm sido utilizadas para transmitir e controlar as tensões dos capacitores. Estas estratégias podem ser classificadas em três categorias: estratégias com o envio das $6N$ tensões dos capacitores ao processador central (BINBIN LI et al., 2014; DERVIŠKADI, 2012; FAN et al., 2017; MATHE; BURLACU; TEODORRESCU, 2016; ZHOU et al., 2014); (ii) estratégias com a redução do número de tensões enviadas ao processador central (D'ARCO; SUUL, 2013; JUNG et al., 2014; PICAS et al., 2016; SIEMASZKO, 2015); e (iii) estratégias sem o envio das tensões dos capacitores para o processador central (ABUSHAFA et al., 2015; AHMED; ADAM, 2014; ALWEDAMI; AL-HOSANI; BEIG, 2015; ANGQUIST et al., 2011; ELSEROUGI et al., 2014; GHAZANFARI; MOHAMED, 2015; ILVES et al., 2012; NADEMI; DAS; NORUM, 2015; SHAO et al., 2015; SILVA; VIEIRA; RECH, 2015).

3.3.1 Estratégias com envio das $6N$ tensões dos capacitores ao processador central

Na maioria das aplicações, as tensões dos capacitores têm sido obtidas com o uso de sensores de tensão convencionais e enviadas a um único processador. Os principais métodos utilizados para medição das tensões dos capacitores dos SMs são: (i) sensores de tensão convencionais; e (ii) Conversor de Tensão para Frequência (VFC – *Voltage-to-Frequency Converter*) ou Osciladores Controlados por Tensão (VCO – *Voltage Controlled Oscillator*).

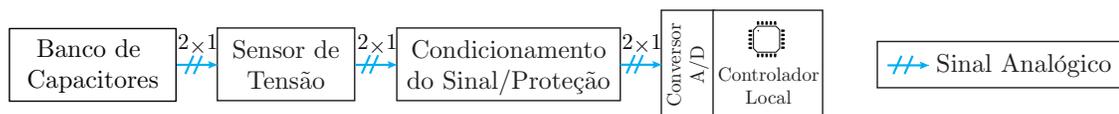
As estratégias de medições convencionais possuem como principal vantagem a linearidade no processo de medição. Estes sistemas possuem uma estrutura baseada na obtenção da tensão dos capacitores através de sensores de tensão isolados ou não-isolados, circuito de condicionamento de sinais, proteção contra sobretensão e conversor

analógico-digital, conforme apresentado na Figura 3.5. Neste caso, são utilizados sensores locais não isolados, uma vez que a isolamento é garantida no sistema de comunicação através de um conjunto de fibras ópticas.

Conforme visto na seção 3.2, o fluxo de informações no sistema de comunicação é elevado em estruturas de controle e a modulação implementadas na forma centralizada. Uma alternativa que tem sido utilizada é realizar a medição e o controle individual das tensões dos capacitores em um processador local. Nestes casos, o aumento da escalabilidade do MMC é obtido em sistemas de comunicação onde os processadores distribuídos nos SMs se comunicam diretamente com o processador central do conversor ou indiretamente através processadores distribuídos nos polos, os quais realizam a interconexão entre os processadores locais e central. Apesar desta configuração aumentar a escalabilidade do MMC, a tensão medida localmente em cada SM deve ser necessariamente enviada ao processador central ou ao processador do polo para a execução da estratégia de controle das TCPEs, que faz uso da soma das tensões CC de todos os capacitores. Assim, todos os processadores locais necessitam enviar informações ao processador central do conversor ou do polo, permanecendo um elevado fluxo de informações e, conseqüentemente, limitando a escalabilidade do MMC.

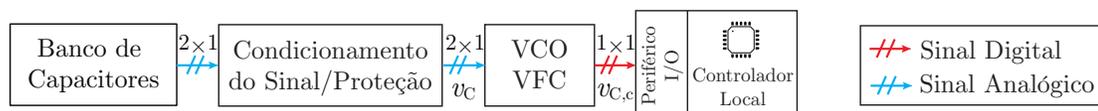
Para minimizar o problema exposto, Derviškadi (2012) apresenta uma comparação entre duas alternativas para simplificação do sistema de comunicação a partir da alteração da forma como as tensões dos capacitores são medidas. As estratégias VCO/VFC são baseadas na conversão de tensão em frequência para a obtenção das tensões dos capacitores dos SMs. Estas estratégias convertem o sinal de tensão em uma forma de onda quadrada com frequência proporcional à amplitude do sinal de tensão medido.

Figura 3.5 – Estrutura de medição com sensor de tensão convencional.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.6 – Conceito genérico de medição com uso de VCO/VFC.

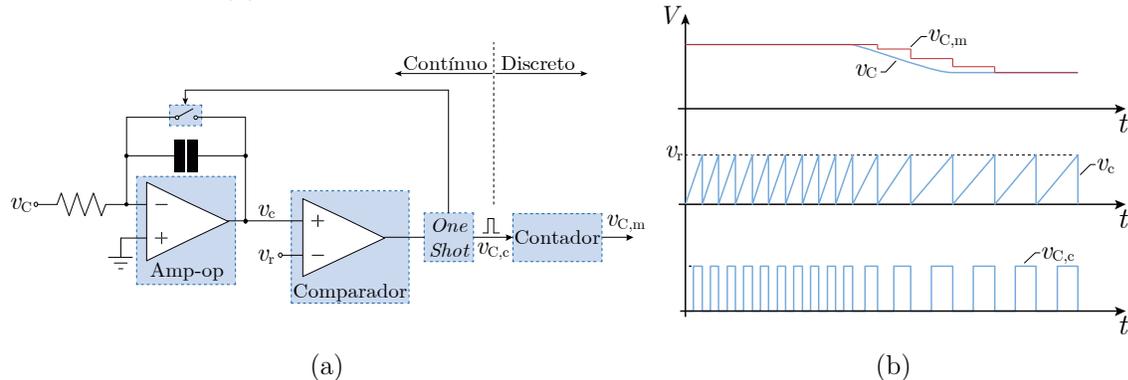


Fonte: Próprio autor.

As estratégias VCO/VFC possuem a vantagem de reduzir complexidade do envio de informações dos SMs para o controlador central, uma vez que apenas um bit é suficiente para transmitir a informação de cada tensão. Da mesma forma que sistemas convencionais de medição, é necessário o uso de um circuito de condicionamento de sinal que reduz os níveis de tensão para valores dentro dos limites de operação dos dispositivos VCO/VFC. Apesar disto, não é necessário o uso de conversores analógicos-digitais, conforme conceito genérico apresentado na Figura 3.6, uma vez que podem ser conectados diretamente aos periféricos de entrada e saída lógica de um controlador central ou local.

Na Figura 3.7 é apresentado o conceito genérico de um VFC do tipo rampa, contemplando o condicionamento analógico e a aquisição digital. A parte analógica é composta por uma topologia integradora de amplificador, um comparador e um circuito de pulso para reinicialização da função integradora, e a parte discreta é composta por um contador, conforme apresentado na Figura 3.7 (a). Neste circuito, a inclinação da rampa integradora de entrada é proporcional à tensão de entrada. Quando o resultado desta integração $v_c(t)$ intercepta a referência $v_r(t)$ do comparador, este aciona o interruptor de descarga do capacitor, reiniciando o processo de integração. Neste sentido, a frequência de saída do pulso gerado pelo comparador é proporcional à tensão de entrada, conforme pode ser verificado na Figura 3.7 (b). Observa-se que a diminuição da tensão de entrada medida reduz a derivada de $v_c(t)$ e, conseqüentemente, a frequência do sinal de saída $v_{c,c}(t)$. Esta frequência é normalmente convertida para valor digital através de um contador digital (que atua em uma janela de tempo).

Figura 3.7 – Conceito genérico de um conversor de tensão em frequência do tipo rampa. (a) Topologia básica. (b) Formas de onda de entrada e saída teóricas.



Fonte: Próprio autor.

A principal desvantagem dos dispositivos VCO/VFC é a não linearidade de conversão. Segundo Derviškadi (2012), os valores de medição podem divergir $\pm 5\%$ do valor de tensão real dos mesmos, uma vez que não é possível obter linearidade para ampla faixa de variação de frequência dos VCO/VFC. Mediante o exposto, uma vez identificada a região linear, os dispositivos VCO/VFC podem ser projetados para operar em uma frequência de saída centralizada nesta região, onde a frequência central representa a tensão nominal dos capacitores do MMC, possibilitando a operação nominal do MMC dentro de uma faixa linear de operação.

3.3.2 Estratégias com a redução do número de tensões enviadas ao processador central

Recentemente, estratégias apresentam propostas para a redução do número de sensores de tensão através da medição e do envio das tensões sintetizadas nos terminais de saída dos SMs, conforme apresentado por D’arco e Suul (2013) e Pou et al. (2016), ou através da redução da amostragem das tensões individuais dos capacitores, como apresentado por Jung et al. (2014).

D’arco e Suul (2013) propuseram a obtenção das tensões individuais dos capacitores a partir de uma estratégia preditiva baseada na medição das tensões sintetizadas nos terminais de saída dos SMs, na medição das correntes dos polos e nos sinais das modulantes aplicadas em cada SM, conforme apresentado na Figura 3.8 (a). Esta estratégia utiliza apenas dois sensores de tensão por fase para fornecer as tensões individuais de capacitores, independentemente do número de SMs conectados em série.

Apesar da vantagem supracitada, salienta-se que a estratégia de predição proposta por D’arco e Suul (2013) possui limitações quando implementada com estratégias de modulação com elevadas frequências de comutação, uma vez que os sensores de tensão possuem limitada banda-passante, podendo não medir precisamente as tensões devido à elevada dv/dt presente nas tensões dos polos. Esta característica se torna mais significativa com o aumento do número dos SMs e com o emprego de estratégias PWM como, por exemplo, a estratégia com portadoras deslocadas em fase (*Phase-Shift* PWM – PSPWM) que sintetiza uma tensão no polo com frequência de comutação resultante em Nf_{sw} .

Em relação à estratégia de D’arco e Suul (2013), salienta-se também que o erro de medição aumenta quando os capacitores dos SMs são inseridos em curtos intervalos de tempo dentro do período de comutação. Além disso, observa-se que os sensores de

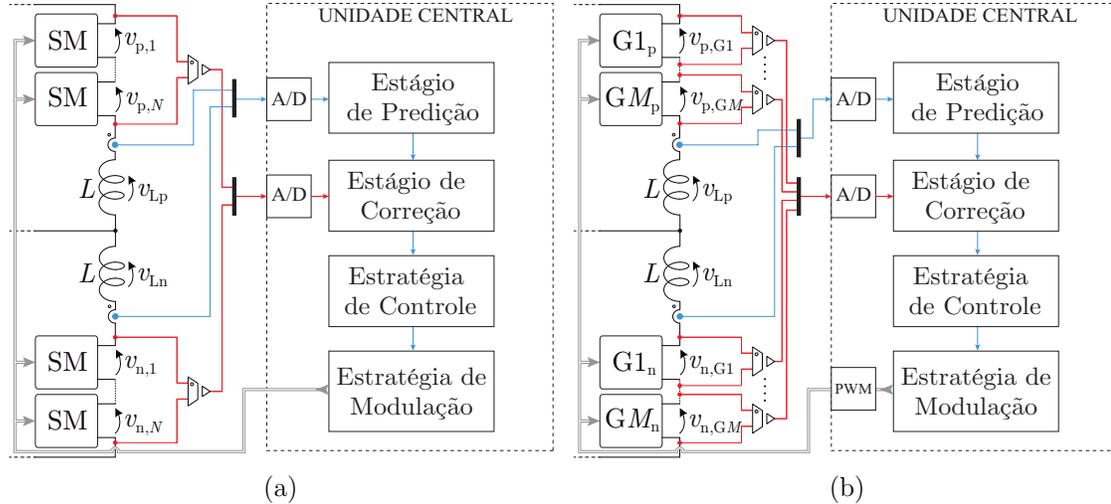
tensão devem suportar maiores níveis de tensão, visto que a tensão dos terminais de um grupo de SMs é aplicada ao sensor.

De forma semelhante, Pou et al. (2016) propõem o agrupamento dos SMs em M grupos para realizar a medição da tensão de saída sintetizada por cada grupo de SMs, conforme ilustrado na Figura 3.8 (b). Esta estratégia também reduz a complexidade do sistema de comunicação e o número de canais para fazer a aquisição das variáveis, uma vez que é complementada com um algoritmo de correção, que tem o propósito de garantir a atualização periódica das tensões dos capacitores. Em síntese, a estratégia necessita deste algoritmo devido à acumulação de erro quando o respectivo capacitor não é inserido com frequência. Neste caso, a estratégia é integrada com um algoritmo de prioridade que ordena os SMs por necessidade de inserção.

Jung et al. (2014) apresenta uma estratégia para redução do custo da medição das tensões dos capacitores do MMC baseada na estimação da capacitância dos SMs e na diminuição da amostragem das tensões em um ciclo de chaveamento. No método convencional de medição das tensões dos capacitores de um MMC trifásico são realizadas $2N$ amostragens por fase (no total $6N$). Já na estratégia de Jung et al. (2014), os SMs de um MMC trifásico são separados em M grupos (polos), onde apenas um grupo é amostrado por vez em cada período de chaveamento, totalizando $6N/M$ amostragens por período de chaveamento. Quando uma das tensões dos capacitores não é amostrada, o observador é utilizado para prever a tensão CC do SM não amostrado. Além disso, a capacitância do SM é monitorada com um observador adaptativo com o propósito de reduzir o impacto da variação paramétrica da capacitância na observação das tensões dos capacitores. Apesar das características supracitadas, salienta-se que esta estratégia minimiza apenas a excessiva amostragem de dados e não a quantidade de elementos de comunicação de dados e sensores, uma vez que ainda são necessários $6N$ caminhos de comunicação e $6N$ sensores de tensão.

Além das características supracitadas, a estratégia proposta por Pou et al. (2016) não apresenta robustez a variações paramétricas da capacitância dos SMs, sendo necessário o uso de um estimador das capacitâncias. Por outro lado, igualmente à proposta de D'arco e Suul (2013), a resposta em frequência dos sensores pode interferir nas medições quando o MMC opera com estratégias PWM.

Figura 3.8 – Estratégias com medição dos terminais de saída dos SMs. (a) Topologia com única medição por polo (D’ARCO; SUUL, 2013). (b) Topologia com M medições por polo (PICAS et al., 2016).



Fonte: Próprio autor.

3.3.3 Estratégias sem o envio das tensões dos capacitores para o processador central

Com o objetivo de minimizar as desvantagens mencionadas nas seções 3.3.1 e 3.3.2, o interesse em aplicar estratégias de observação das tensões dos capacitores do MMC cresceu significativamente. Estratégias de observação *sensorless* têm sido propostas para realizar o controle de sistemas sem o uso de sensores. Dentre as principais estratégias empregadas, cita-se: estratégias de operação em malha aberta (AHMED; ADAM, 2014; ANGQUIST et al., 2011; ELSEROUGI et al., 2014; GHAZANFARI; MOHAMED, 2015; ILVES et al., 2012), observador adaptativo a partir de filtro de Kalman (ABUSHAFA et al., 2015), observadores adaptativos *backstepping* (NADEMI; DAS; NORUM, 2015; NAJMI; NADEMI; BURGOS, 2014) e observadores por modos deslizantes (*Sliding-Mode Observers – SMO*) (AL-WEDAMI; AL-HOSANI; BEIG, 2015; SHAO et al., 2013b, 2015).

Dentre essas estratégias, a operação do MMC em malha aberta com o uso de observadores da energia armazenada (ANGQUIST et al., 2011) ou técnicas de rotação de pulsos (AHMED; ADAM, 2014; ELSEROUGI et al., 2014; GHAZANFARI; MOHAMED, 2015; ILVES et al., 2012) têm sido propostas para realizar o controle das tensões dos capacitores com requisitos de comunicação mínimos. Embora estas estraté-

gias eliminem os sensores de tensão dos capacitores, simplificando o sistema de comunicação, a operação em malha aberta compromete a estabilidade do MMC.

As estratégias de balanço das tensões propostas por Ahmed e Adam (2014) e Elserougi et al. (2014) são implementadas sem o uso de sensores de tensão, e por Ghazanfari e Mohamed (2015) e Ilves et al. (2012) sem sensores de tensão e corrente. A ideia principal desta estratégia é aplicar a rotação dos pulsos resultantes da estratégia de modulação, de forma a distribuir igualmente o processamento de potência ativa nos SMs. Apesar dos resultados experimentais comprovarem a eficácia das estratégias para uma condição específica, os autores não apresentam as formas de onda da corrente interna, a qual necessita de um sistema de controle, não possibilitando neste caso o controle do fluxo de potência global do conversor. Como desvantagem também salienta-se que esta estratégia não apresenta realimentação de nenhuma informação, estando vulnerável a diferenças no tempo de acionamento dos interruptores, variações paramétricas e perturbações no sistema.

Diante do problema de estabilidade das estratégias em malha aberta, observadores adaptativos têm sido utilizados principalmente devido à robustez para variação paramétrica, dinâmicas não modeladas e perturbações no sistema (NAJMI; NADEMI; BURGOS, 2014). Por outro lado, estas estratégias aumentam significativamente a complexidade para a observação das tensões dos capacitores dos SMs.

De forma semelhante aos observadores adaptativos, a estratégia de observação por modos deslizantes também tem se mostrado atrativa devido à robustez perante incertezas paramétricas e à capacidade de rejeição a distúrbios (SHAO et al., 2013a; SILVA; VIEIRA; RECH, 2015; UTKIN, 1993; VIEIRA et al., 2014). Além do mais, as estratégias de observação por modos deslizantes apresentam simplicidade de implementação quando comparadas às demais estratégias supracitadas.

Desta forma, Shao et al. (2013b, 2014, 2015) propôs uma estratégia de observação por modos deslizantes para identificação de falhas nos semicondutores dos SMs do MMC. Este método baseia-se na comparação entre o estado observado com o estado medido, de modo que a existência de diferença entre ambos indica a ocorrência de uma falha no semicondutor do SM. Além disso, a robustez do observador é melhorada através da estimação das incertezas do sistema.

Ao contrário das estratégias de (AL-WEDAMI; AL-HOSANI; BEIG, 2015; SHAO et al., 2015; WANG et al., 2016), uma das características e contribuições dos observadores propostos é a adição de termos dependentes do erro de observação de corrente na equação diferencial da tensão observada. Estes termos resultam em uma convergência mais rápida da tensão observada em relação ao seu valor real e ainda garantem uma maior robustez do método proposto.

3.3.4 Comparação das estratégias de obtenção das tensões dos capacitores

Na Tabela 3.2 é apresentada uma comparação entre as estratégias para obtenção das tensões dos capacitores dos SMs, classificadas como estruturas com $6N$ sensores de tensão, estruturas com redução do número de sensores e estruturas com a eliminação dos sensores de tensão. Nesta tabela são qualificados: (i) o número de aquisições de tensão dos capacitores (para MMC trifásico); (ii) a densidade de informações dos SMs para o processador central; (iii) a complexidade de implementação para elevado número de SMs; e (iv) a robustez à variação paramétrica e dinâmicas não modeladas.

Entre as estratégias com $6N$ sensores, a estratégia proposta por Jung et al. (2014) utiliza uma frequência de amostragem das tensões mais lenta, apresentando redução significativa da densidade de informações enviadas ao processador central, já que os sistemas de controle das tensões dos capacitores normalmente possuem resposta dinâmica lenta. Apesar desta característica, o aumento do número de SMs ainda fica limitado à estrutura de comunicação empregada, sendo necessário agrupá-los de acordo com as estruturas centralizadas propostas por Siemaszko (2014) e Zhou et al. (2014).

As propostas de D’arco e Suul (2013) e Pou et al. (2016) reduzem a quantidade de sensores de tensão para no mínimo 6 ou 12, necessários para o controle do MMC, e, além disso, possibilitam o aumento do número de SMs sem a necessidade do agrupamento dos mesmos, o que simplifica a estrutura de comunicação e a torna uma alternativa competitiva para aplicações de alta potência. Embora estas estruturas utilizem no mínimo 6 ou 12 sensores de tensão, apresentam limitação quando operam com estratégias de modulação PWM, necessitando de sensores com banda passante e isolamento de tensão mais elevadas que configurações convencionais.

Estratégias propostas para eliminar os sensores de tensão operando em malha aberta apresentam baixa robustez a variações paramétricas e dinâmicas não modeladas, como, por exemplo, as estratégias de rotação de pulsos. Já observadores adaptativos ou

Tabela 3.2 – Comparação entre as estratégias para obtenção das tensões dos capacitores.

	Descrição	(i)	(ii)	(iii)	(iv)
Envio das $6N$ Tensões	Convencional	$6N$	Alta	Média	Sim/Sim
	VFC/VCO	$6N$	Média	Média	Sim/Sim
Redução do número de tensões enviadas	Subamostragem (JUNG et al., 2014)	$6N$	Baixa	Baixa	Sim/Sim
	Medição da tensão dos polos (D'ARCO; SUUL, 2013)	6	Baixa	Média	Sim/Sim
	Medição da tensão dos polos com agrupamento (PICAS et al., 2016)	Mínimo de 12	Baixa	Média	Sim/Sim
Eliminação do envio das tensões ao processador central	Estratégias em malha aberta AHMED e ADAM (2014) ELSEROUGI et al. (2014) GHAZANFARI e MOHAMED (2015) ILVES et al. (2012)	0	Nula	Média	Não/Não
	Observadores adaptativos (ABUSHAFA et al., 2015) (NAJMI; NADEMI; BURGOS, 2014) (NADEMI; DAS; NORUM, 2015)	0	Nula	Alta	Sim/Não
	Observadores por modos deslizantes (AL-WEDAMI; AL-HOSANI; BEIG, 2015) (SHAO et al., 2013b, 2015)	0	Nula	Baixa	Sim/Não

(i) – Número de tensões dos capacitores enviadas ao processador central (considerando o MMC trifásico)

(ii) – Densidade de informações das tensões dos capacitores dos SMs para o processador central

(iii) – Complexidade de implementação para elevado número de SMs

(iv) – Robustez à variação paramétrica e dinâmicas não modeladas (tensões equivalentes/tensões individuais)

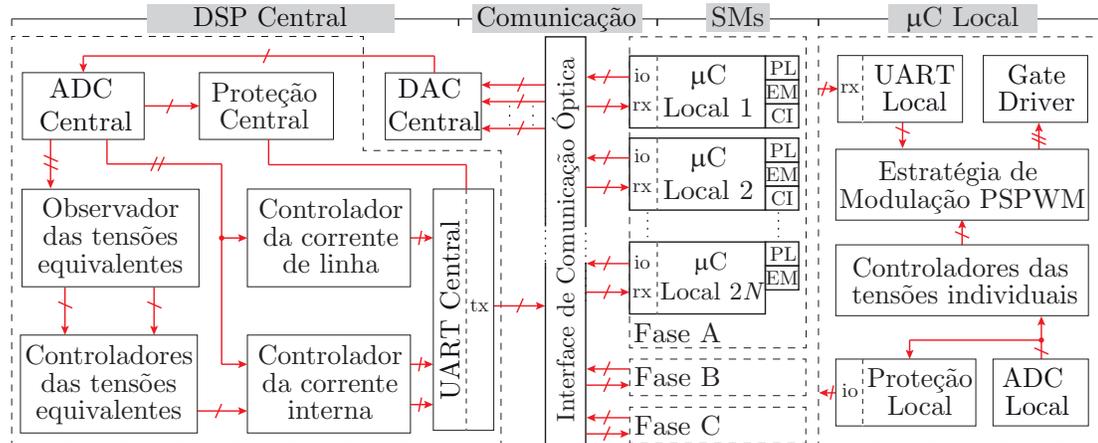
Fonte: Próprio autor.

em observadores por modos deslizantes apresentam vantagem significativa em relação a estas estratégias, destacando-se a estratégia de observação por modos deslizantes que tem como uma das principais características a simplicidade de implementação.

3.4 ESTRUTURA DE COMUNICAÇÃO E CONTROLE DISTRIBUÍDO PROPOSTA

De acordo com as características das estruturas de comunicação e controle apresentadas nas seções anteriores, a estrutura empregada nesta Tese baseia-se na estrutura radial distribuída, principalmente por ser uma topologia facilmente expansível, quando comparada à estrutura centralizada. Ainda, buscando minimizar as desvantagens apon-

Figura 3.9 – Estrutura de comunicação e controle proposta. Legenda: Proteção Local (PL); Controle Individual (CI); Estratégia de Modulação (EM).



Fonte: Próprio autor.

tadas nas estruturas de comunicação e controle, propõe-se empregar a estrutura radial distribuída com uso de processador central e de processadores locais, conforme apresentado na Figura 3.9.

Nesta topologia, o sistema de controle do MMC é parcialmente implementado no processador central, que compreende o uso das malhas de corrente (interna e de linha) e das malhas das TCPEs (soma e subtração das TCPEs). As malhas individuais são implementadas em $N-1$ controladores locais, visto que o SM N não possui a tensão do capacitor diretamente ajustada pelo sistema de controle proposto. Assim, a medição da tensão no SM N é utilizada com propósito de implementar a proteção local do mesmo.

As correntes de cada fase são medidas através de sensores de corrente e convertidas no processador central para a implementação das malhas de controle das correntes internas e, além disso, para o envio das mesmas aos processadores locais. A soma e a subtração das tensões dos capacitores são obtidas a partir de observadores por modos deslizantes, onde são utilizadas as medições das correntes, da tensão de fase e as modulantes comuns a todos os SMs, medidas e calculadas no processador central. Esta estratégia reduz significativamente o fluxo de informações entre o processador central e os processadores locais, visto que não é necessário o envio das tensões de cada capacitor ao processador central.

Neste sentido, acredita-se que o uso dos observadores das TCPE proporciona uma redução significativa dos canais de comunicação necessários e da quantidade de informações enviadas ao processador central. Verifica-se que as informações a serem

enviadas/recebidas entre o processador central e processadores locais resumem-se em: (i) envio das ações de controle comuns a todos os SMs; (ii) envio da informação das correntes internas; e (iii) retorno dos sinais de falha.

A estrutura de controle e comunicação proposta permite a implementação de um sistema de proteção central a partir do uso do observador das tensões equivalentes e um sistema de proteção local. A proteção central verifica a existência de sobrecarga ou curto-circuito CC ou CA através da medição das correntes dos polos e sobretensões ou afundamentos de tensão com a medição da tensão do barramento CC e de fase. A proteção local verifica a existência de sinais de erro dos circuitos de *gate-driver* ou a sobretensão nos capacitores dos SMs.

Outro fator importante é garantir a classe de isolamento de tensão entre os SMs. Tradicionalmente, os níveis de isolamento elétrica necessários para aplicações em altas tensões normalmente são atingidos através do uso de canais ópticos nos sistemas de comunicação devido aos diferentes potenciais de tensão dos SMs em relação à terra. Assim, optou-se pelo uso da comunicação serial (UART) no modo assíncrono para utilizar 2 canais ópticos por SM no sistema proposto. O envio de informações é comum para todos os SMs, já o retorno de informações limita-se apenas aos sinais individuais de falha, os quais são multiplexados no processador central através do uso de um conversor digital-analógico (DA) conectado ao conversor AD do processador central. Através do nível de tensão fornecido pelo conversor DA identifica-se quais SMs estão no modo falha.

3.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo realizou-se uma revisão e uma comparação das principais estruturas de comunicação/controle propostas na literatura para a operação do MMC com elevado número de SMs, normalmente necessário para operar em aplicações com altas tensões e altas potências. Além disso, alternativas para a obtenção das tensões dos capacitores foram apresentadas, sendo realizadas através de sensores de tensão convencionais, através de conversores de tensão em frequência e através de observadores.

Conforme apresentado, as estruturas de comunicação e controle distribuído são classificadas como estrutura radial centralizada, estrutura radial distribuída e estrutura

anel distribuída, onde verificou-se como principal vantagem das estruturas distribuídas a possibilidade de maior escalabilidade para o MMC.

As estruturas radiais centralizadas possuem como conceito básico o uso de um processador central que envia e recebe informações diretamente aos circuitos de *gate-driver*, circuitos de medição e circuitos de proteção. As principais desvantagens desta estrutura são o elevado número de canais de fibra óptica e a limitação do número de canais lógicos e conversores A/D dos processadores centralizados, que em alguns casos podem limitar o número de SMs. Logo, aplicações que demandem elevado número de SMs podem utilizar as estratégias com o agrupamento dos SMs através de uma ou mais FPGAs por polo, com o propósito de aumentar a escalabilidade do MMC. Por outro lado, ainda são necessários no mínimo $24N$ canais de comunicação, considerando canais dedicados à proteção (1 canal), medição da tensão do capacitor (1 canal) e sinal dos interruptores (1 canal) e canal de habilitação do SM.

Estruturas em anel possuem a operação de comunicação ponto-a-ponto, onde a informação passa por cada SM. Estas estruturas possuem vulnerabilidade em relação à falha dos SMs, onde o processo de comunicação é interrompido quando ocorre a falha de dois ou mais SMs, mesmo com o uso de canais duplos. Além disso, o atraso de tempo da comunicação ponto-a-ponto pode se tornar um desafio na sincronização dos PWMs com elevado número de SMs, podendo aumentar a THD da forma de onda multinível de saída.

Entre as estruturas distribuídas apresentadas, ressalta-se que a estrutura radial possui uma quantidade menor de limitações para expandir facilmente o número de SMs do MMC. As estruturas radiais distribuídas possibilitam a sincronização das portadoras de forma mais simples.

A escalabilidade é limitada nesta estrutura pela elevada densidade de informações enviadas ao processador central, principalmente devido ao envio das tensões dos capacitores para o controle do fluxo de potência global do MMC. Uma das maneiras de solucionar esta limitação é implementar as estratégias de controle local, modulação e proteção na forma local, e as estratégias de observação e controle global no processador central, resultando em uma redução significativa na quantidade de canais para realizar a troca de informações entre os processadores central e locais.

Além disso, o envio dos sinais de proteção ao processador central é outro fator importante que exige uma quantidade elevada de canais dedicados a esta função. Desta

forma, de modo semelhante ao apresentado por (SHAO et al., 2013b), é possível utilizar estratégias de observação para a identificação de falhas nos SMs do MMC.

Neste sentido, foi proposta uma estrutura de comunicação e controle aplicada ao MMC sem a necessidade de envio das tensões individuais ao processador central. Esta característica é atingida com o uso das estratégias de observação das tensões equivalentes dos capacitores, que permitem a obtenção da soma e da subtração das TCPEs.

A estratégia de observação por modos deslizantes é uma alternativa capaz de reduzir a complexidade de comunicação, principalmente em aplicações com elevado número de SMs, uma vez que não exigem que as tensões individuais dos capacitores sejam enviadas ao processador central. Além da característica intrínseca de simplicidade de implementação, os observadores por modos deslizantes são utilizados para fornecer ao sistema de controle central as informações das tensões equivalentes dos capacitores do MMC, usando apenas as medições das correntes dos polos, da tensão do barramento CC e da tensão de saída.

Capítulo 4

OBSERVADOR DAS TENSÕES DOS POLOS EQUIVALENTES POR MODOS DESLIZANTES EM TEMPO CONTÍNUO

4.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Neste capítulo são propostos dois observadores por modos deslizantes, com modelagem e desenvolvimento em tempo contínuo, aplicados no controle das tensões dos polos equivalentes do MMC. A proposta tem como propósito principal a redução do fluxo de informações na comunicação entre os processadores dos SMs e o processador central, o que é obtido através da estrutura radial distribuída proposta no Capítulo 3.

Os observadores das TCPEs operam no processador central, fornecendo as informações de tensão para os sistemas de controle da soma e da subtração das tensões dos capacitores. Já as tensões individuais são obtidas através do conversor analógico-digital do processador local, o qual fornece a informação da tensão para a malha de controle de tensão local e para a proteção contra sobretensão nos capacitores.

As provas de estabilidade dos observadores das tensões equivalentes são desenvolvidas no domínio do tempo contínuo com base em uma análise por Lyapunov. Além disso, a partir da discretização dos observadores, é apresentada a metodologia de projeto dos mesmos.

Os resultados de simulação obtidos no *software* PSIM® e experimentais obtidos com o protótipo apresentado no Apêndice B foram incluídos sob diferentes condições de operação do conversor e do sistema, tais como: (i) desempenho em regimes transitório e permanente entre os dois observadores; (ii) desempenho sob variações paramétricas; e (iii) desempenho sob distúrbios no sistema de controle, como variações das referências das malhas de controle das TCPEs.

4.2 OBSERVADOR POR MODOS DESLIZANTES DAS TENSÕES DOS CAPACITORES APLICADOS AO MMC

A teoria de sistemas de estrutura variável (SEV) foi proposta inicialmente por Emelyanov e colaboradores na década de 1950, como relatado em (EMELYANOV, 1967; UTKIN, 1993). A teoria SEV é fundamentada na utilização de um modelo matemático com uma malha de realimentação descontínua. Dentre as aplicações da teoria SEV, as estratégias de observação são utilizadas para obter os estados de um determinado sistema, onde a malha de realimentação descontínua permite que a trajetória dos estados fique confinada em uma superfície de deslizamento.

4.2.1 Conceitos dos observadores por modos deslizantes

De acordo com Utkin (1993), um sistema dinâmico opera em modo deslizante quando uma das entradas do sistema é uma função descontínua, onde a frequência da descontinuidade pode ser teoricamente infinita. Assim, é possível forçar um sistema de primeira ordem dado por

$$\frac{d}{dt}x(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (4.1)$$

a rastrear o estado $x(t)$, desde que medido a partir de um processo de conversão analógico-digital. Neste caso, o estado observado $\hat{x}(t)$ pode ser obtido através do modelo dinâmico da equação (4.1) acrescido de uma função chaveamento, dado por:

$$\frac{d}{dt}\hat{x}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + Of(t) \quad (4.2)$$

onde O é o vetor de ganhos do observador, $\hat{x}(t)$ é o vetor de estados observados, A é o ganho dinâmico, B é o ganho de entrada, $u(t)$ é a entrada e $f(t)$ é a função chavea-

mento. Esta função chaveamento pode ser empregada de diversas formas, sendo as mais comuns do tipo sinal e do tipo saturação, conforme apresentado na Figura 4.1 (a).

Salienta-se que a função chaveada tem o propósito de tornar a derivada do estado observado $\hat{x}(t)$ positiva ou negativa, de forma que o erro entre o estado medido e o estado observado $\tilde{x}(t)$ seja nulo, ou seja, fazendo com que $\hat{x}(t)$ convirja para $x(t)$. A relação entre os estados observados $\hat{x}(t)$ e os estados medidos $x(t)$ é denominada como superfície de deslizamento, conforme apresentado na Figura 4.1 (b), onde $\tilde{x}(t)$ é dado por:

$$\tilde{x}(t) = \hat{x}(t) - x(t). \quad (4.3)$$

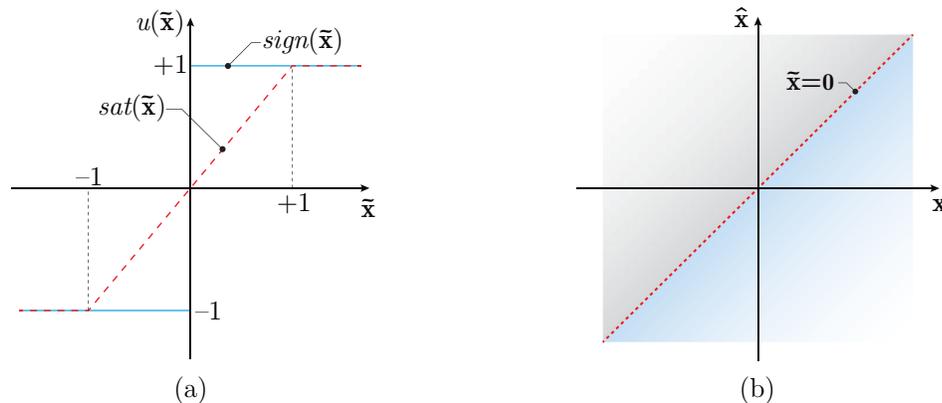
O ganho do observador associado ao estado $x(t)$ deve ser projetado adequadamente para que o observador por modo deslizante opere na superfície de deslizamento em que $\tilde{x}(t)$ é teoricamente nulo. Na literatura a convergência do estado observado para o estado medido pode ser garantida quando a derivada do erro quadrático é negativa, ou seja:

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\tilde{x}^2(t)}{2} \right] = \tilde{x}(t) \frac{d\tilde{x}(t)}{dt} < 0 \quad (4.4)$$

4.2.2 Modelo dinâmico do MMC

A partir do modelo dinâmico equivalente da seção 2.4.2 são obtidas as respostas dinâmicas das correntes $i_p(t)$ e $i_n(t)$, dadas por:

Figura 4.1 – Observador por modos deslizantes. (a) Funções chaveadas do tipo sinal e saturação. (b) Superfície de deslizamento.



Fonte: Próprio autor.

$$\frac{di_p(t)}{dt} = \frac{v_{cc}(t)}{2L} - \frac{v_p(t)}{L} - \frac{v_{ao}(t)}{L} \quad (4.5)$$

$$\frac{di_n(t)}{dt} = \frac{v_{cc}(t)}{2L} - \frac{v_n(t)}{L} + \frac{v_{ao}(t)}{L} \quad (4.6)$$

onde $v_x(t) = m_x(t)v_{Cex}(t)$ é a tensão equivalente sintetizada no polo x , com $x=\{p,n\}$.

As tensões dos capacitores dos polos equivalentes são dadas por:

$$\frac{dv_{Cep}(t)}{dt} = \frac{m_p(t)i_p(t)}{C_e} \quad (4.7)$$

$$\frac{dv_{Cen}(t)}{dt} = \frac{m_n(t)i_n(t)}{C_e}. \quad (4.8)$$

As variações paramétricas e dinâmicas não modeladas que afetam diretamente as correntes e tensões do MMC são incluídas com o objetivo de considerá-las na análise de estabilidade por Lyapunov apresentada na seção 4.2.3.1. A partir do modelo dinâmico equivalente da seção 2.4.2, foram incluídas fontes de tensão e de corrente controladas, respectivamente, em série e paralelo com os capacitores e indutores do conversor, conforme apresentado na Figura 4.2. A partir deste modelo dinâmico equivalente, as equações diferenciais das correntes dos polos e das tensões dos capacitores dos polos equivalentes resultam em:

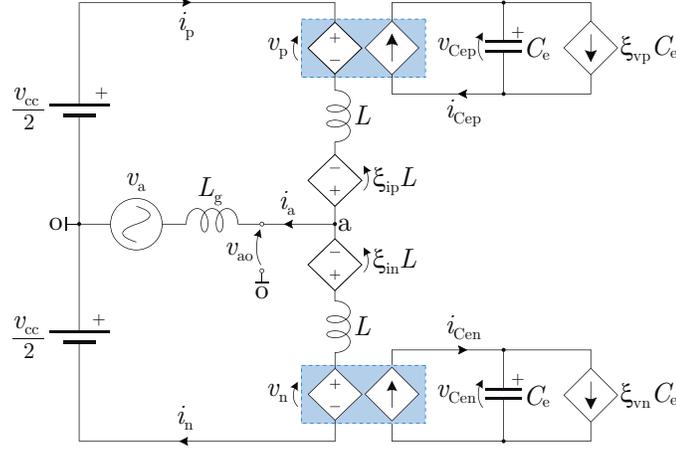
$$\frac{di_p(t)}{dt} = \frac{v_{cc}(t)}{2L} - \frac{v_p(t)}{L} - \frac{v_{ao}(t)}{L} + \xi_{ip}(t) \quad (4.9)$$

$$\frac{di_n(t)}{dt} = \frac{v_{cc}(t)}{2L} - \frac{v_n(t)}{L} + \frac{v_{ao}(t)}{L} + \xi_{in}(t) \quad (4.10)$$

$$\frac{dv_{Cex}(t)}{dt} = \frac{m_x(t)i_x(t)}{C_e} + \xi_{vx}(t) \quad (4.11)$$

onde os termos ξ_{ix} e ξ_{vx} representam as variações paramétricas e dinâmicas não-modeladas, respectivamente, da corrente do polo x e da tensão dos capacitores do polo equivalente x .

Figura 4.2 – Circuito equivalente monofásico do conversor multinível modular considerando incertezas paramétricas e dinâmicas não-modeladas.



Fonte: Próprio autor.

4.2.3 Observador das TCPE por MDC com banda passante limitada (OTBPL)

A partir de (4.1)–(4.8) e do conceito de OMD em tempo contínuo apresentados na seção 4.2, obtêm-se as correntes e TCPEs utilizando uma função por modo deslizante em tempo contínuo. Assim, as correntes dos polos observadas e as TCPEs observadas são dadas por:

$$\frac{d\hat{i}_p(t)}{dt} = \frac{v_{cc}(t)}{2L} - \frac{m_p(t)\hat{v}_{Cep}(t)}{L} - \frac{v_{ao}(t)}{L} - u_p(t) \quad (4.12)$$

$$\frac{d\hat{v}_{Cep}(t)}{dt} = \frac{m_p(t)\hat{i}_p(t)}{C_e} + K_{vp} |\tilde{i}_p(t)| u_p(t) \quad (4.13)$$

onde $\hat{i}_p(t)$ é a corrente do polo positivo observada, $\hat{v}_{Cep}(t)$ é a tensão observada do capacitor equivalente do polo positivo, K_{vp} é o ganho do observador de tensão do polo positivo e $u_p(t)$ é a função chaveada do observador do polo positivo, dada por:

$$u_p(t) = K_{ip} \text{sign}(\tilde{i}_p(t)), \quad (4.14)$$

onde K_{ip} é o ganho da função chaveada, $\tilde{i}_p(t)$ é o erro entre a corrente do polo positivo observada e medida.

Salienta-se que o termo $|\tilde{i}_p(t)|$ de (4.13) foi adicionado para atingir um melhor desempenho transitório da tensão observada. Em regime transitório, a velocidade de convergência de (4.13) aumenta proporcionalmente com o termo $|\tilde{i}_p(t)|$. Desta forma, a velocidade de convergência de (4.13) será maior quando o observador possuir elevado erro de corrente e diminuirá proporcionalmente na medida em que o observador se aproxima dos valores nominais de corrente e tensão. A operação do observador em regime permanente indica a existência de pequenos erros de corrente $\tilde{i}_p(t)$, devido a atuação da função chaveamento (4.14).

4.2.3.1 Análise de estabilidade por Lyapunov do OTBPL

Considere a seguinte candidata à função Lyapunov:

$$V_p(t) = \frac{1}{2} \left(\tilde{i}_p^2(t) + \tilde{v}_{Cep}^2(t) \right) \geq 0. \quad (4.15)$$

A derivada da equação (4.15) resulta em:

$$\frac{dV_p(t)}{dt} = \frac{d\tilde{i}_p(t)}{dt} \tilde{i}_p(t) + \frac{d\tilde{v}_{Cep}(t)}{dt} \tilde{v}_{Cep}(t), \quad (4.16)$$

onde a superfície de deslizamento é dada por:

$$\tilde{i}_p(t) = \hat{i}_p(t) - i_p(t) \quad (4.17)$$

e o erro de tensão por:

$$\tilde{v}_{Cep}(t) = \hat{v}_{Cep}(t) - v_{Cep}(t). \quad (4.18)$$

Substituindo (4.9)-(4.13) em (4.17) e (4.18) obtém-se as equações diferenciais dos erros de corrente e de tensão:

$$\frac{d\tilde{i}_p(t)}{dt} = -u_p(t) - \frac{m_p(t)\tilde{v}_{Cep}(t)}{L} - \xi_{i\Delta}(t), \quad (4.19)$$

$$\frac{d\tilde{v}_{Cep}(t)}{dt} = \frac{m_p(t)\tilde{i}_p(t)}{C_e} + K_{vp} |\tilde{i}_p(t)| u_p(t) - \xi_{v\Delta}(t). \quad (4.20)$$

Substituindo as equações (4.19) e (4.20) em (4.16), resulta-se na seguinte função para o polo positivo:

$$\frac{dV_p(t)}{dt} = \left(\frac{m_p(t)}{C_e} - \frac{m_p(t)}{L} \right) \tilde{v}_{\text{Cep}}(t) \tilde{i}_p(t) - u_p(t) \tilde{i}_p(t) - K_{\text{vp}} \left| \tilde{i}_p(t) \right| u_p(t) \tilde{v}_{\text{Cep}}(t) - \xi_{\text{vp}}(t) \tilde{v}_{\text{Cep}}(t) - \xi_{\text{ip}}(t) \tilde{i}_p(t). \quad (4.21)$$

Reescrevendo (4.21), considerando (4.14) e $\tilde{i}_p(t) = \left| \tilde{i}_p(t) \right| \text{sign}(\tilde{i}_p(t))$, resulta-se em:

$$\frac{dV_p(t)}{dt} = \left(\frac{m_p(t)}{C_e} - \frac{m_p(t)}{L} - K_{\text{vp}} K_{\text{ip}} \right) \tilde{v}_{\text{Cep}}(t) \tilde{i}_p(t) - K_{\text{ip}} \left| \tilde{i}_p(t) \right| - \xi_{\text{vp}}(t) \tilde{v}_{\text{Cep}}(t) - \xi_{\text{ip}}(t) \tilde{i}_p(t). \quad (4.22)$$

A partir de (4.22) é possível verificar que a escolha de K_{vp} pela condição apresentada em (4.23) garante a convergência de \hat{i}_p e \hat{v}_{Cep} para os valores medidos i_p e v_{Cep} .

$$K_{\text{vp}} = \frac{m_p(t)(L - C_e)}{K_{\text{ip}} C_e L} \quad (4.23)$$

Observa-se que a condição apresentada em (4.23) indica que K_{vp} deve ser positivo para que o termo multiplicado por $\tilde{v}_{\text{Cep}} \tilde{i}_p$ da equação (4.22) seja nulo.

Substituindo a equação (4.23) em (4.22) obtém-se:

$$\frac{dV_p(t)}{dt} = -K_{\text{ip}} \left| \tilde{i}_p(t) \right| - \xi_{\text{vp}}(t) \tilde{v}_{\text{Cep}}(t) - \xi_{\text{ip}}(t) \tilde{i}_p(t). \quad (4.24)$$

A partir de (4.24) observa-se que a condição:

$$K_{\text{ip}} \left| \tilde{i}_p(t) \right| > \xi_{\text{vp}}(t) \tilde{v}_{\text{Cep}}(t) + \xi_{\text{ip}}(t) \tilde{i}_p(t) \quad (4.25)$$

deve ser garantida para $\frac{dV_p(t)}{dt} < 0$. Verifica-se a partir de (4.20) que o erro de corrente $\tilde{i}_p(t)$ depende diretamente do erro de tensão $\tilde{v}_{\text{Cep}}(t)$. Esta relação indica que um aumento no erro de tensão $\tilde{v}_{\text{Cep}}(t)$ causa um aumento no erro de corrente $\tilde{i}_p(t)$, o que contribui para o aumento de $K_{\text{ip}} \left| \tilde{i}_p(t) \right|$. Desta forma, a operação em modos deslizantes com $\frac{dV_p(t)}{dt} < 0$ é garantida para K_{ip} positivo e suficientemente grande, onde a função chaveamento compensa os termos referentes a variações paramétricas e dinâmicas não-modeladas.

4.2.4 Observador das TCPE por MDC com banda passante aumentada (OTBPA)

De forma semelhante ao observador apresentado na seção 4.2.3, a lei de observação das tensões é modificada com a inclusão de um termo que contribui para o desempenho transitório do observador. Assim, as correntes dos polos observadas e as tensões dos capacitores dos polos equivalentes observadas são dadas por:

$$\frac{d\hat{i}_p(t)}{dt} = \frac{v_{cc}(t)}{2L} - \frac{m_p(t)\hat{v}_{Cep}(t)}{L} - \frac{v_a(t)}{L} - u_p(t) \quad (4.26)$$

$$\frac{d\hat{v}_{Cep}(t)}{dt} = \frac{m_p(t)\hat{i}_p(t)}{C_e} + K_{vp1} \frac{m_p(t)\tilde{i}_p(t)}{L} + K_{vp2} |\tilde{i}_p(t)| u_p(t) \quad (4.27)$$

onde K_{vp1} e K_{vp2} são os ganhos do observador de tensão do polo positivo e $u_p(t)$ é a mesma função chaveamento utilizada no OTBPL.

Salienta-se que o termo $|\tilde{i}_p(t)|$ de (4.13) foi adicionado para atingir um melhor desempenho transitório do observador. Em regime transitório, a velocidade de convergência de (4.27) aumenta proporcionalmente com o termo $|\tilde{i}_p(t)|$. Desta forma, a velocidade de convergência de (4.27) será maior quando o observador possuir elevado erro de corrente e diminuirá proporcionalmente na medida em que o observador se aproxima dos valores nominais de corrente e tensão. A operação do observador em regime permanente indica a existência de pequenos erros de corrente $\tilde{i}_p(t)$ devido à atuação da função chaveamento apresentada em (4.14).

4.2.4.1 Análise de estabilidade por Lyapunov do OTBPA

Considere a seguinte candidata a função Lyapunov:

$$V_p(t) = \frac{1}{2} \left(\tilde{i}_p^2(t) + \tilde{v}_{Cep}^2(t) \right) \geq 0. \quad (4.28)$$

A derivada da equação (4.15) resulta em:

$$\frac{dV_p(t)}{dt} = \frac{d\tilde{i}_p(t)}{dt} \tilde{i}_p(t) + \frac{d\tilde{v}_{Cep}(t)}{dt} \tilde{v}_{Cep}(t). \quad (4.29)$$

onde a superfície de deslizamento é dada por:

$$\tilde{i}_p(t) = \hat{i}_p(t) - i_p(t) \quad (4.30)$$

e o erro de tensão é dado por:

$$\tilde{v}_{\text{Cep}}(t) = \hat{v}_{\text{Cep}}(t) - v_{\text{Cep}}(t). \quad (4.31)$$

Substituindo (4.26)–(4.27) em (4.30) e (4.31) obtém-se as equações diferenciais dos erros de corrente e de tensão:

$$\frac{d\tilde{i}_p(t)}{dt} = -u_p(t) - \frac{m_p(t)\tilde{v}_{\text{Cep}}(t)}{L} - \xi_{i\Delta}(t), \quad (4.32)$$

$$\frac{d\tilde{v}_{\text{Cep}}(t)}{dt} = \frac{m_p(t)\tilde{i}_p(t)}{C_e} + K_{\text{vp1}} \frac{m_p(t)\tilde{i}_p(t)}{L} + K_{\text{vp2}} |\tilde{i}_p(t)| u_p(t) - \xi_{v\Delta}(t), \quad (4.33)$$

Substituindo as equações (4.32) e (4.33) em (4.29), resulta-se na seguinte função para o polo positivo:

$$\begin{aligned} \frac{dV_p(t)}{dt} = & \left(\frac{m_p(t)}{C_e} - \frac{m_p(t)}{L} \right) \tilde{v}_{\text{Cep}}(t)\tilde{i}_p(t) - u_p(t)\tilde{i}_p(t) + K_{\text{vp1}} \frac{m_p(t)}{L} \tilde{i}_p(t)\tilde{v}_{\text{Cep}}(t) \\ & + K_{\text{vp2}} |\tilde{i}_p(t)| u_p(t)\tilde{v}_{\text{Cep}}(t) - \xi_{\text{vp}}(t)\tilde{v}_{\text{Cep}}(t) - \xi_{\text{ip}}(t)\tilde{i}_p(t). \end{aligned} \quad (4.34)$$

Reescrevendo (4.34), considerando (4.14) e $\tilde{i}_p(t) = |\tilde{i}_p(t)| \text{sign}(\tilde{i}_p(t))$, resulta-se em:

$$\begin{aligned} \frac{dV_p(t)}{dt} = & \left(\frac{m_p(t)}{C_e} + (K_{\text{vp1}} - 1) \frac{m_p(t)}{L} - K_{\text{vp2}} K_{\text{ip}} \right) \tilde{v}_{\text{Cep}}(t)\tilde{i}_p(t) - K_{\text{ip}} |\tilde{i}_p(t)| - \xi_{\text{vp}}(t)\tilde{v}_{\text{Cep}}(t) \\ & - \xi_{\text{ip}}(t)\tilde{i}_p(t). \end{aligned} \quad (4.35)$$

A partir de (4.35) é possível verificar que a escolha de K_{vp2} pela condição apresentada em (4.23) garante a convergência de \hat{i}_p e \hat{v}_{Cep} para os valores medidos i_p e v_{Cep} .

$$K_{\text{vp2}} = \frac{m_p(t) [L + (K_{\text{vp1}} - 1) C_e]}{K_{\text{ip}} C_e L} \quad (4.36)$$

Observa-se que a condição apresentada em (4.36) indica que K_{vp2} é positivo para que o termo multiplicado por $\tilde{v}_{\text{Cep}}\tilde{i}_p$ da equação (4.35) seja nulo.

Substituindo a equação (4.36) em (4.35) resulta-se em:

$$\frac{dV_p(t)}{dt} = -K_{ip} |\tilde{i}_p(t)| - \xi_{vp}(t) \tilde{v}_{cep}(t) - \xi_{ip}(t) \tilde{i}_p(t). \quad (4.37)$$

A partir de (4.37) observa-se que mesma a condição de (4.24) é aplicada para garantir $\frac{dV_p(t)}{dt} < 0$. Desta forma, a operação em modos deslizantes com $\frac{dV_p(t)}{dt} < 0$ é garantida para K_{ip} suficientemente grande, onde a função chaveamento compensa os termos referentes à variações paramétricas e dinâmicas não-modeladas.

4.3 METODOLOGIA DE PROJETO DOS OBSERVADORES

A metodologia de projeto dos observadores em tempo contínuo é apresentada para a definição dos ganhos K_{ip} , K_{vp} , K_{vp1} e K_{vp2} com o objetivo de atender aos requisitos de estabilidade e desempenho em regime permanente dos observadores propostos.

O procedimento para definição dos ganhos é realizado na seguinte sequência: (i) define-se o ganho K_{ip} para atender aos requisitos de rastreamento da corrente do polo positivo a partir da máxima derivada em regime permanente presente; (ii) definem-se os ganhos K_{vp} , K_{vp1} e K_{vp2} para atender aos requisitos de estabilidade definidos na abordagem por Lyapunov apresentados nas equações (4.23) e (4.36).

Assim, na seção 4.3.1 é apresentado o modelo dinâmico equivalente do observador com o objetivo de obter a máxima derivada proporcionada pela corrente observada para o projeto do ganho K_{ip} .

4.3.1 Modelos dinâmicos equivalentes dos observadores

Os modelos dinâmicos equivalentes que representam o comportamento do OTBPL e do OTBPA são obtidos para possibilitar a análise das características de desempenho transitório da corrente observada e da tensão observada, assim como o desempenho em regime permanente.

A TCPE deve ser considerada na variação da corrente observada, uma vez que se deseja analisar o comportamento das duas variáveis. Assim, as variações de $v_{cc}(t)$ e $v_{ao}(t)$ são desconsideradas em (4.12) e (4.26), o que resulta em:

$$\frac{d\hat{i}_p(t)}{dt} = -g_2(t)\hat{v}_{\text{Cep}}(t) - K_{\text{ip}}\text{sign}(\tilde{i}_p(t)). \quad (4.38)$$

Substituindo $\text{sign}(\tilde{i}_p(t)) = -1$ em (4.38), esta análise fica restrita para a condição de $\hat{i}_p(t)$ menor que $i_p(t)$, o que é suficiente para a avaliação do desempenho do observador através da comparação entre as derivadas dos estados observados e medidos. Assim, aplicando a Transformada de Laplace na equação resultante, tem-se:

$$s\hat{i}_p(s) = -g_2(s)\hat{v}_{\text{Cep}}(s) + K_{\text{ip}}\frac{i_p(s)}{i_p(s)}. \quad (4.39)$$

Solucionando (4.39) em termos de $\hat{i}_p(s)$ resulta-se em:

$$\hat{i}_p(s) = G_a(s)i_p(s) - G_b(s)\hat{v}_{\text{Cep}}(s), \quad (4.40)$$

onde:

$$G_a(s) \triangleq \frac{\hat{i}_p(s)}{i_p(s)} = \frac{c_1}{s} \quad (4.41)$$

$$G_b(s) \triangleq \frac{\hat{v}_{\text{Cep}}(s)}{\hat{v}_{\text{Cep}}(s)} = \frac{g_2(s)}{s} \quad (4.42)$$

$$c_1 = \frac{K_{\text{ip}}}{I_p}, \quad g_2(s) = g_1m_x(s) \text{ e } g_1 = \frac{T_s}{L}.$$

Aplicando a transformada de Laplace em (4.13) e (4.27) obtém-se:

$$s\hat{v}_{\text{Cep}}(s) = [g_3(s) + K_{\text{vp}}K_{\text{ip}}]\hat{i}_p(s) - [K_{\text{vp}}K_{\text{ip}}]i_p(s) \quad (4.43)$$

$$s\hat{v}_{\text{Cep}}(s) = [g_3(s) + K_{\text{vp1}}g_2(s) + K_{\text{vp2}}K_{\text{ip}}]\hat{i}_p(s) - [K_{\text{vp1}}g_2(s) + K_{\text{vp2}}K_{\text{ip}}]i_p(s) \quad (4.44)$$

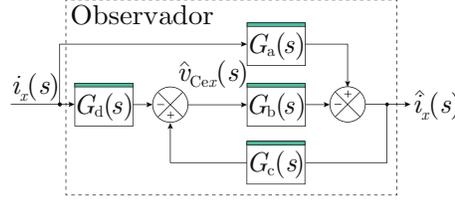
A partir de (4.43) e (4.44) obtém-se a seguinte equação genérica para a TCPE observada do polo positivo:

$$\hat{v}_{\text{Cep}}(s) = G_c(s)\hat{i}_p(s) - G_d(s)i_p(s), \quad (4.45)$$

onde:

$$G_c(s) \triangleq \frac{\hat{v}_{\text{Cep}}(s)}{\hat{i}_p(s)} = \frac{g_3(s) + c_2(s)}{s} \quad (4.46)$$

Figura 4.3 – Diagrama de blocos entre as correntes observada e a corrente medida.



Fonte: Próprio autor.

$$G_d(s) \triangleq \frac{\hat{v}_{Cep}(s)}{i_p(s)} = \frac{c_2(s)}{s} \quad (4.47)$$

$$c_2(s) = \begin{cases} K_{vp}K_{ip} & \text{para o OTBPL} \\ K_{vp1}g_2(s) + K_{vp2}K_{ip} & \text{para o OTBPA} \end{cases} \quad (4.48)$$

e $g_3(k) = \frac{T_s m_x(k)}{C_e}$.

Os comportamentos dinâmicos da corrente observada $\hat{i}_p(s)$ e da tensão observada $\hat{v}_{Cep}(s)$ obtidos partir das equações (4.40) e (4.45) representam um sistema de segunda ordem com diagrama de blocos ilustrado na Figura 4.3. O diagrama de blocos possui quatro funções de transferência para representar a relação entre as variáveis de entrada das equações (4.40) e (4.45) e as respectivos estados observados.

4.3.2 Análise em regime permanente das correntes observadas

A análise em regime permanente da corrente observada permite que a rastreabilidade da corrente seja verificada para quaisquer componentes harmônicas presentes na corrente do polo medida. Os observadores propostos nas seções 4.2.3 e 4.2.4 podem ser representados pelo modelo equivalente apresentado na seção anterior e, por este motivo, a análise apresentada nesta subseção refere-se aos dois observadores propostos.

O ganho K_{ip} mínimo necessário para garantir o rastreamento adequado das componentes das correntes dos polos do MMC depende diretamente das máximas derivadas das correntes observada e medida. A partir de (4.39) observa-se que a derivada da corrente observada depende do ganho K_{ip} , o qual define o ganho e a localização do polo de $G_a(s)$ e, conseqüentemente, a banda passante desta realimentação direta do diagrama de blocos da Figura 4.3 (a). Além da contribuição desta realimentação direta, as ondulações presentes na TCPE contribuem para a derivada da corrente observada, as quais são representadas pelo comportamento de $G_b(s)$. Desta forma, com o conheci-

mento das ondulações presentes na tensão observada, o ganho K_{ip} mínimo pode ser estabelecido para garantir o adequado rastreamento em regime permanente das componentes harmônicas da corrente do polo medida. Para atingir o adequado rastreamento da corrente do polo medida, a mínima derivada da corrente observada em (4.39) deve ser maior que a máxima derivada da corrente medida em regime permanente.

Neste sentido, a mínima e a máxima derivada presente na corrente observada é obtida a partir dos valores máximos e mínimos de (4.39), o que resulta em:

$$\Delta \hat{I}_{p,\min} = \min[-g_2(s)\hat{v}_{Cep}(s)] + K_{ip} \quad (4.49)$$

$$\Delta \hat{I}_{p,\max} = \max[-g_2(s)\hat{v}_{Cep}(s)] + K_{ip} \quad (4.50)$$

onde:

$$\min[-g_2(s)\hat{v}_{Cep}(s)] = \frac{(V_{fr} + 2V_{2fr})(M_a - 1)}{2} \quad (4.51)$$

$$\max[-g_2(s)\hat{v}_{Cep}(s)] = -\frac{(V_{fr} - 2V_{2fr})(M_a + 1)}{2}. \quad (4.52)$$

As equações (4.51) e (4.52) representam a contribuição das ondulações presentes nas TCPEs no rastreamento das correntes dos polos. Observa-se que foram consideradas apenas as componentes na frequência fundamental e no dobro desta frequência, devido às demais componentes possuírem amplitudes muito pequenas.

Nesta análise considera-se que a componente fundamental presente na corrente do polo positivo é definida como:

$$i_{p,fr}(t) \triangleq \frac{I_a}{2} \cos(\omega_a t + \phi_{p,fr}) \quad (4.53)$$

onde a derivada máxima de (4.53) resulta em:

$$\Delta I_{p,fr} \triangleq \max\left(\frac{di_{p,fr}(t)}{dt}\right) = I_a \omega_a. \quad (4.54)$$

O rastreamento da componente fundamental da corrente do polo positivo é garantida quando a derivada mínima presente na corrente observada $\Delta \hat{I}_{p,\min}$ for maior

que a máxima derivada da componente fundamental da corrente do polo $\Delta I_{p,\max}$. Assim, a seguinte condição deve ser satisfeita:

$$K_{ip} > I_{p,fr}\omega_a + \frac{(V_{fr} + 2V_{2fr})(1 - M_a)}{2} \quad (4.55)$$

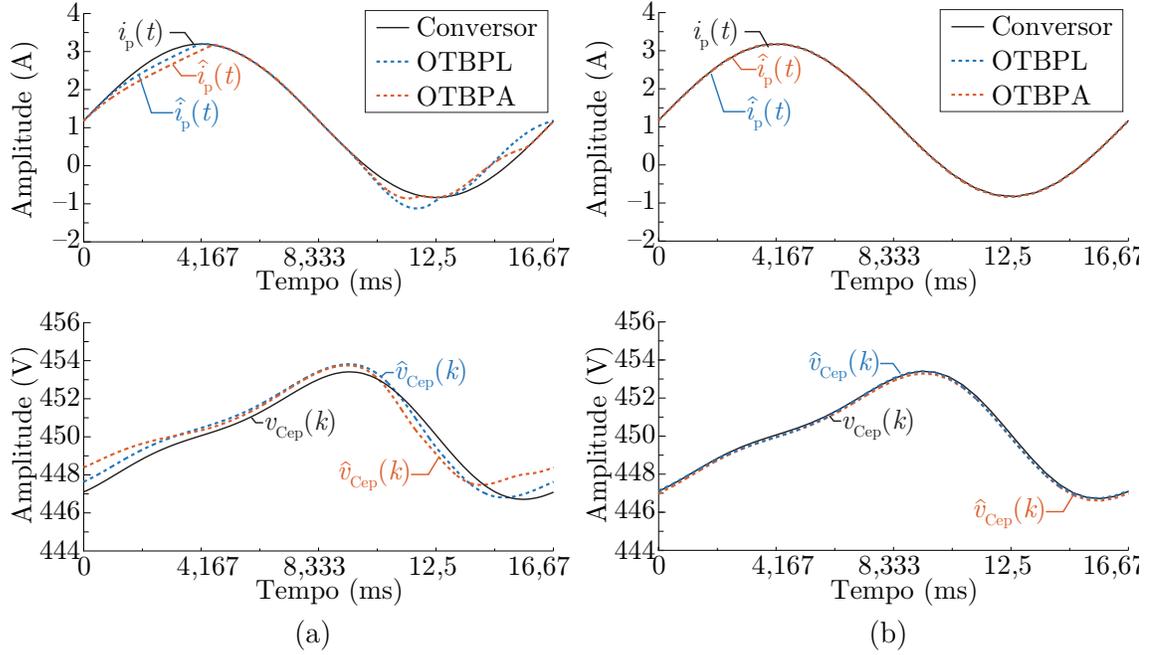
É importante notar que a condição (4.55) garante que a corrente observada rastreie adequadamente apenas uma componente com frequência f_r . Além disso, esta condição não garante que a corrente do polo observada rastreie adequadamente a corrente do polo com a presença significativa de harmônicos. Por outro lado, salienta-se que o rastreamento adequado da componente fundamental é suficiente para garantir o correto funcionamento do sistema de controle, uma vez que as componentes contínua e na frequência fundamental da corrente do polo definem o valor médio das TCPEs.

A análise de estabilidade por Lyapunov das subseções 4.2.3.1 e 4.2.4.1 indica que o ganho K_{ip} deve ser positivo e grande o suficiente para garantir a estabilidade do observador, o que é normalmente empregado na literatura para o projeto de observadores em tempo contínuo. No entanto, a abordagem desta seção permite que se garanta tanto a estabilidade dos estados observados assim como o adequado rastreamento dos mesmos em regime permanente com a definição de um limite mínimo para K_{ip} .

Na Figura 4.4 (a) e (b) são apresentados os desempenhos dos observadores para $\Delta I_{ph,\max} > \Delta \hat{I}_{p,\min}$ e $\Delta I_{ph,\max} < \Delta \hat{I}_{p,\min}$. Este resultado foi simulado numericamente considerando os parâmetros apresentados na Tabela 4.1. Além disso, considerou-se que a corrente do polo possui apenas a componente CC e a componente na frequência fundamental, ou seja, $i_p(t) = I_{cc} + i_{p1}(t)$. Nesta condição, a derivada máxima da corrente do polo é $\Delta I_{p1,\max} = 839,6$ A/s, enquanto a derivada mínima da corrente observada é $\Delta \hat{I}_{p,\min} = 1036,7$ A/s para $K_{ip} = 800$ e $\Delta \hat{I}_{p,\min} = 636,7$ A/s para $K_{ip} = 400$.

Através deste resultado verifica-se que o desempenho da observação das correntes dos polos está diretamente associada com o valor do ganho K_{ip} , onde o inadequado projeto do mesmo resulta em erros de rastreamento nas componentes alternadas das correntes dos polos. Como consequência, o erro de rastreamento das correntes causa o inadequado rastreamento nas TCPE.

Figura 4.4 – Desempenho do rastreamento de corrente em função do ganho K_{ip} . (a) $\Delta I_{ph,max} > \Delta \hat{I}_{p,min}$ com $K_{ip} = 400$. (b) $\Delta I_{ph,max} < \Delta \hat{I}_{p,min}$ com $K_{ip} = 800$.



Fonte: Próprio autor.

4.3.2.1 Análise em regime permanente das TCPE observadas

A análise em regime permanente das TCPE observadas permite que os ganhos dos observadores sejam especificados para rastrear adequadamente as TCPE. Os observadores propostos nas seções 4.2.3 e 4.2.4 podem ser representados pelo modelo equivalente apresentado na seção anterior, visto que representa genericamente os dois observadores. Por este motivo, a análise apresentada nesta subseção também refere-se aos dois observadores propostos.

O principal requisito a ser atingido é garantir que a TCPE observada convirja em regime permanente para a TCPE do conversor. A partir de (4.45) verifica-se que esta característica é naturalmente atingida quando a corrente observada rastreia adequadamente a corrente do polo medida. Assim, reescrevendo (4.45) e considerando que $\tilde{i}_p(s) = 0$, obtém-se:

$$\hat{v}_{Cep}(s) \Big|_{\tilde{i}_p(s)=0} = (G_c(s) - G_d(s)) i_p(s) = \frac{g_3(s) i_p(s)}{s}. \quad (4.56)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (4.7), resulta-se em:

$$v_{\text{Cep}}(s) = \frac{g_3(s)i_p(s)}{s}. \quad (4.57)$$

Comparando-se as equações (4.56) e (4.57), nota-se que se a corrente do polo observada for igual a corrente medida, a TCPE observada será igual à TCPE do conversor. Portanto, o desempenho dos observadores em regime permanente depende diretamente do correto rastreamento da corrente do polo.

4.4 RESULTADOS

Os desempenhos dos observadores e do sistema de controle são apresentados sob diferentes condições de operação, tais como: (i) variações paramétricas; (ii) dinâmicas não modeladas; (iii) degrau de carga; (iv) variações nas referências dos sistemas de controle; (v) comparações do desempenho transitório e em regime permanente do OTBPL e do OTPBA.

O observador descrito por meio de (4.12) e (4.13) foi discretizado pelo método de Euler com período de amostragem T_s para a implementação digital do mesmo no *software* PSIM® e experimentalmente em um processador digital de sinais (modelo TMS320F28335).

As equações diferença da corrente observada para ambos observadores é dada por:

$$\hat{i}_p(k+1) = \hat{i}_p(k) + g_1 \frac{v_{\text{cc}}(k)}{2} - g_2(k)\hat{v}_{\text{Cep}}(k) - g_1 v_{\text{ao}}(k) - u_p(k). \quad (4.58)$$

A tensão observada do OTBPL resulta em:

$$\hat{v}_{\text{Cep}}(k+1) = \hat{v}_{\text{Cep}}(k) + g_3(k)\hat{i}_p(k) + K_{\text{vp}} \left| \tilde{i}_p(k) \right| u_p(k) \quad (4.59)$$

e do OTBPA em:

$$\hat{v}_{\text{Cep}}(k+1) = \hat{v}_{\text{Cep}}(k) + g_3(k)\hat{i}_p(k) + K_{\text{vp1}}g_2(k)\tilde{i}_p(k) + K_{\text{vp2}} \left| \tilde{i}_p(k) \right| u_p(k) \quad (4.60)$$

onde:

$$u_p(k) = T_s K_{\text{ip}} \text{sat} \left(\tilde{i}_p(k) \right) \quad (4.61)$$

$$g_1 = \frac{T_s}{L} \quad (4.62)$$

$$g_2(k) = g_1 m_x(k) \quad (4.63)$$

$$g_3(k) = \frac{T_s m_x(k)}{C_e} \quad (4.64)$$

e $\tilde{i}_p(k)$ é a superfície de deslizamento, dada por:

$$\tilde{i}_p(k) = \hat{i}_p(k) - i_p(k). \quad (4.65)$$

Já os observadores propostos na literatura, aqui denominados como observador das tensões com banda passante reduzida (OTBPR), possuem a seguinte estrutura no rastreamento das TCPEs:

$$\hat{v}_{\text{Cep}}(k+1) = \hat{v}_{\text{Cep}}(k) + g_3(k) \hat{i}_p(k) + K_{\text{vp}} u_p(k). \quad (4.66)$$

No tempo discreto, a utilização da função sinal pode ocasionar o *chattering*, que consiste em uma ondulação na frequência de amostragem sobre a superfície de deslizamento. A função chaveamento insere uma oscilação em torno da corrente observada, a qual é necessária para a convergência e estabilidade do observador. Uma das possíveis soluções para redução do *chattering* é implementar a função limite, utilizada nos observadores das tensões dos capacitores equivalentes, ou utilizar estratégias de cancelamento de *chattering*. Assim, adotou-se em (4.61) uma função chaveada do tipo limite, dada por:

$$\text{sat}(\tilde{i}_p(k)) = \begin{cases} 1, & \text{se } \tilde{i}_p(k) > 1 \\ \tilde{i}_p(k), & \text{se } -1 \leq \tilde{i}_p(k) \leq 1. \\ -1, & \text{se } \tilde{i}_p(k) < -1 \end{cases} \quad (4.67)$$

Os ganhos K_{ip} e K_{vp} de (4.59) e de (4.61) são definidos com base na metodologia de projeto para garantir a estabilidade e a adequada operação em regime permanente do observador proposto. Assim, o ganho K_{ip} é projetado com base na máxima derivada de corrente e os ganhos K_{vp} , K_{vp1} e K_{vp2} são projetados com base na análise de estabilidade por Lyapunov. Assim, a partir de (4.55), define-se $K_{\text{ip}} = 36000$ e, a partir dos parâmetros definidos na Tabela 4.1, do ganho K_{ip} e da condição apresentada em (4.23), obtém-se $K_{\text{vp}} = 0,087$. Neste caso, K_{vp} foi projetado para seu valor máximo,

onde $m_p(t) = M_a$. Adicionalmente, define-se o ganho $K_{vp1} = 10$ e obtém-se $K_{vp2} = 0,05$ a partir de (4.36).

4.4.1 Resultados de simulação dos observadores OTBPL e OTBPA

O desempenho dos observadores desenvolvidos nas seções 4.2.3 e 4.2.4 são apresentados com o uso do *software* PSIM®. A topologia do MMC apresentada na Figura 4.5 é utilizada nas simulações, juntamente com os parâmetros descritos na Tabela 4.1. Nestes resultados são avaliados os seguintes desempenhos:

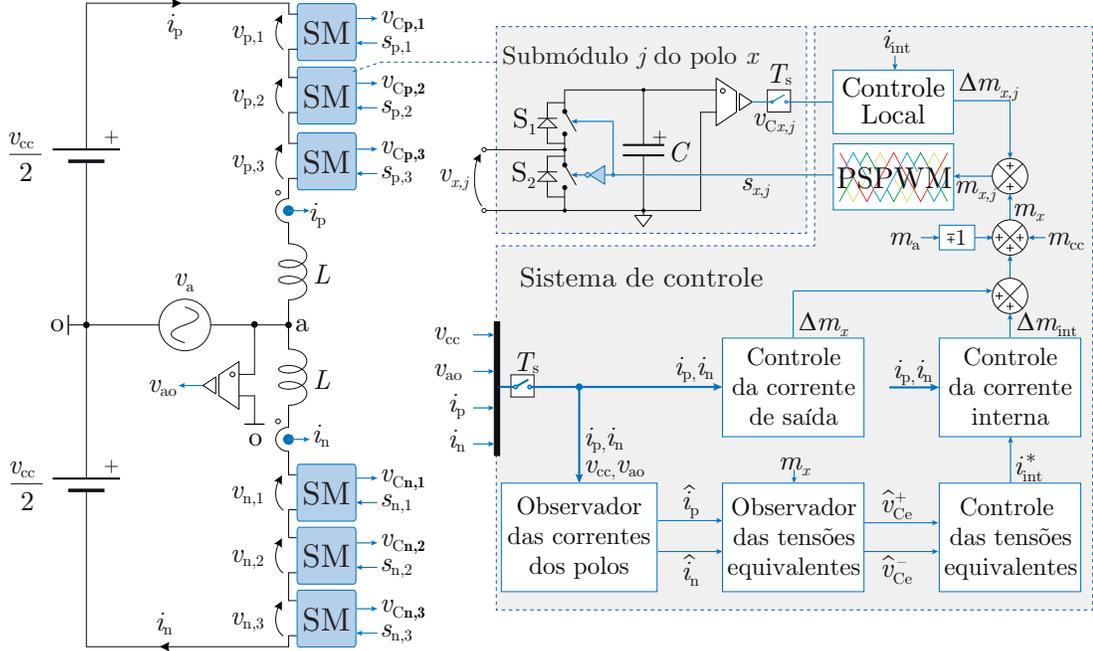
- OTBPL com e sem o termo $|\tilde{i}_p(t)|$ em (4.13);
- OTBPL, OTBPA e OTBPR operando em regime permanente e transitório;
- OTBPA com variação paramétrica (diminuição em 50% das capacitâncias);
- OTBPA com variação paramétrica (diminuição em 50% das indutâncias);
- OTBPA com variação de carga e variação das referências das malhas de controle da soma e da subtração das TCPEs.

Tabela 4.1 – Parâmetros do MMC e dos observadores OTBPR, OTBPL e OTBPA.

Parâmetro	Valor
Potência de saída	$S_a = 400 \text{ VA (FD} = 1)$
Tensão do barramento CC	$V_{cc} = 450 \text{ V}$
Tensões CC equivalentes	$V_{Cex} = 450 \text{ V}$
Capacitância equivalente dos SMs	$C_e = 680 \text{ } \mu\text{F}$
Frequência da tensão de saída	$f_r = 60 \text{ Hz}$
Indutância do polo	$L = 2 \text{ mH}$
Resistência do polo	$R_L = 0,1 \text{ } \Omega$
Índice de modulação de frequência	$M_f = 100$
Índice de modulação de amplitude CA	$M_a = 0,7982$
Índice de modulação de amplitude CC	$M_{cc} = 1$
Ganhos do OTBPR	$K_{ip} T_s = 3$
	$K_{vp} T_s = 0,086$
Ganhos do OTBPL	$K_{ip} T_s = 3$
	$K_{vp} T_s = 0,086$
Ganhos do OTBPA	$K_{ip} T_s = 3$
	$K_{vp1} T_s = 10$
	$K_{vp2} T_s = 0,197$

Fonte: Próprio autor.

Figura 4.5 – Conversor multinível modular monofásico e diagrama do esquema do sistema de controle simulado.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 4.6 (a) e (b) são apresentados os resultados da simulação da tensão dos capacitores dos polos equivalentes e das correntes do polo positivo. Este resultado demonstra o desempenho dos observadores em condições nominais de funcionamento. Nota-se uma ondulação na corrente observada, que existe em função do *chattering* da função sinal, com amplitude de $K_{ip}T_s = 3$ A.

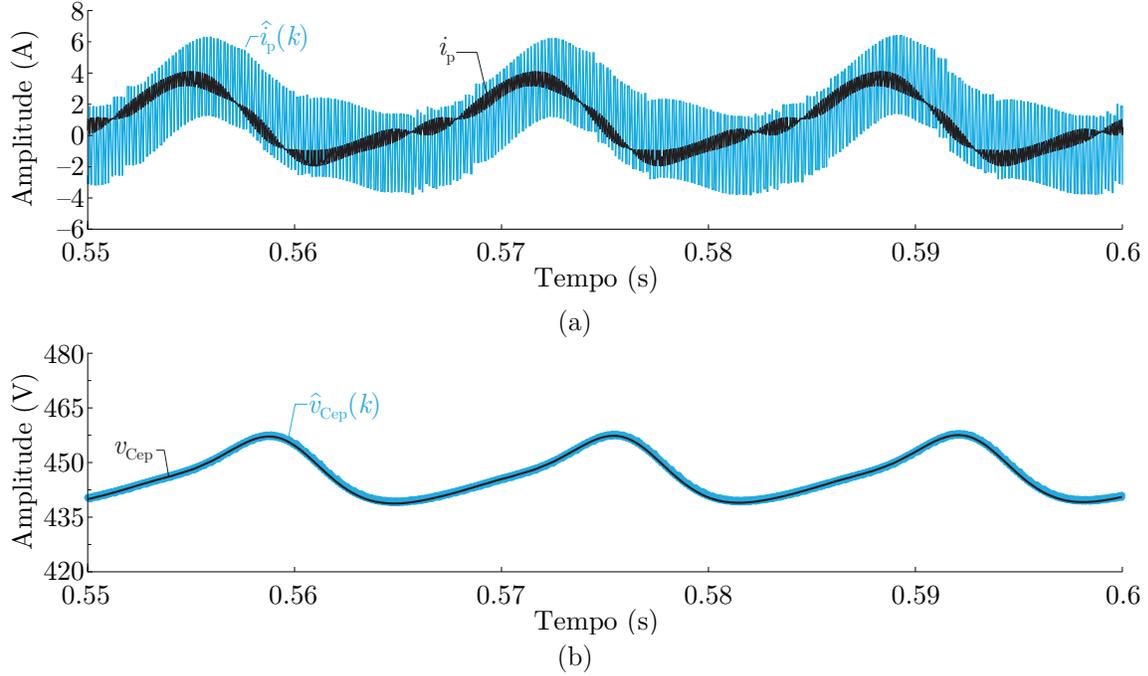
Com o propósito de demonstrar o efeito do módulo do erro da corrente dos polos $|\tilde{i}_p(t)|$ na equação (4.13), considera-se as equações diferenciais dos observadores das tensões equivalentes em tempo contínuo propostos por Al-Wedami; Al-Hosani; Beig (2015) e Shao et al. (2014):

$$\frac{d\tilde{i}_p(t)}{dt} = -\frac{m_p(t)}{L} \tilde{v}_{Cep}(t) - u_p(t) - \xi_{i\Delta}(t), \quad (4.68)$$

$$\frac{d\tilde{v}_{Cep}(t)}{dt} = \frac{m_p(t)}{C_e} \tilde{i}_p(t) + K_{vp} u_p(t) - \xi_{v\Delta}(t). \quad (4.69)$$

Salienta-se que o termo $|\tilde{i}_p(t)|$ foi suprimido propositalmente da Equação (4.69) com o propósito de representar analiticamente o efeito deste termo.

Figura 4.6 – Resultados de simulação da operação em regime permanente dos observadores. (a) Corrente observada dos polos. (b) Tensão observada dos capacitores dos polos equivalentes.



Fonte: Próprio autor.

Considere a seguinte candidata a função Lyapunov:

$$V_p(t) = \frac{1}{2} \left(\tilde{i}_p^2(t) + \tilde{v}_{Cep}^2(t) \right) \geq 0 \quad (4.70)$$

A derivada da equação (4.70) resulta em:

$$\frac{dV_p(t)}{dt} = \frac{d\tilde{i}_p(t)}{dt} \tilde{i}_p(t) + \frac{d\tilde{v}_{Cep}(t)}{dt} \tilde{v}_{Cep}(t). \quad (4.71)$$

Substituindo as equações (4.68) e (4.69) em (4.71) e simplificando, a seguinte equação é obtida para a análise do polo positivo:

$$\frac{dV_p(t)}{dt} = \left(\frac{m_p(t)}{C_e} - \frac{m_p(t)}{L} - \frac{K_{vp} K_{ip}}{|\tilde{i}_p(t)|} \right) \tilde{v}_{Cep}(t) \tilde{i}_p(t) - K_{ip} |\tilde{i}_p(t)| - \xi_{v\Delta}(t) \tilde{v}_{Cep}(t) - \xi_{i\Delta}(t) \tilde{i}_p(t). \quad (4.72)$$

Observa-se que a condição de estabilidade também é garantida neste caso com K_{ip} suficientemente grande e K_{vp} suficientemente pequeno. Por outro lado, a existência

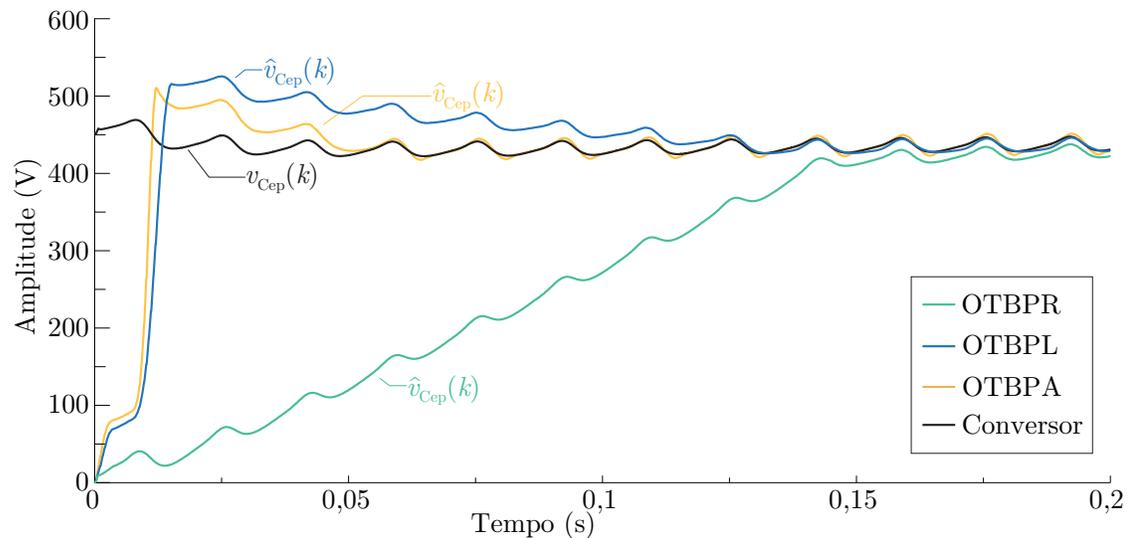
do termo $|\tilde{i}_p(t)|$ no denominador dos ganhos $K_{vp}K_{ip}$ impossibilita o projeto do ganho K_{vp} .

A Figura 4.7 ilustra o desempenho dinâmico do observador da tensão equivalente do capacitor do polo positivo $v_{Cep}(t)$ considerando o efeito do termo $|\tilde{i}_p(t)|$. Através deste resultado de simulação é possível verificar que o observador proposto possui desempenho superior aos observadores apresentados na literatura como, por exemplo, os observadores de Al-Wedami; Al-Hosani; Beig (2015) e Shao et al. (2014) que não utilizam o termo $|\tilde{i}_p(t)|$.

Na segunda análise, a indutância do polo positivo foi reduzida em 50% do valor nominal ($L = 2 \text{ mH} \rightarrow 1 \text{ mH}$). A variação paramétrica do indutor causa a modificação na ondulação da corrente do polo positivo, conforme pode ser observado na Figura 4.8 (a). Apesar deste comportamento, o observador apresenta rastreabilidade adequada na presença do desequilíbrio entre os polos, sendo um fator determinante para o sistema de controle da subtração das tensões atuar de forma satisfatória.

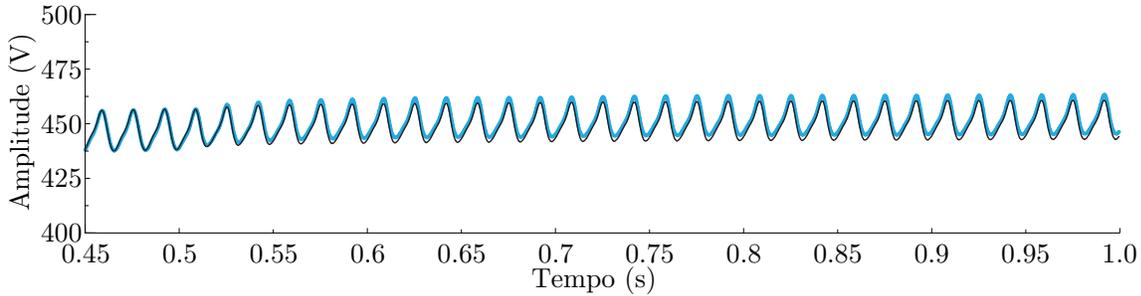
Com o propósito de verificar o desempenho do observador sob condição de variações paramétricas, são apresentados os resultados para variação da capacitância de um módulo e para a variação da indutância dos polos do MMC. Na primeira análise, a capacitância C do primeiro SM do polo positivo foi reduzida em 50% do valor nominal ($C_e = 0,68 \text{ mF} \rightarrow 0,34 \text{ mF}$). O resultado sob variação paramétrica no capacitor de um

Figura 4.7 – Resultados de simulação com a comparação entre o desempenho transitório dos observadores OTBPR, OTBPL e OTBPA.

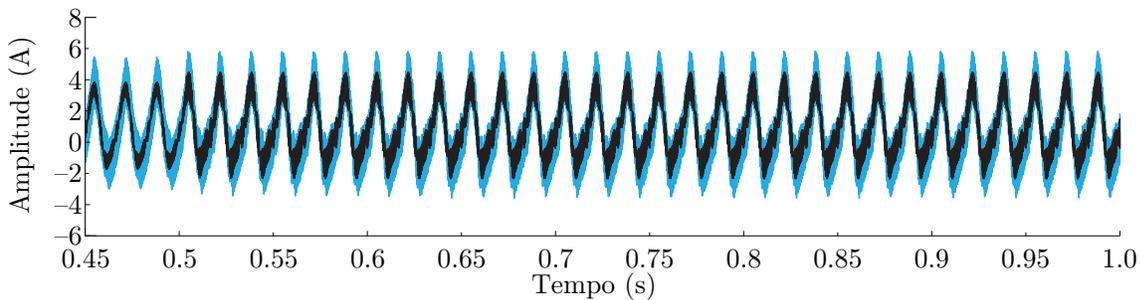


Fonte: Próprio autor.

Figura 4.8 – Resultados de simulação considerando variações paramétricas com redução de 50 % do valor da indutância do polo positivo ($L = 2 \text{ mH} \rightarrow 1 \text{ mH}$). (a) Formas de onda da tensão $v_{\text{Cep}}(t)$ medida e observada. (b) Formas de onda da corrente $i_p(t)$ medida e observada.



(a)



(b)

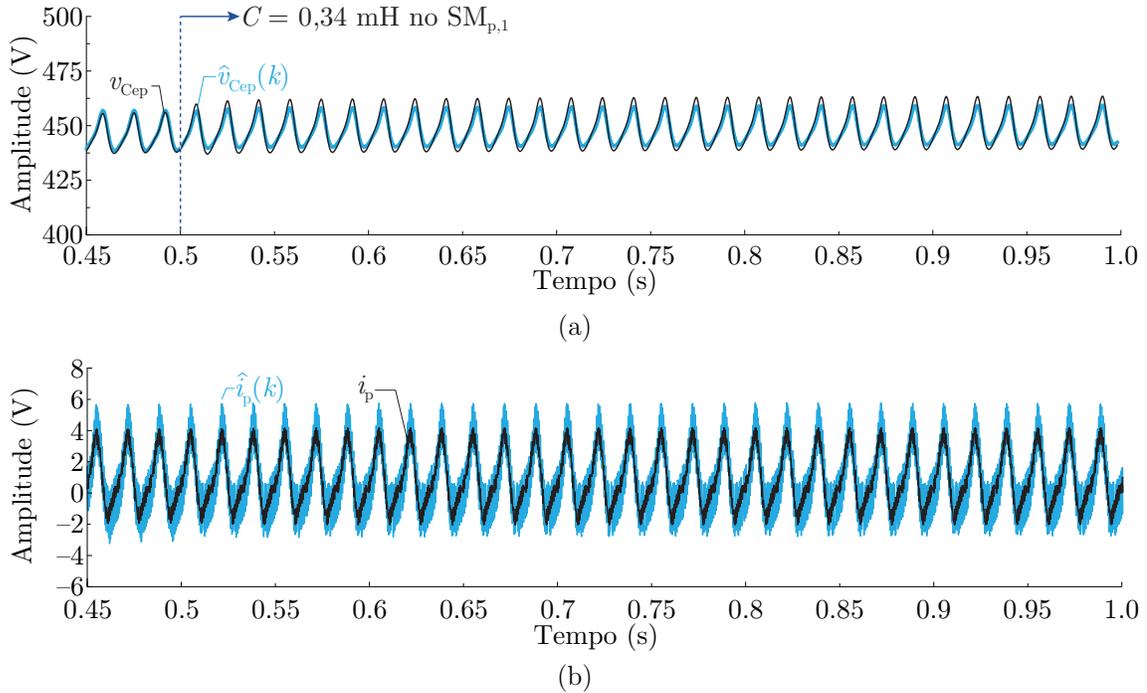
Fonte: Próprio autor.

dos módulos, demonstrado na Figura 4.9, indica que o observador tem resposta dinâmica adequada mesmo na presença da variação da capacitância de um dos SMs. Este resultado demonstra que apenas o valor médio da tensão equivalente é rastreado, o que é suficiente para garantir o funcionamento em malha fechada do sistema de controle, visto que são controlados os valores médios das tensões equivalentes.

4.4.2 Resultados de simulação do sistema de controle

Os resultados de simulação do sistema de controle distribuído contemplam a simulação em tempo discreto do sistema de controle fazendo uso dos observadores equivalentes. Em relação ao controle das tensões, os observadores equivalentes são utilizados para garantir o balanço do fluxo de potência entre o barramento CC e a carga, através do controle da soma das tensões observadas dos capacitores equivalentes, e da distribuição de potência entre os polos através da subtração das tensões observadas dos capacitores equivalentes.

Figura 4.9 – Resultados de simulação considerando variações paramétricas com redução de 50 % do valor da capacitância do primeiro SM do polo positivo ($C = 0,68 \text{ mF} \rightarrow 0,34 \text{ mF}$). (a) Formas de onda da tensão $v_{Cep}(t)$ medida e observada. (b) Formas de onda da corrente $i_p(t)$ medida e observada.

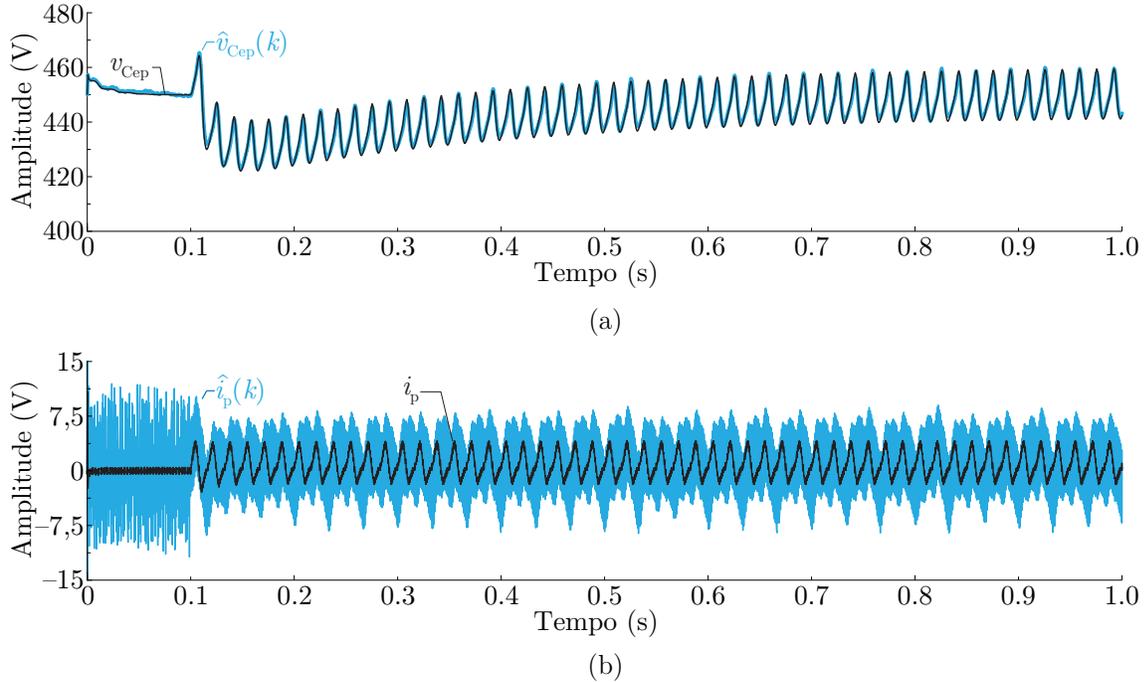


Fonte: Próprio autor.

A Figura 4.10 (a) apresenta o desempenho do controle das tensões equivalentes. Neste resultado, uma variação nominal de carga é aplicada ao MMC. No instante de tempo de 0,5 s ocorre o aumento de 0 VA para 400 VA. Nesta condição, as tensões dos capacitores equivalentes é mantida sob a referência de 450 V. Além disso, através da Figura 4.10 (b) nota-se que a corrente dos polos passa a ter uma componente CC e na frequência fundamental após o degrau de carga, as quais são necessárias para manter o fluxo de potência equilibrado nos polos equivalentes.

Na Figura 4.11 (a) é apresentado o resultado da alteração da soma das tensões dos capacitores dos polos equivalentes, provocado por uma variação na referência da malha de controle da soma das tensões dos polos. Na Figura 4.11 (b) é apresentado o resultado de desequilíbrio entre os polos, provocado por uma variação na referência da malha de controle da subtração das tensões dos polos. Ambos resultados indicam que o observador tem uma resposta adequada juntamente com o sistema de controle na pre-

Figura 4.10 – Resultados de simulação do observador por modos deslizantes discretizado 1 ($f_s = 12$ kHz) operando com degrau na corrente injetada na rede elétrica CA. (a) Tensão do capacitor do polo equivalente positivo observada e medida (b) Corrente do polo positivo observada e medida.



Fonte: Próprio autor.

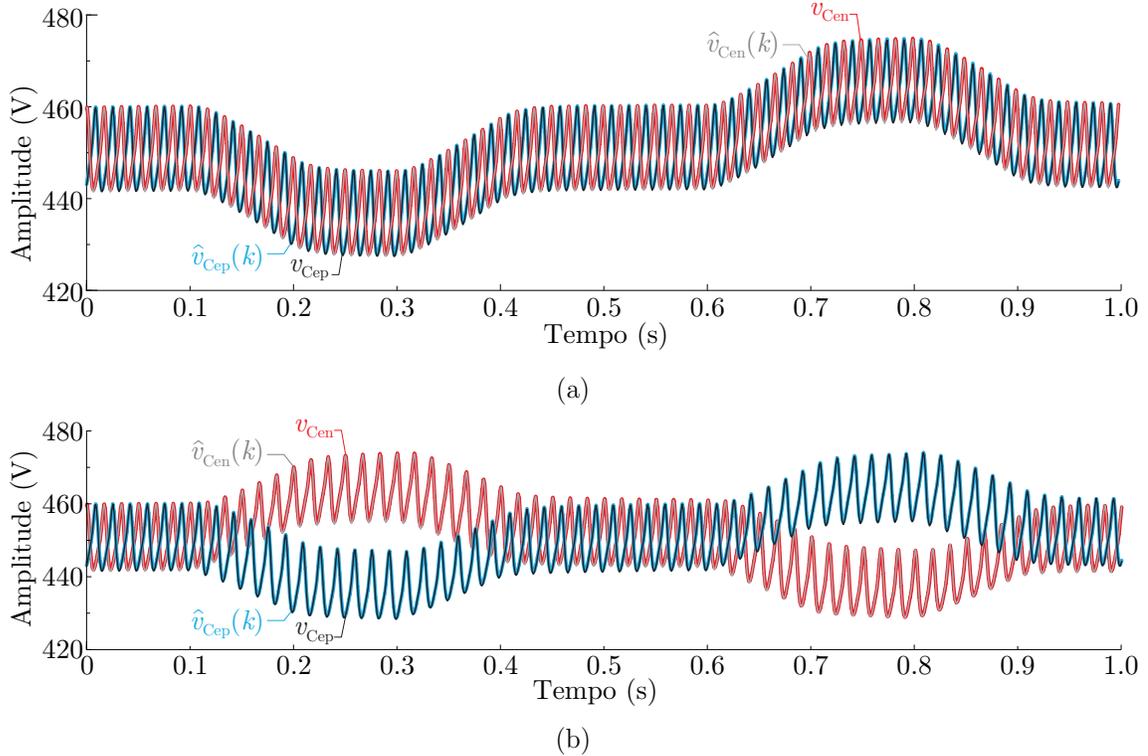
sença tanto da variação da tensão total do barramento CC como do desequilíbrio das tensões dos capacitores dos polos equivalentes.

4.4.3 Resultados experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos com o propósito de mostrar o desempenho dos observadores sob as mesmas condições de operação da simulação. Os parâmetros do protótipo experimental apresentado no Apêndice B e a estrutura do mesmo estão apresentados na Tabela 4.1 e na Figura B.1.

Na Figura 4.12 são apresentadas as formas de onda do conversor e do observador em regime permanente. Na Figura 4.12 (a) são mostradas as formas de onda das correntes dos polos medidas a partir de uma ponteira por efeito *hall* (Ch1, Ch2) e observadas obtidas através do PWM de alta resolução operando como um conversor digital-analógico juntamente com um filtro passa baixa de terceira ordem (Ch3, Ch4). Neste resultado o conversor está operando com carga nominal e em malha aberta com adequado rastreamento das correntes dos polos.

Figura 4.11 – Resultados de simulação do observador por modos deslizantes discretizado 1 ($f_s = 12$ kHz) sob variação na referência das malhas de controle da (a) soma e (b) subtração das tensões dos capacitores dos polos equivalentes.

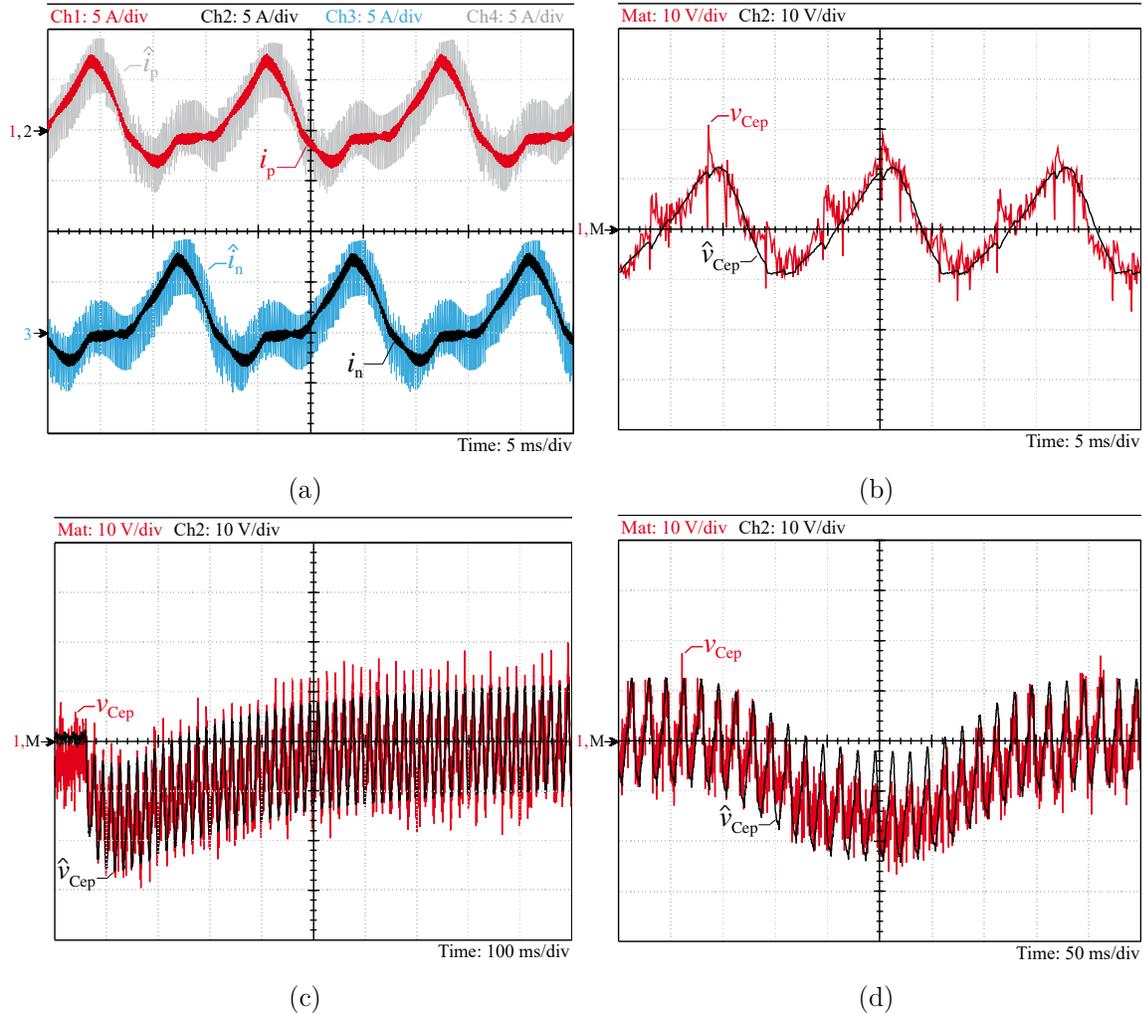


Fonte: Próprio autor.

Na Figura 4.12 (b) é apresentado o desempenho em regime permanente das TCPEs medida e observada. Neste resultado as formas de onda da TCPE observada (Ch2) foram obtidas a partir da TCPE medida no conversor (Mat=Ch1+Ch3+Ch4), uma vez que a tensão equivalente do polo corresponde à soma das tensões dos capacitores individuais, onde é possível observar a presença de ruído de modo comum na tensão medida que é causado pela sincronização entre os SMs variar em torno do bit de início da comunicação serial, o qual é utilizado para sincronizar as portadoras dos SMs. Observa-se o desempenho adequado no rastreamento da tensão equivalente bem como da corrente, onde a ondulação causada pela função chaveamento permanece dentro da faixa projetada de $K_{ip}T_s = 3$ A.

Na Figura 4.12 (c) e (d) são apresentadas as formas de onda das TCPEs observada (Ch2) e medida (Mat=Ch1+Ch3+Ch4) sob condições de variação de carga e de mudança na referência da malha de controle das tensões equivalentes. Na Figura 4.12 (c) é apresentado o desempenho do observador sob condição degrau de carga de 1 p.u.

Figura 4.12 – Resultados experimentais do OTBPL ($f_s = 12$ kHz). (a) Operação em regime permanente no rastreamento das correntes dos polos. (b) Operação em regime permanente no rastreamento da TCPE do polo positivo. (c) Variação de carga de 0 para 1 p.u. (d) Variação da na referência da malha de controle da soma das TCPEs.

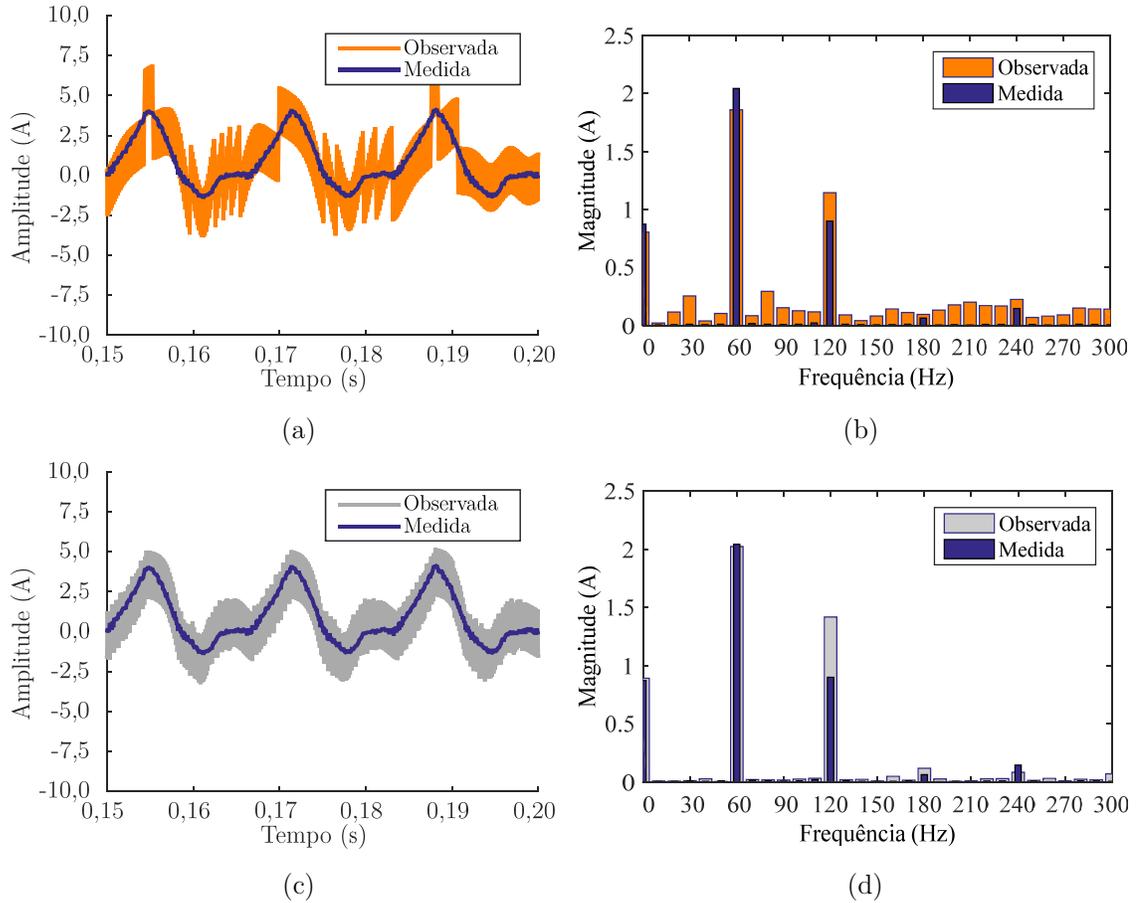


Fonte: Próprio autor.

No resultado da Figura 4.12 (d) a referência da malha de controle da soma das tensões foi modificada entre os valores de 1,0 p.u. (450 V) e 0,967 p.u. (435 V). Inicialmente, a partir do valor nominal de 1 p.u., reduziu-se a referência para 0,967 p.u. e após 100 ms retornou-se para o valor nominal de 1,0 p.u. Em ambos resultados o observador apresentou desempenho satisfatório no rastreamento da tensão equivalente.

Na Figura 4.13 são apresentados os resultados experimentais do desempenho em regime permanente das correntes dos polos com a utilização da função sinal e da função saturação. A Figura 4.13 (a) ilustra as formas de onda da corrente observada e medida.

Figura 4.13 – Resultados experimentais retirados da memória interna do DSP com o uso do OTBPL ($f_s = 12$ kHz) com o uso de função sinal e função saturação. (a) Formas de onda e (b) FFT da corrente observada e medida com função sinal. (c) Formas de onda e (d) FFT da corrente observada e medida com função saturação.

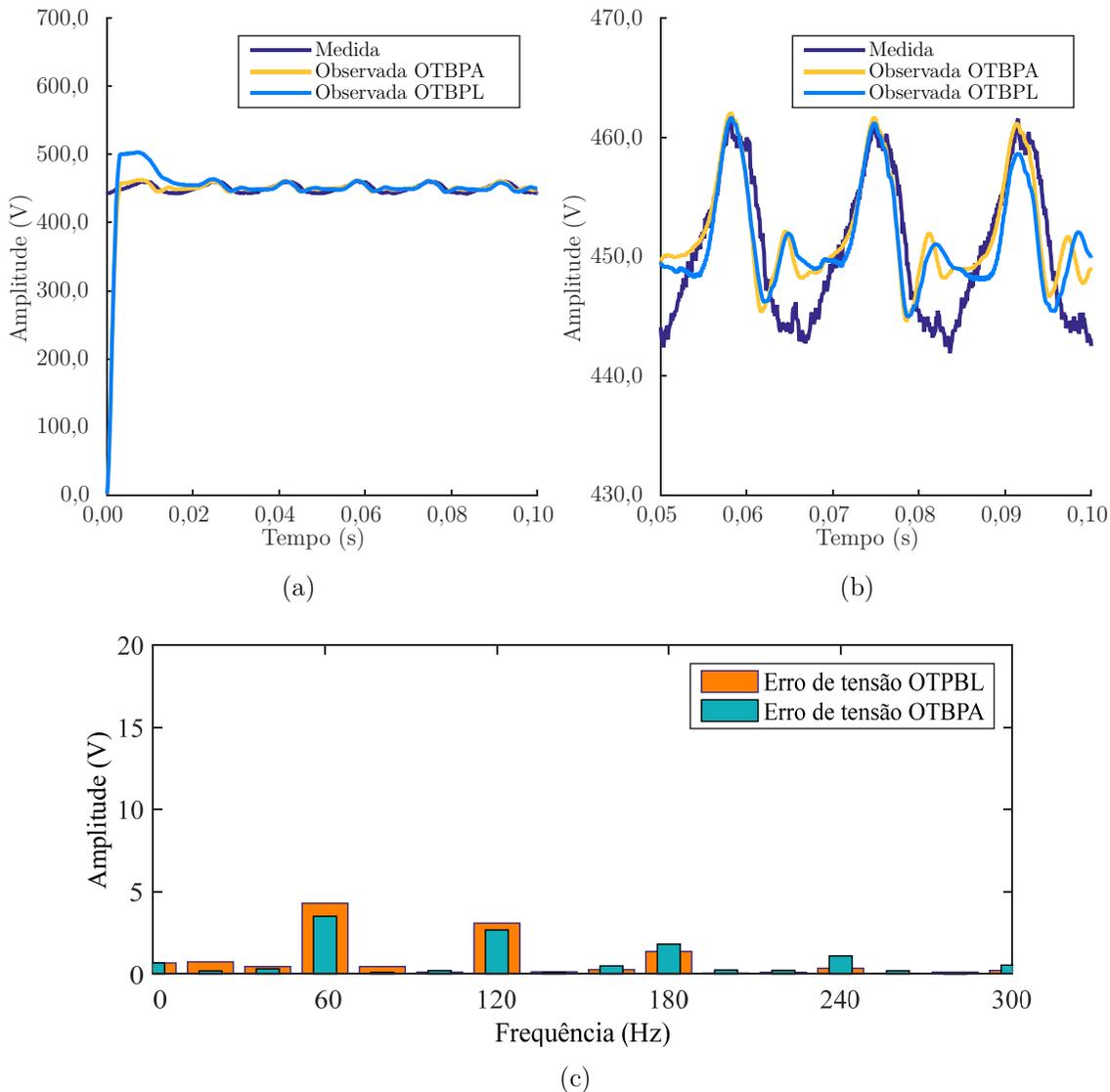


Fonte: Próprio autor.

A partir do espectro harmônico destas correntes apresentado na Figura 4.13 (b), observa-se que a função sinal pode ocasionar erros de rastreamento da componente contínua e na frequência fundamental, principalmente devido à característica descontínua da função sinal. Com a utilização da função saturação, uma parcela contínua na função atração opera quando $\tilde{i}_p(k) \in [1, -1]$, o que permite um melhor desempenho para pequenos valores do erro $\tilde{i}_p(k)$. Esta característica pode ser visualizada nas formas de onda da Figura 4.13 (c) e no respectivo espectro harmônico das correntes observada e medida. Neste resultado as componentes contínua e na frequência fundamental possuem erro significativamente reduzidos quando comparado ao resultado da função sinal.

A Figura 4.14 ilustra os resultados da comparação do desempenho transitório e em regime permanente do OTBPL e do OTBPA. Neste resultado os observadores estão operando com os ganhos projetados através da metodologia de projeto, onde $K_{ip}T_s = 3$, $K_{vp}T_s = 0,086$, $K_{vp2}T_s = 0,097$ e $K_{vp1}T_s = 10$. No resultado da Figura 4.14 (a) observa-se que o OTBPA possui uma velocidade de convergência maior que o OTBPL, o que

Figura 4.14 – Resultados experimentais retirados da memória interna do DSP com o uso do OTBPL e do OTBPA ($f_s = 12$ kHz) considerando $K_{ip}T_s = 3$, $K_{vp}T_s = 0,086$, $K_{vp2}T_s = 0,097$ e $K_{vp1}T_s = 10$. (a) Resposta transitória das TCPE observadas. (b) TCPE observadas e medidas em regime permanente. (c) Erro de rastreamento obtido através da FFT das TCPE observadas e medidas.



Fonte: Próprio autor.

é resultado do termo pertencente ao ganho K_{vp1} da equação (4.61). Esta característica ocorre porque o erro existente entre a corrente observada e medida no regime transitório contribui para o aumento da derivada da TCPE. Assim, o valor de K_{vp1} contribui diretamente no aumento do desempenho transitório do OTBPA.

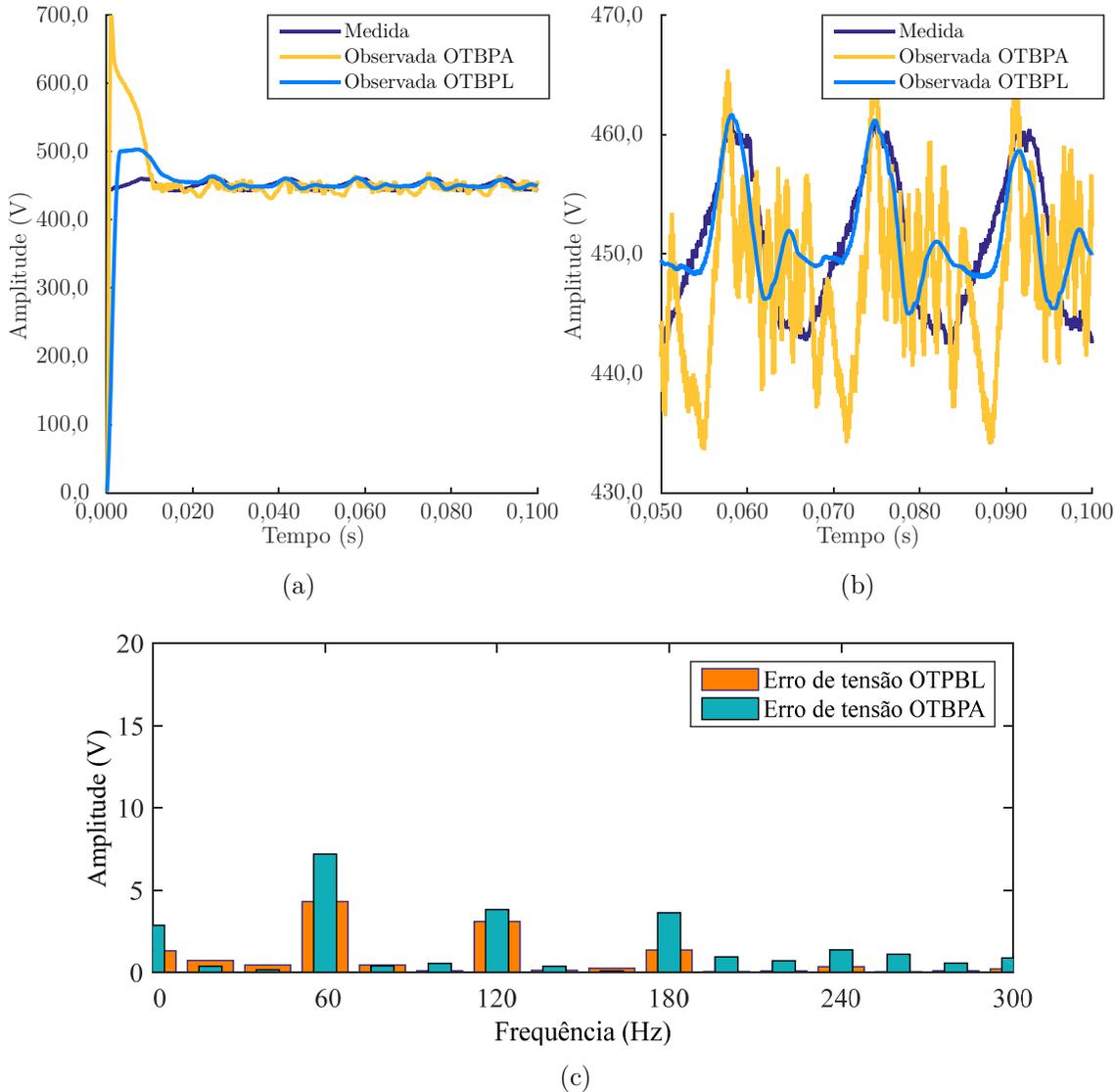
Por outro lado, o aumento do desempenho transitório do OTBPA traz como desvantagem a redução do desempenho em regime permanente, conforme pode ser observado na Figura 4.15 (a). Com o objetivo de apresentar este efeito, o ganho $K_{vp1}T_s$ foi aumentado para 100, sendo os demais ganhos projetados através da metodologia de projeto, onde $K_{ip}T_s = 3$, $K_{vp}T_s = 0,086$, $K_{vp2}T_s = 1,197$. Verifica-se através do resultado da Figura 4.15 (b) que o desempenho em regime permanente do OTBPA é piorado proporcionalmente com o aumento de $K_{vp1}T_s$, onde ocorre o aumento do erro de rastreamento das componentes contínua, na frequência fundamental e nas demais frequências múltiplas da fundamental, conforme apresentado na Figura 4.15 (c). Esta característica ocorre devido ao ganho $K_{vp1}T_s$ tornar a contribuição de $\tilde{i}_p(k)$ maior do que a contribuição da função sinal, amplificando as ondulações de $\tilde{i}_{cep}(k)$ em (4.60).

4.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram propostos dois observadores desenvolvidos no domínio do tempo contínuo: (i) OTBPL e (ii) OTBPA. O primeiro observador possui a banda passante limitada pela necessidade do ganho K_{vp} ser pequeno, não possibilitando o aumento da velocidade de convergência da TCPE observada. Já o segundo observador (OTBPA) apresenta a possibilidade de aumento da banda passante (OTBPA) para os mesmos valores de ganho.

Os dois observadores foram comparados também com a estrutura de observador que é utilizada na literatura (OTBPR), o qual apresenta uma velocidade de convergência reduzida quando comparado com os mesmos valores de ganho K_{vp} dos observadores propostos. Esta característica ocorre devido ao OTBPL e ao OTBPA apresentarem uma modificação com a inserção do termo $|\tilde{i}_p(t)|$, o que garante um desempenho transitório superior às estratégias convencionais propostas na literatura. Além disso, a inclusão deste termo na lei de observação das tensões equivalentes permite que seja possível estabelecer o projeto do ganho K_{vp} a partir da função Lyapunov.

Figura 4.15 – Resultados experimentais retirados da memória interna do DSP com o uso do OTBPL e do OTPBA ($f_s = 12$ kHz) considerando $K_{ip}T_s = 3$, $K_{vp}T_s = 0,086$, $K_{vp2}T_s = 1,197$ e $K_{vp1}T_s = 100$. (a) Resposta transitória das TCPE observadas. (b) TCPE observadas e medidas em regime permanente. (c) Erro de rastreamento obtido através da FFT das TCPE observadas e medidas.



Fonte: Próprio autor.

A função saturação apresentou ser fundamental na implementação de observadores baseados apenas em uma função sinal (OTBPL, OTPBA e OTBPR), uma vez que a função sinal insere uma característica descontínua na observação das corrente dos polos. Através dos resultados apresentados verificou-se que esta característica insere erros no rastreamento das componentes contínua e na frequência fundamental das cor-

rentes dos polos, o que resulta no inadequado rastreamento da componente contínua das TCPE.

Os resultados da simulação e experimentais apresentam a validação das estratégias de observação para as tensões equivalentes dos polos sob diferentes condições de operação, tais como: dinâmicas não-modeladas, variações de carga e variações nas referências dos sistema de controle. Os resultados apresentados mostraram-se satisfatórios em tempo contínuo e em tempo discreto através da discretização das leis de observação em tempo contínuo.

Capítulo 5

OBSERVADOR DAS TENSÕES DOS POLOS EQUIVALENTES POR MODOS DESLIZANTES EM TEMPO DISCRETO

5.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Neste capítulo é proposto um observador por modos deslizantes em tempo discreto aplicados no controle das tensões dos polos equivalentes do MMC. De forma semelhante ao Capítulo 4 esta proposta tem como propósito principal a redução do fluxo de informações na comunicação entre os processadores dos SMs e o processador central, implementada através da estrutura radial distribuída proposta no Capítulo 3. Assim, o observador das TCPEs opera no processador central e as tensões individuais são obtidas através do conversor analógico-digital do processador local.

Diferentemente dos observadores propostos no Capítulo 4, os quais são obtidos no domínio do tempo contínuo e após discretizados, o observador das tensões equivalentes deste capítulo é concebido a partir da análise por Lyapunov no domínio do tempo discreto. Esta abordagem garante a estabilidade e a definição dos limites dos ganhos para a implementação do mesmo em um processador digital de sinais. Além disso, é apresentada uma metodologia de projeto dos ganhos em função da banda passante da

corrente observada, garantindo que o desempenho do observador seja garantido para rastrear adequadamente as componentes das correntes dos polos.

O observador proposto neste capítulo faz o uso de uma função atração amortecida, aproximando-se do comportamento de uma função saturação. Contudo, o amortecimento desta função pode ser projetado através da metodologia apresentada neste capítulo, a qual relaciona a banda passante do observador com um dos ganhos do mesmo.

Desta forma, são apresentados os ábacos para a determinação dos ganhos do observador em tempo discreto para atingir determinados desempenhos em regime permanente e transitório. Para validação da metodologia são apresentados resultados de simulações e experimentais do desempenho do observador proposto obtidos através do software PSIM® e do protótipo experimental descrito no Apêndice B.

5.2 OBSERVADOR DAS TCPE POR MDD COM BANDA PASSANTE EXPANDIDA (OTBPE)

Tradicionalmente, os observadores do modo deslizante têm a mesma forma matemática do sistema a ser controlado (SHAO et al., 2015; UTKIN, 1993; WEIBING GAO; YUFU WANG; HOMAIFA, 1995). Assim, as equações diferenciais do polo positivo do MMC definidas em (4.5) e (4.7) podem ser discretizadas através do método Euler com um tempo de amostragem T_s , resultando nas equações diferença da corrente do polo positivo e da TCPE positivo, dadas por

$$i_p(k+1) = i_p(k) + h_1 \frac{v_{cc}(k)}{2} - h_2(k)v_{Cep}(k) - h_1 v_{ao}(k) \quad (5.1)$$

$$v_{Cep}(k+1) = v_{Cep}(k) + h_3(k)i_p(k) \quad (5.2)$$

onde $h_1 = \frac{T_s}{L}$, $h_2(k) = \frac{T_s m_p(k)}{L}$ e $h_3(k) = \frac{T_s m_p(k)}{C_e}$.

Com base nestas equações, a tensão de capacitor equivalente observada $\hat{v}_{Cep}(k)$ pode ser obtida através de (5.2), que depende da corrente do polo medida $i_p(k)$ e do termo $h_3(k)$, o que é suficiente para rastrear corretamente os estados reais em condições normais de operação. Por outro lado, aplicações práticas possuem variações paramétricas e perturbações de entrada do sistema, as quais modificam as respostas dinâmicas e em regime permanente dos estados do sistema a serem controlados. Desta forma,

o OMD deve ter uma função adicional para rastrear corretamente os estados reais sob distintas condições de operação.

Inicialmente, assume-se que a TCPE permanece constante durante uma amostra $v_{\text{Cep}}(k+1) = v_{\text{Cep}}(k)$ na equação diferença da corrente do polo (5.1), uma vez que o comportamento dinâmico deste estado é mais lento do que o comportamento dinâmico da corrente do polo. Com base nesta suposição, um OMD em tempo discreto pode ser obtido de (5.1) e de (5.2) adicionando duas funções atração, sendo $u_p(k)$ em (5.1) e $f(\tilde{i}_p(k))$ em (5.2), para rastrear adequadamente a tensão do capacitor equivalente $v_{\text{Cep}}(k)$.

Desta forma, com o uso da abordagem de Gao; Wang; Homaifa (1995), obtém-se as seguintes equações diferença do observador do polo positivo:

$$\hat{i}_p(k+1) = \hat{i}_p(k) + h_1 \frac{v_{\text{cc}}(k)}{2} - h_2(k) \hat{v}_{\text{Cep}}(k+1) - h_1 v_{\text{ao}}(k) - u_p(k) \quad (5.3)$$

$$\hat{v}_{\text{Cep}}(k+1) = \hat{v}_{\text{Cep}}(k) + h_3(k) \hat{i}_p(k) + f(\tilde{i}_p(k)) \quad (5.4)$$

onde $\hat{i}_p(k)$ é a corrente observada do polo positivo, $\hat{v}_{\text{Cep}}(k)$ é a tensão equivalente do polo positivo, $f(\tilde{i}_p(k))$ é a função atração da tensão equivalente do polo positivo e $u_p(k)$ é a função atração do observador da corrente do polo positivo, dada por:

$$u_p(k) = qT_s \tilde{i}_p(k) + \varepsilon T_s \text{sign}(\tilde{i}_p(k)) \quad (5.5)$$

onde qT_s e εT_s são os ganhos do observador e $\tilde{i}_p(k)$ é a superfície de deslizamento, dada por:

$$\tilde{i}_p(k) = \hat{i}_p(k) - i_p(k). \quad (5.6)$$

O observador por modos deslizantes das tensões equivalentes dos polos do MMC é obtido através da abordagem por Lyapunov em tempo discreto com o objetivo de determinar a função atração $f(\tilde{i}_p(k))$ e de garantir a estabilidade do observador proposto em tempo discreto.

Assim, a partir do conhecimento do erro de corrente do polo positivo é estabelecida a seguinte função candidata a Lyapunov:

$$V(k) = \tilde{i}_p^2(k) + \hat{v}_{\text{Cep}}^2(k). \quad (5.7)$$

A equação diferença de (5.7) é dada por

$$\Delta V(k) = V(k+1) - V(k) = \tilde{i}_p^2(k+1) - \tilde{i}_p^2(k) + \tilde{v}_{\text{Cep}}^2(k+1) - \tilde{v}_{\text{Cep}}^2(k). \quad (5.8)$$

Substituindo (5.1) e (5.3) em (5.6), o erro de corrente do polo positivo $\tilde{i}_p(k+1)$ pode ser escrito como

$$\tilde{i}_p(k+1) = \tilde{i}_p(k) - h_2(k)\tilde{v}_{\text{Cep}}(k+1) - u_p(k). \quad (5.9)$$

Considerando (5.9) e a seguinte igualdade

$$\tilde{v}_{\text{Cep}}^2(k+1) - \tilde{v}_{\text{Cep}}^2(k) = 2\tilde{v}_{\text{Cep}}(k+1)\Delta\tilde{v}_{\text{Cep}}(k) - \Delta\tilde{v}_{\text{Cep}}^2(k) \quad (5.10)$$

a equação diferença de (5.8) resulta em

$$\begin{aligned} \Delta V(k) = & F_1 - F_2 \left| \tilde{i}_p(k) \right| - F_3 \tilde{i}_p^2(k) - \Delta\tilde{v}_{\text{Cep}}^2(k) + 2\tilde{v}_{\text{Cep}}(k+1)\Delta\tilde{v}_{\text{Cep}}(k) \\ & + \left[h_2(k)\tilde{v}_{\text{Cep}}(k+1) \right]^2 + 2h_2(k)\tilde{v}_{\text{Cep}}(k+1) \left[u_p(k) - \tilde{i}_p(k) \right] \end{aligned} \quad (5.11)$$

onde $\Delta\tilde{v}_{\text{Cep}}(k) \triangleq \tilde{v}_{\text{Cep}}(k+1) - \tilde{v}_{\text{Cep}}(k)$, $F_1 \triangleq (\varepsilon T_s)^2$, $F_2 \triangleq 2\varepsilon T_s(1-qT_s)$ e $F_3 \triangleq qT_s(2-qT_s)$.

A partir de (5.11) é possível obter uma função para o erro da tensão equivalente dos polos $\tilde{v}_{\text{Cep}}(k+1)$, dada por

$$2\Delta\tilde{v}_{\text{Cep}}(k) = 2h_2(k)\tilde{i}_p(k) - \left[h_2(k) \right]^2 \tilde{v}_{\text{Cep}}(k+1) - 2h_2(k)u_p(k). \quad (5.12)$$

Substituindo (5.12) em (5.11) obtém-se a seguinte função Lyapunov:

$$\Delta V(k) = F_1 - F_2 \left| \tilde{i}_p(k) \right| - F_3 \tilde{i}_p^2(k) - \Delta\tilde{v}_{\text{Cep}}^2(k). \quad (5.13)$$

A condição $\Delta V(k) < 0$ deve ser alcançada para assegurar a operação de estabilidade do observador proposto (UTKIN, 1993; WEIBING GAO; YUFU WANG; HOMAIFA, 1995).

Esta condição será alcançada para valores positivos de εT_s e qT_s . Além disso, a desigualdade $0 < qT_s < 1$ deve ser garantida para $F_2 > 0$ e $F_3 > 0$ e, conseqüentemente, para contribuir com a condição $\Delta V(k) < 0$. Se εT_s é escolhido grande, resulta-se em uma alta amplitude da função chaveamento do observador, o que aumenta o *chattering* e força (5.13) a ser positiva através de F_1 . Por outro lado, um valor grande para

εT_s força (5.13) a ser negativa através de F_3 , melhorando a convergência do erro de corrente para zero. Além disso, salienta-se que o termo F_2 também contribui pra tornar a expressão (5.13) negativa, desde que $0 < qT_s < 1$.

Com o objetivo de obter a lei de adaptação da tensão equivalente dos polos observada, a equação (5.12) é reescrita como

$$\left[1 + \frac{(h_2(k))^2}{2} \right] \tilde{v}_{\text{Cep}}(k+1) = \tilde{v}_{\text{Cep}}(k) + h_2(k)\tilde{i}_p(k) - h_2(k)u_p(k). \quad (5.14)$$

Hipótese H1: A condição $\frac{(h_2(k))^2}{2} \ll 1$ é válida, então é possível simplificar (5.14), o que resulta em

$$\tilde{v}_{\text{Cep}}(k+1) = \tilde{v}_{\text{Cep}}(k) + h_2(k)\tilde{i}_p(k) - h_2(k)u_p(k). \quad (5.15)$$

Comentário C1: A hipótese H1 não é restritiva. O termo $h_2(k)$ possui um numerador definido como $T_s m_p(k)$, onde T_s assume um pequeno valor e $m_p(k) \subset (0,1)$. Considerando as condições apresentadas nesta Tese de Doutorado, $\frac{(h_2(k))^2}{2} \approx 555,55\mu$.

Considerando que

$$\tilde{v}_{\text{Cep}}(k+1) = \hat{v}_{\text{Cep}}(k+1) - v_{\text{Cep}}(k+1) \quad (5.16)$$

e substituindo (5.15) em (5.16), obtém-se a tensão equivalente do polo positivo observada $\hat{v}_{\text{Cep}}(k+1)$, dada por:

$$\hat{v}_{\text{Cep}}(k+1) = \hat{v}_{\text{Cep}}(k) + h_3(k)\dot{i}_p(k) + h_2(k)\tilde{i}_p(k) - h_2(k)u_p(k) \quad (5.17)$$

5.2.1 Modelo dinâmico equivalente do OTBPE

Os modelos dinâmicos equivalentes que representam o comportamento do OTBPE são obtidos para analisar as características de desempenho transitório da corrente e da tensão observadas, assim como o desempenho em regime permanente.

A TCPE deve ser considerada na variação da corrente observada, uma vez que se deseja analisar o comportamento das duas variáveis. Assim, as variações de $v_{cc}(k)$ e $v_{ao}(k)$ são desconsideradas em (5.3), o que resulta em:

$$\hat{i}_p(k+1) = \hat{i}_p(k) - g_2(k)\hat{v}_{\text{Cep}}(k) - qT_s\tilde{i}_p(k) - \varepsilon T_s \text{sign}(\tilde{i}_p(k)). \quad (5.18)$$

Considerando que $\text{sign}(\tilde{i}_p(k)) = \tilde{i}_p(k)|\tilde{i}_p(k)|^{-1}$ em (5.18) e aplicando a transformada Z na equação resultante, tem-se:

$$z\hat{i}_p(z) = \hat{i}_p(z) - h_2(z)\hat{v}_{\text{Cep}}(z) - qT_s[\hat{i}_p(z) - i_p(z)] - \varepsilon T_s[\hat{i}_p(z) - i_p(z)]|\tilde{i}_p(z)|^{-1}. \quad (5.19)$$

Solucionando (5.19) em termos de $\hat{i}_p(z)$ resulta-se em:

$$\hat{i}_p(z) = G_a(z)i_p(z) - G_b(z)\hat{v}_{\text{Cep}}(z). \quad (5.20)$$

onde:

$$G_a(z) \triangleq \frac{\hat{i}_p(z)}{i_p(z)} = \frac{1 - c_1}{z - c_1} \quad (5.21)$$

$$G_b(z) \triangleq \frac{\hat{i}_p(z)}{\hat{v}_{\text{Cep}}(z)} = \frac{h_2(z)}{z - c_1} \quad (5.22)$$

e $c_1 = 1 - qT_s - \varepsilon T_s|\tilde{i}_p(0)|^{-1}$.

Aplicando a transformada Z em (5.17) obtém-se:

$$\begin{aligned} z\hat{v}_{\text{Cep}}(z) = \hat{v}_{\text{Cep}}(z) + & \left[h_3(z) - h_2(z) + qT_sh_2(z) + \varepsilon T_sh_2(z) \right] |\tilde{i}_p(z)|^{-1} i_p(z) \\ & + \left[h_2(z) - qT_sh_2(z) - \varepsilon T_sh_2(z) \right] |\tilde{i}_p(z)|^{-1} \hat{i}_p(z) \end{aligned} \quad (5.23)$$

A partir de (5.23) obtém-se a seguinte equação para a TCPE observada do polo positivo:

$$\hat{v}_{\text{Cep}}(z) = G_c(z)\hat{i}_p(z) - G_d(z)i_p(z) \quad (5.24)$$

onde:

$$G_a(z) \triangleq \frac{\hat{v}_{\text{Cep}}(z)}{\hat{i}_p(z)} = \frac{h_3(z) + c_2(z)}{z - 1} \quad (5.25)$$

$$G_b(z) \triangleq \frac{\hat{v}_{\text{Cep}}(z)}{i_p(z)} = \frac{c_2(z)}{z - 1} \quad (5.26)$$

$$c_2(z) = h_2(z)c_1 \quad (5.27)$$

Os comportamentos dinâmicos da corrente observada $\hat{i}_p(z)$ e da tensão observada $\hat{v}_{cep}(z)$ obtidos partir das equações (5.20) e (5.24) representam um sistema de segunda ordem com diagrama de blocos ilustrado na Figura 4.3. O diagrama de blocos possui quatro funções de transferência para representar a relação entre as variáveis de entrada das equações (5.20) e (5.24) e os respectivos estados observados. A partir deste modelo equivalente são realizadas as análises em regime transitório e em regime permanente do observador.

5.3 METODOLOGIA DE PROJETO DO OTBPE EM TEMPO DISCRETO

A existência de sistemas de modo deslizante de tempo discreto depende de duas condições (BARTOSZEWICZ, 1998; WEIBING GAO; YUFU WANG; HOMAIFA, 1995): (i) as trajetórias de estado devem atingir uma superfície deslizante em um tempo finito; e (ii) os estados devem permanecer limitados dentro de uma região para garantir a existência de modo deslizante discreto, após a ocorrência de (i). Desta forma, os ganhos qT_s e εT_s devem ser projetados para garantir a existência destas duas condições.

Os projetos dos ganhos qT_s e εT_s são apresentados detalhadamente nas subseções 5.3.1 e 5.3.2. O ganho qT_s é definido para garantir a condição (i), enquanto o ganho εT_s é definido para garantir (ii). Assim, o primeiro é projetado a partir da banda passante desejada para o observador e o segundo é calculado para garantir a estabilidade em regime permanente em tempo discreto.

5.3.1 Determinação da amplitude de *chattering* da corrente observada

A determinação da amplitude de *chattering* da corrente observada permite a definição do ganho εT_s para garantir a operação estável do observador em regime permanente. Os critérios adotados para garantir o desempenho do observador em regime permanente são: (i) após a trajetória atravessar a superfície de deslizamento $\tilde{i}_p(k)$, esta atravessará $\tilde{i}_p(k)$ a cada amostra sucessiva, resultando em um movimento vaivém em torno da superfície de deslizamento; (ii) a amplitude do movimento vaivém em torno da superfície de deslizamento permanece em um intervalo de corrente máximo $\Delta\hat{I}_p$ com amplitude definida como $\Delta\hat{I}_p$.

A operação estável do observador em regime permanente ocorre quando $\tilde{i}_p(k+1) = -\tilde{i}_p(k)$. Nesta condição, a equação (5.9) resulta em:

$$2\tilde{i}_p(k) - qT_s\tilde{i}_p(k) - \varepsilon T_s \text{sign}(\tilde{i}_p(k)) = 0. \quad (5.28)$$

Em regime permanente, o erro de corrente $\tilde{i}_p(\infty)$ é igual à amplitude $\Delta\hat{I}_p$ conforme pode ser visualizado na Figura 5.2 (a). Assim, obtém-se $\Delta\hat{I}_p$ solucionando (5.28) em termos de $\tilde{i}_p(\infty)$, o que resulta em:

$$\tilde{i}_p(\infty) = \Delta\hat{I}_p = \frac{\varepsilon T_s}{2 - qT_s} \quad (5.29)$$

A Figura 5.1 mostra o ábaco para o projeto de $\Delta\hat{I}_p$ como uma função dos ganhos qT_s e εT_s obtido a partir de (5.29), onde são apresentados dois pontos projeto utilizados nos resultados e dois exemplos que estão apresentados na Figura 5.2 (a) e Figura 5.2 (b). As variáveis εT_s e $\Delta\hat{I}_p$ são normalizadas para a base I_{base} .

Na Figura 5.2 são apresentadas as formas de onda do erro das correntes obtidas a partir da função atração (5.18) e do modelo equivalente (5.20), considerando que a variação da TCPE observada é mais lenta que a variação da corrente em um período de amostragem T_s . Assim, neste caso assumiu-se que $\hat{v}_{\text{Cep}}(k)$ é constante, ou seja, $\hat{v}_{\text{Cep}}(k) = \hat{v}_{\text{Cep}}(k + 1)$.

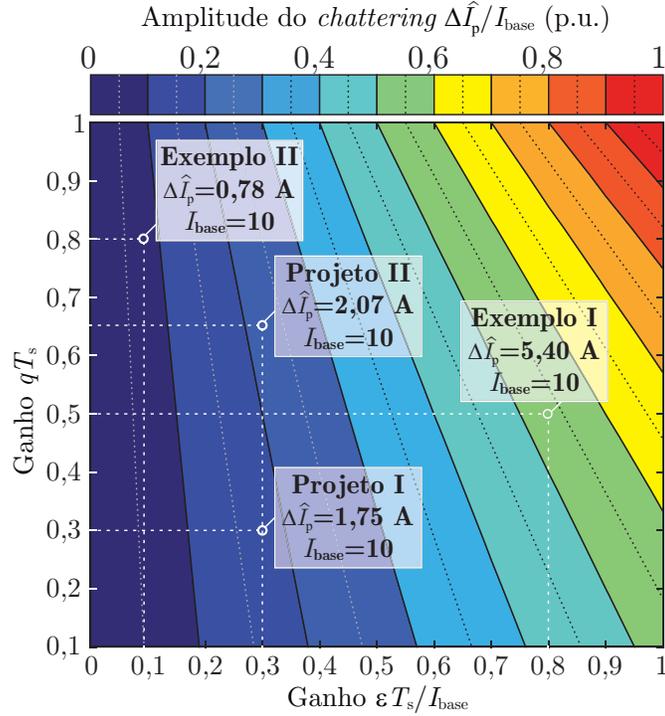
De forma semelhante ao apresentado por Gao; Wang; Homaifa (1995), verifica-se que a máxima faixa de operação da função atração definida em (5.5) depende apenas do ganho εT_s . Esta característica por ser obtida considerando que o máximo valor de $\Delta\hat{I}_p$ é obtido quando $qT_s = 1$. Assim, a seguinte condição é obtida para definição do ganho εT_s :

$$\Delta\hat{I}_{p,\text{max}} = \varepsilon T_s > \frac{\Delta I_{p,\text{ripple,max}}}{2} \quad (5.30)$$

onde a corrente observada estará limitada em regime permanente no intervalo com limites entre $\Delta\hat{I}_{p,\text{max}}$ e $-\Delta\hat{I}_{p,\text{max}}$, que deve ser maior do que a ondulação máxima de alta frequência da corrente do polo $\Delta I_{p,\text{ripple,max}}$ causado pela estratégia PSPWM. Esta ondulação é definida como (SILVA et al., 2015):

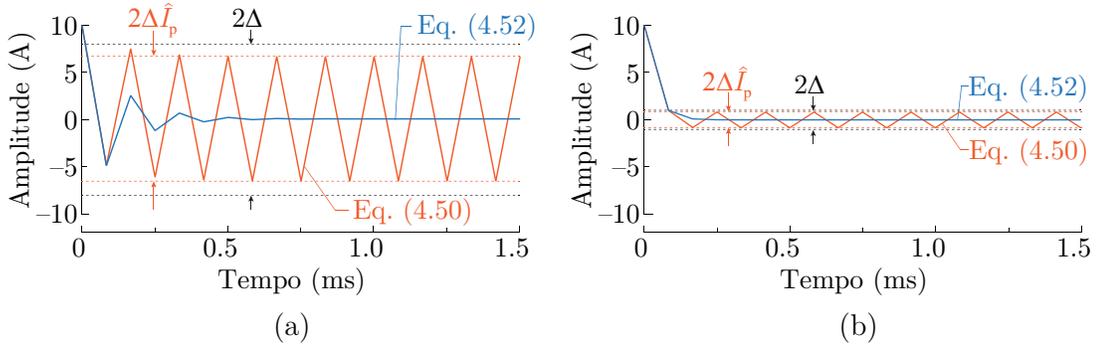
$$\Delta I_{p,\text{ripple,max}} = \frac{V_{cc}}{4f_{sw}N^2L} \quad (5.31)$$

Figura 5.1 – Ábaco para o projeto da amplitude $\Delta \hat{I}_p$ em função dos ganhos εT_s e $q T_s$. As variáveis $\Delta \hat{I}_p$ e εT_s estão normalizadas em relação à corrente base I_{base} .



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.2 – Formas de onda do erro de corrente para validação do modelo equivalente $G_{ip}(z)$ considerando $\tilde{i}_p(0) = 10$ A. (a) Exemplo I: $q T_s = 0,5$ e $\varepsilon T_s = 8$. (b) Exemplo II: $q T_s = 0,8$ e $\varepsilon T_s = 1$.



Fonte: Próprio autor.

onde f_{sw} é a frequência de comutação. Esta condição garante que o sistema atravesse a superfície deslizante sucessivamente em cada período de amostragem, mesmo quando a ondulação de corrente é amostrada.

É importante destacar que a Figura 5.1 também mostra que $\Delta \hat{I}_p \leq \Delta \hat{I}_{p,max}$ e, conseqüentemente, a condição (ii) está garantida.

5.3.1.1 Eliminação do chattering da corrente observada

As estratégias por modos deslizantes operam com oscilações de amplitude e fase na variável observada. Estratégias de redução da amplitude de *chattering* podem ser obtidas através da substituição da função sinal por diferentes tipos de função atração, tais como a função saturação ou a função sigmoide. Por outro lado, estas funções normalmente necessitam do aumento do ganho associado a mesma para manter o mesmo desempenho da função sinal.

A partir de (5.29) é possível realizar a eliminação da amplitude do *chattering* da corrente observada. A amplitude do *chattering* é eliminada através da soma ou subtração de $\Delta \hat{I}_p$, dependendo do sinal de $\tilde{i}_p(k)$ (BERNARDES et al., 2014). Assim, obtém-se a corrente observada sem *chattering*:

$$\hat{i}_{p,f}(k+1) = \hat{i}_p(k+1) + \Delta \hat{I}_p \text{sign}(\tilde{i}_p(k)) \quad (5.32)$$

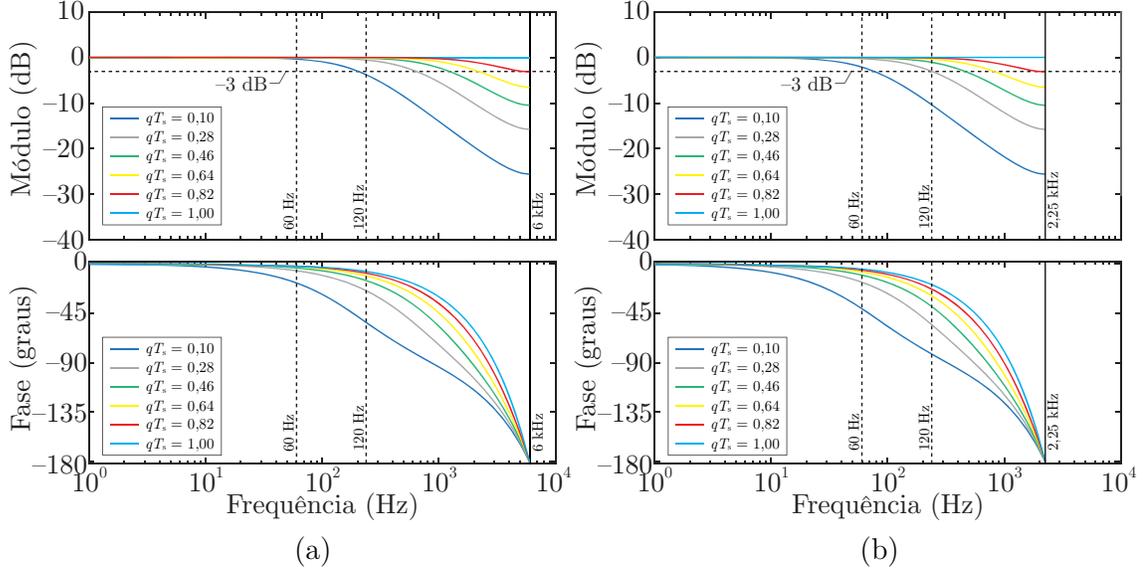
5.3.2 Análise da resposta em frequência do observador em tempo discreto

A análise da resposta em frequência do OTBPE em tempo discreto possibilita o projeto do ganho qT_s para atender as especificações de regime permanente no rastreamento das componentes presentes na corrente do polo. Assim, a frequência de amostragem f_s e o ganho qT_s influenciam diretamente na capacidade de rastreamento da corrente do polo.

Neste sentido, foram obtidas as respostas em frequência da equação (5.21), apresentadas na Figura 5.3 (a) para $f_s = 12$ kHz e na Figura 5.3 (b) para $f_s = 4,5$ kHz, para demonstrar a variação da banda passante da corrente observada em função da variação do ganho qT_s e da frequência de amostragem f_s . Estas frequências de amostragem foram especificadas para a obtenção dos resultados de simulação (12 kHz e 4,5 kHz) e experimentais (12 kHz) apresentados nesta Tese de Doutorado.

A partir da Figura 5.3 (a) verifica-se que o módulo de (5.21) é praticamente unitário na frequência fundamental para todos os valores de qT_s apresentados, o que indica a adequada rastreabilidade da corrente do polo em regime permanente para $f_s = 12$ kHz, uma vez que se $|G_a(z)| \rightarrow 1$ então $\hat{i}_p(z) = i_p(z)$. Por outro lado, o uso de $qT_s = 0,1$ torna a fase entre a corrente medida e observada significativa na frequência fundamental. De forma semelhante, a partir da Figura 5.3 (b) verifica-se que o uso de

Figura 5.3 – Resposta em frequência da corrente observada em função do ganho qT_s . (a) $f_s = 12$ kHz. (b) $f_s = 4,5$ kHz.



Fonte: Próprio autor.

$qT_s = 0,1$ para $f_s = 4,5$ kHz causa um erro de rastreamento na amplitude da componente na frequência fundamental. Assim, verifica-se a necessidade de definir o projeto de qT_s para atingir determinado desempenho em regime permanente no rastreamento das componentes presentes nas correntes dos polos e, conseqüentemente, o adequado rastreamento da componentes presentes nas TCPEs.

Com o objetivo de obter a banda passante da corrente observada, a partir de (5.21) obtém-se:

$$\left| G_{ip}(e^{j2\pi f_{pb} T_s}) \right| = \left| \frac{c_1 - 1}{e^{j2\pi f_{pb} T_s} - c_1} \right| = g_{pb} \quad (5.33)$$

onde g_{pb} é o ganho para definição da banda passante f_{pb} .

Considerando a equação de Euler $e^{j\theta} = \cos(\theta) + j\sen(\theta)$ em (5.33), obtém-se a banda passante f_{pb} , dada por:

$$f_{pb} = \frac{\arccos\left(\frac{(g_{pb}^2 - c_1)(c_1 + 1) + 3c_1 - 1}{2c_1 g_{pb}^2}\right)}{2\pi T_s} \quad (5.34)$$

A partir de (5.34) são obtidas as curvas apresentadas na Figura 5.4, as quais representam a relação entre a banda passante f_{pb} e o módulo do erro inicial de corrente $|\tilde{i}_p(0)|$ para diferentes valores de qT_s . As curvas foram obtidas com a variação de $|\tilde{i}_p(0)|$ de εT_s até 10^3 , considerando o mesmo valor de $\varepsilon T_s = 0,3$. Na Figura 5.4 (a) é apresentado a banda passante da corrente observada, o qual é utilizado nos resultados de simulação e experimentais apresentados nesta Tese de Doutorado, onde foram utilizados $f_s = 12$ kHz e $f_{sw} = 6$ kHz. Na Figura 5.4 (b) e (c) são apresentadas as bandas passantes para $f_s = 4,5$ kHz e $f_{sw} = 150$ Hz, onde o resultado da Figura 5.4 (b) representa a banda passante para os mesmos ganhos da Figura 5.4 (a) e o resultado da Figura 5.4 (c) representa a banda passante considerando o projeto adequado do ganho qT_s . Observa-se que o mesmo ganho εT_s foi utilizado nas Figura 5.4 (a), (b) e (c) com o objetivo de mostrar a influência do ganho qT_s na banda passante do observador. Na Figura 5.4 (b) verifica-se que a banda passante mínima do observador proposto é menor do que a banda passante do controle de corrente dos polos. No resultado da Figura 5.4 (c) é apresentada uma banda passante mínima semelhante ao projeto da Figura 5.4 (a) que é obtida com o aumento do ganho qT_s de 0,3 para 0,55.

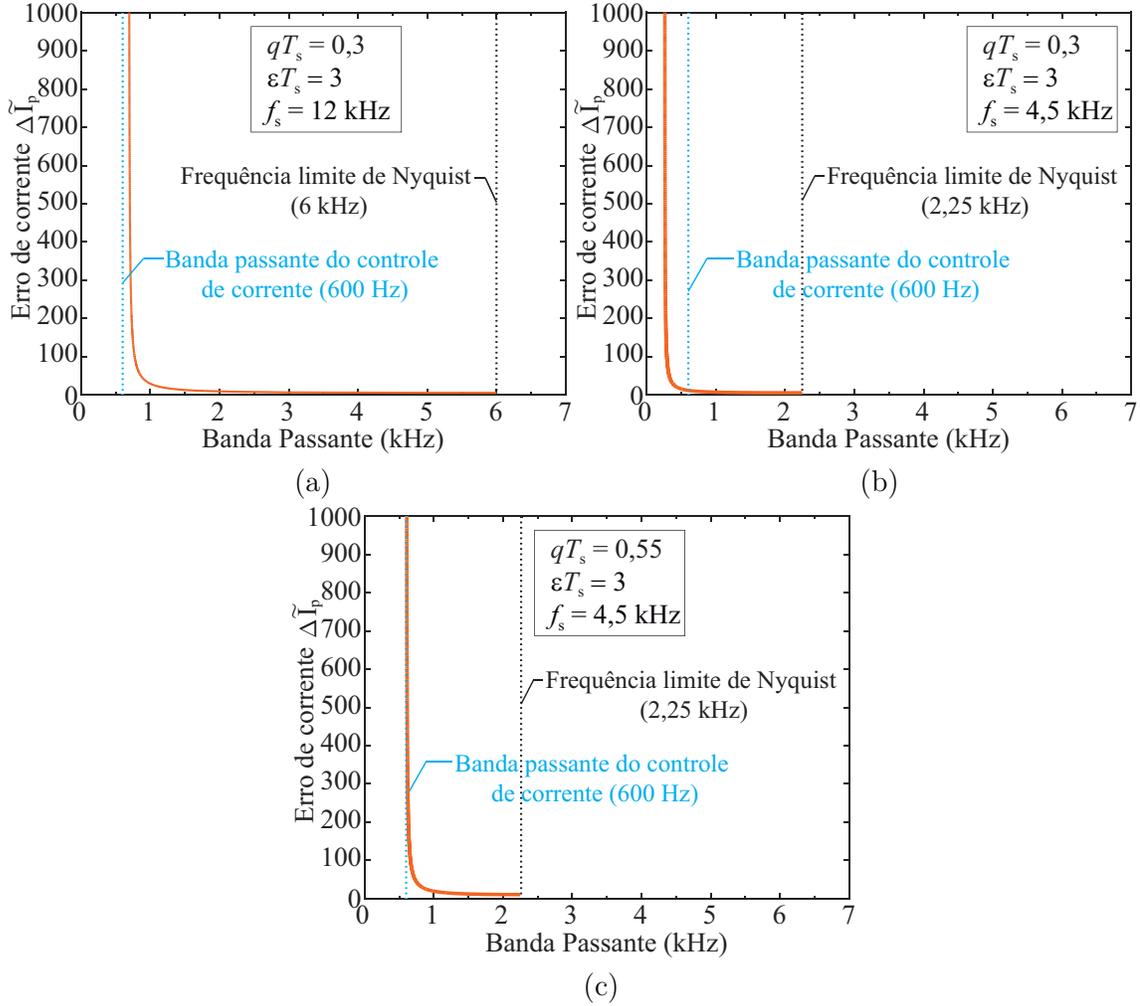
A partir desta análise verificam-se duas características importantes do observador:

- (i) a banda passante da corrente observada depende do ganho qT_s , onde o aumento deste valor possibilita uma maior velocidade de resposta do observador para um dado valor de $|\tilde{i}_p(0)|$;
- (ii) a banda passante da corrente observada também depende do erro $|\tilde{i}_p(0)|$ para um dado valor de qT_s .

Através das curvas apresentadas na Figura 5.4 verifica-se que a banda passante do observador possui um valor máximo igual à metade da frequência de amostragem, que ocorre em função da frequência de Nyquist, e um valor mínimo para $|\tilde{i}_p(0)| \rightarrow \infty$, o que resulta em $c_1 = qT_s$. Assim, a partir de (5.34) resulta-se na banda passante mínima da corrente observada:

$$f_{pb,\min} = \frac{\arccos\left(\frac{(g_{pb}^2 - qT_s)(qT_s + 1) + 3qT_s - 1}{2qT_s g_{pb}^2}\right)}{2\pi T_s}. \quad (5.35)$$

Figura 5.4 – Banda passante do OTBPE em função do erro de corrente para duas frequências de amostragem. (a) $f_s = 12$ kHz e $qT_s = 0,3$. (b) $f_s = 4,5$ kHz e $qT_s = 0,3$. (c) $f_s = 4,5$ kHz e $qT_s = 0,55$.

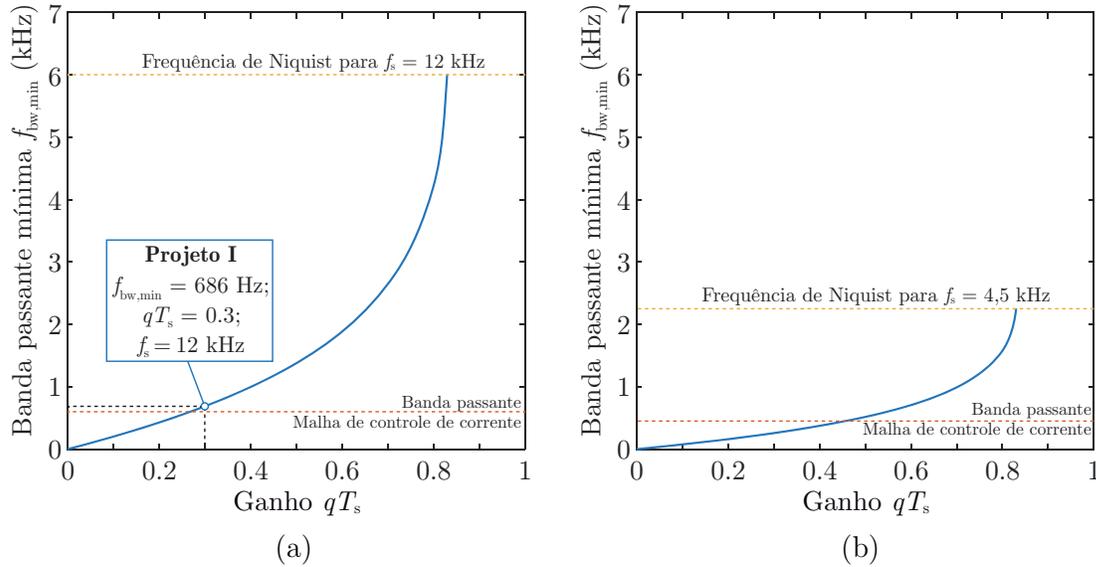


Fonte: Próprio autor.

Neste caso, a banda passante mínima do observador não depende do ganho εT_s e do erro inicial $|\tilde{i}_p(0)|$. Esta característica ocorre porque a função atração da corrente observada pode ser representada apenas pelo ganho qT_s , visto que $qT_s \tilde{i}_p(0) \gg \varepsilon T_s \text{sign}(\tilde{i}_p(0))$ quando $\tilde{i}_p(0)$ tende para o infinito.

Na Figura 5.5 (a) e na Figura 5.5 (b) são apresentadas as bandas passantes mínimas em função do ganho qT_s , respectivamente, para $f_s = 12$ kHz e $f_s = 4,5$ kHz. Observa-se que o uso de $f_s = 12$ kHz limita o ganho qT_s em aproximadamente 0,3 para obter uma banda passante mínima maior que 600 Hz. Adicionalmente, o ganho qT_s possui efetividade no aumento do desempenho do observador até 0,83, visto que a par-

Figura 5.5 – Banda passante mínima da corrente observada em função do ganho qT_s . (a) Projeto I: $f_s = 12$ kHz e (b) Projeto II: $f_s = 4,5$ kHz.



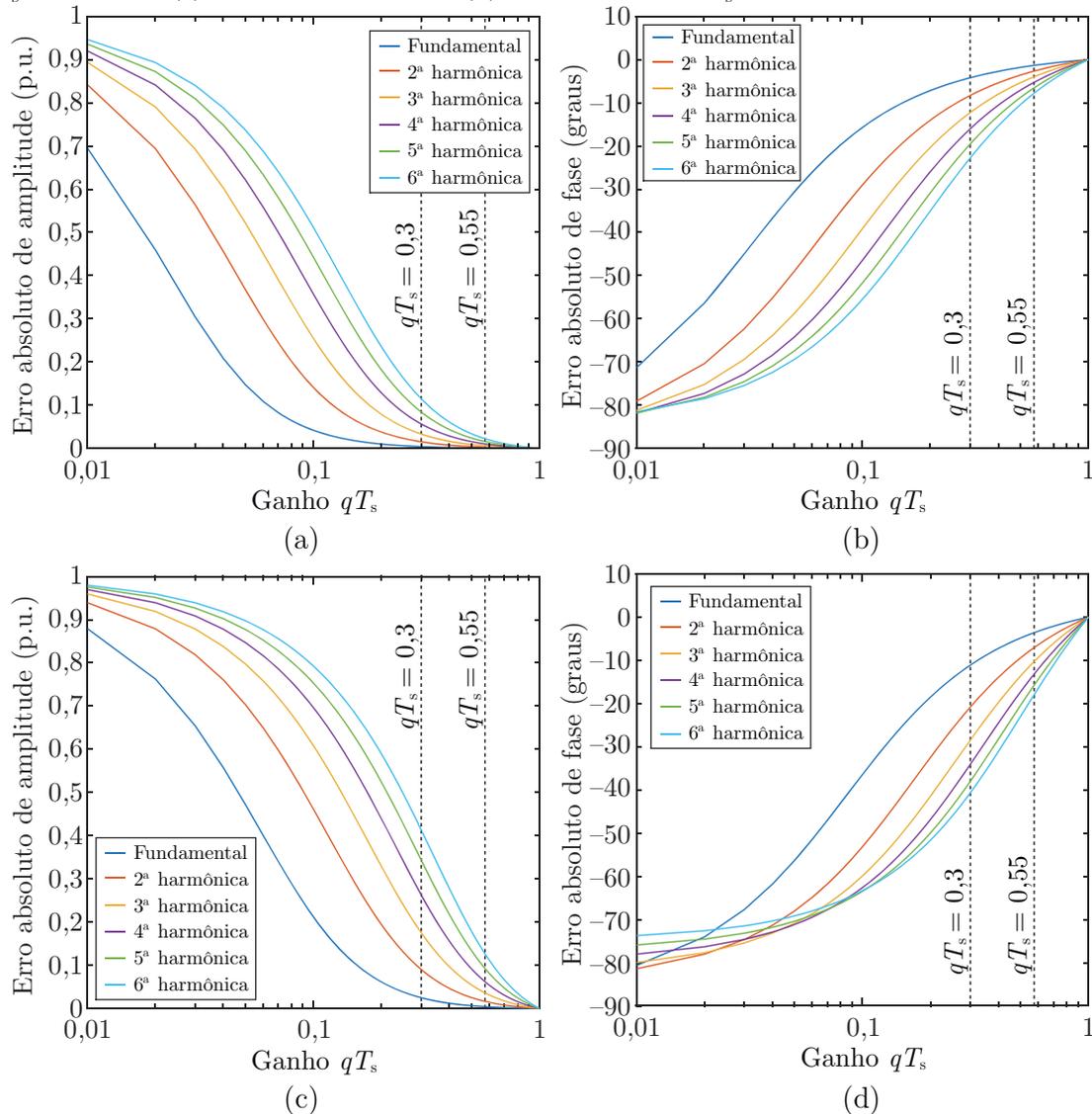
Fonte: Próprio autor.

tir deste valor a banda passante mínima fica limitada na frequência de Nyquist (6 kHz). Esta característica ocorre de forma semelhante para $f_s = 4,5$ kHz, o que define um limite máximo efetivo para a definição do ganho qT_s .

Na seção 2.4.3 foi verificado que as correntes dos polos possuem principalmente as componentes na frequência fundamental e no dobro da frequência fundamental. A banda passante mínima da corrente observada deve possuir valor mínimo suficiente para possibilitar o rastreamento adequado das mesmas. As principais componentes que devem ser rastreadas são a componente contínua e a componente na frequência fundamental, visto que estas componentes são responsáveis por modificar o valor médio das TCPEs. Desta forma, se a componente no dobro da frequência fundamental não for adequadamente rastreada, um erro na ondulação estará presente nas TCPEs observadas.

A partir das equações (5.18) e (5.32) foram obtidos os erros de rastreamento (amplitude e fase) através de simulação no software MATLAB® com o propósito de verificar a capacidade de rastreamento da corrente observada em regime permanente. As variações da TCPE observada foram desconsideradas. Na Figura 5.6 (a) e (b) são apresentados, respectivamente, os erros de amplitude e fase introduzidos pela corrente observada para uma frequência de amostragem de 12 kHz. Já na Figura 5.6 (c) e (d) são apresentados, respectivamente, os erros de amplitude e fase para $f_s = 4,5$ kHz.

Figura 5.6 – Erro no rastreamento da corrente do polo medida em função do ganho qT_s para as componentes harmônicas presentes. (a) Erro de amplitude e (b) erro de fase para $f_s = 12$ kHz. (c) Erro de amplitude e (d) erro de fase para $f_s = 4,5$ kHz.



Fonte: Próprio autor.

Através da Figura 5.6 (a) e (b) verifica-se que o erro de amplitude e fase inseridos pelo observador reduzem com o aumento de qT_s , onde $qT_s > 0,3$ resulta em baixos valores de erro de amplitude e fase para a frequência fundamental. Por outro lado, o erro de amplitude e fase inseridos pelo observador tornam-se significativos na frequência fundamental se o ganho de $qT_s = 0,3$ é mantido para $f_s = 4,5$ kHz. Esta característica é resultado da banda passante mínima do observador, o que torna necessário o

aumento do ganho para $qT_s = 0,55$ com o objetivo de manter erros em regime permanente semelhantes à frequência de amostragem de 12 kHz.

5.3.3 Análise em regime transitório do observador em tempo discreto

A análise em regime transitório do observador permite a obtenção do máximo tempo de convergência da corrente observada frente à um degrau na corrente medida, independentemente da amplitude desta perturbação.

Através de (5.20) é assumida uma perturbação do tipo degrau em $i_p(z)$ com o objetivo de verificar a convergência do observador, o que resulta em:

$$\hat{i}_p(z) = \left(\Delta I_{p,\text{degrau}} \frac{z}{z-1} \right) \left(\frac{1-c_1}{z-c_1} \right) \quad (5.36)$$

Aplicando a transformada Z inversa em (5.36), obtém-se:

$$\hat{i}_p(k) = \Delta I_{p,\text{degrau}} \left[1 - (1-c_1)^k \right] \quad (5.37)$$

A partir de (5.39) são realizados os seguintes procedimentos para a obtenção do tempo máximo de convergência da corrente observada: (i) considera-se que o tempo de convergência é obtido com uma faixa de tolerância ΔS_p , onde a corrente observada atinge a corrente do polo medida após a perturbação; (ii) a relação entre a corrente observada e a corrente medida, no instante de tempo que a corrente observada atinge a faixa de tolerância, é dada por:

$$\hat{i}_p(k) = \Delta I_{p,\text{degrau}} (1 - \Delta S_p) \quad (5.38)$$

Através da igualdade entre (5.37) e (5.38), obtém-se:

$$1 - \Delta S_p = 1 - (1-c_1)^k \quad (5.39)$$

Solucionando (5.39) para $k = N_s$, obtém-se o número de amostras necessárias para o observador convergir para o novo valor de corrente:

$$N_s = \text{ceil} \left(\left\lceil \frac{\ln(\Delta S_p)}{\ln(1-c_1)} \right\rceil \right) \quad (5.40)$$

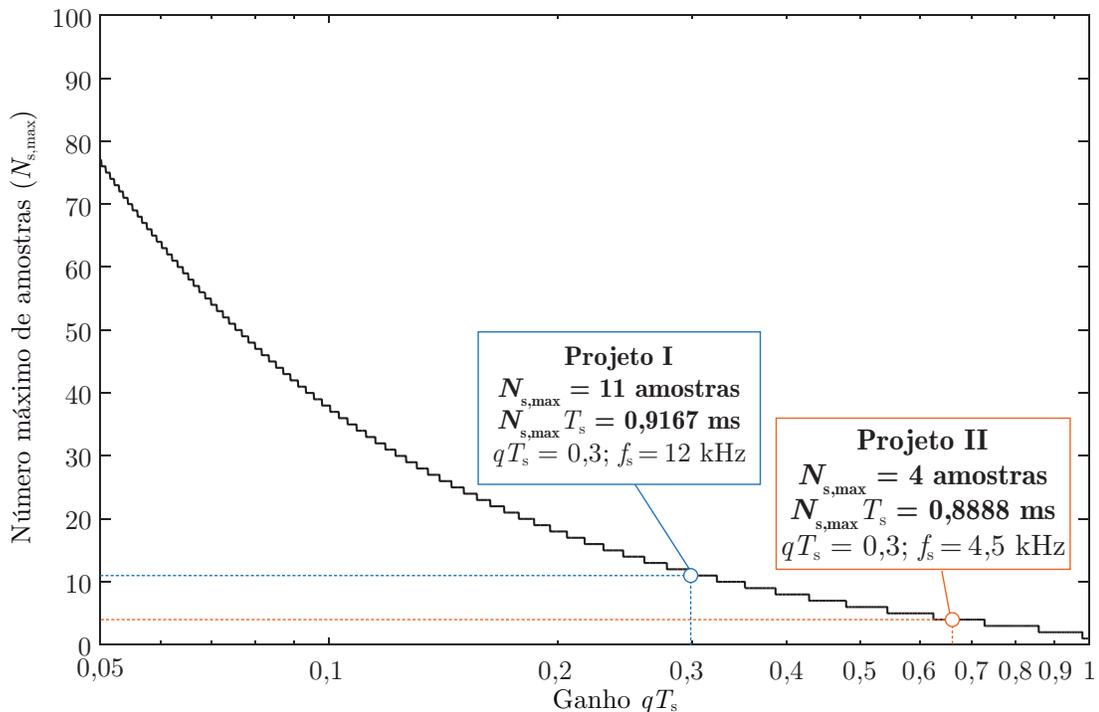
É importante notar que c_1 depende do erro inicial de corrente $|\tilde{i}_p(0)|$, o qual é igual à $\Delta I_{p,degrau}$. Assim, o limite de (5.40), quando $|\tilde{i}_p(0)|$ tende para infinito, resulta no máximo número de amostras, dado por:

$$N_{s,max} = \text{ceil} \left(\left\lceil \frac{\ln(\Delta S_p)}{\ln(1 - qT_s)} \right\rceil \right) \quad (5.41)$$

A Figura 5.7 mostra o ábaco tempo de convergência para projetar o ganho qT_s com os parâmetros apresentados na Tabela I, dadas as especificações de convergência e ganho εT_s . O tempo de convergência do ábaco é normalizado pelo tempo de amostragem T_s , resultando no número de períodos de amostragem. Com este ábaco é possível verificar que o observador atravessa a superfície de deslizamento em um tempo finito e, assim, a condição (i) está garantida.

5.4 RESULTADOS DO OTBPE EM TEMPO DISCRETO

Figura 5.7 – Número máximo de amostras para a convergência da corrente observada para a corrente medida em função do ganho qT_s . (a) Projeto I: $f_s = 12$ kHz e (b) Projeto II: $f_s = 4,5$ kHz.



Fonte: Próprio autor.

Os resultados do OTBPE em tempo discreto são apresentados com o objetivo de validar a metodologia de projeto descrita na seção 4.3. O projeto dos ganhos εT_s e qT_s é validado através de resultados de simulação e experimentais. Os desempenhos do OTBPE são apresentados sob diferentes condições de operação, tais como: (i) variações paramétricas; (ii) desempenho do sistema de controle com a aplicação de degrau de carga e variação da referência da malha de controle das TCPE; (iii) operação com frequência de comutação reduzida (150 Hz); (iv) a comparação entre dois pontos de projeto, sendo um adequado e outro inadequado em termos de rastreamento em regime permanente; (v) comparação entre os desempenhos dos observadores OTBPL, OTBPA e OTPBE tanto em regime permanente como em regime transitório.

Os parâmetros do sistema experimental e simulado estão apresentados na Tabela 5.1. Nos resultados de simulação, as correntes dos polos i_x , a tensão da fase de saída v_{ao} e as tensões individuais do capacitor $v_{Cx,j}$ são medidas e a tensão de barramento CC v_{cc} é considerada constante. No protótipo experimental foi implementado um sistema de medição das tensões dos capacitores para que fosse possível a comparação entre o valor observado e medido, uma vez que as tensões individuais não são enviadas para o processador central.

Tabela 5.1 – Parâmetros do MMC e do OTBPE

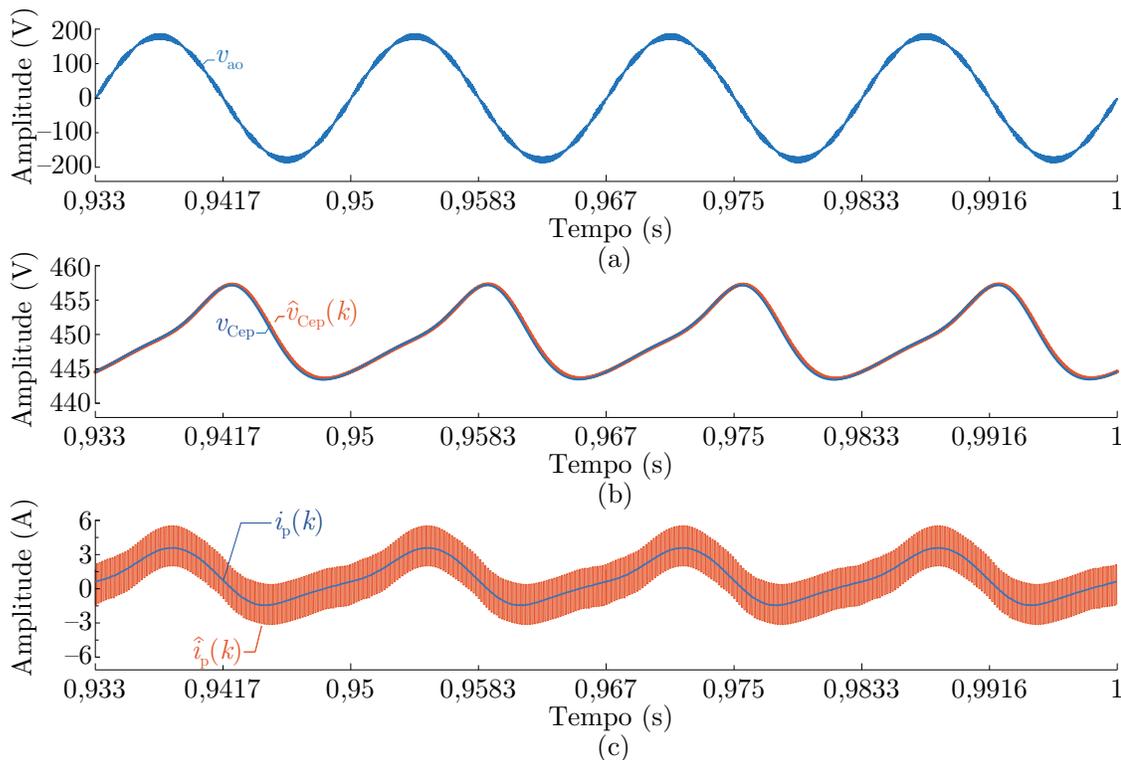
Parâmetro	Valor
Potência de saída	$S_a = 400 \text{ VA (FD} = 1)$
Tensão do barramento CC	$V_{cc} = 450 \text{ V}$
Tensões CC equivalentes	$V_{Cex} = 450 \text{ V}$
Capacitância equivalente dos SMs	$C_e = 680 \text{ } \mu\text{F}$
Frequência da tensão de saída	$f_r = 60 \text{ Hz}$
Indutância do polo	$L = 2 \text{ mH}$
Resistência do polo	$R_L = 0,1 \text{ } \Omega$
Índice de modulação de frequência	$M_f = 100$
Índice de modulação de amplitude CA	$M_a = 0,7982$
Índice de modulação de amplitude CC	$M_{cc} = 1$
Ganhos do OTBPE ($f_s = 12 \text{ kHz}$)	$qT_s = 0,3$
	$\varepsilon T_s = 3$
Ganhos do OTBPE ($f_s = 4,5 \text{ kHz}$)	$qT_s = 0,55$
	$\varepsilon T_s = 3$

5.4.1 Resultados de simulação

Os resultados de simulação são realizados para validar a metodologia de projeto e demonstrar os limites de operação do OTBPE. O OTBPE foi simulado no software PSIM® com base no diagrama de blocos apresentado na Figura 4.5. Os resultados são obtidos com o sistema de controle apresentado na Seção 2.6, onde o SMO de tempo discreto fornece as TCPEs para a obtenção da soma e da subtração das TCPE.

Na Figura 5.8 está ilustrada a tensão de fase, a TCPE positivo e a corrente do polo positivo para demonstrar o desempenho em regime permanente do observador operando com $f_{sw} = 6$ kHz e $f_s = 12$ kHz. A tensão de fase $v_{ao}(t)$ é apresentada na Figura 5.8 (a), as tensões de capacitores equivalentes em tempo real e observadas $v_{Cep}(t)$ e $\hat{v}_{Cep}(k)$ são apresentados na Figura 5.8 (b) e as correntes do polo positivo em tempo real e observadas $i_p(t)$ e $\hat{i}_p(k)$ são apresentados na Figura 5.8 (c). A tensão e a corrente observadas possuem respostas em regime permanente adequadas, onde a corrente

Figura 5.8 – Resultados de simulação do desempenho em regime permanente do OTBPE para o Projeto II com $f_s = 12$ kHz, $f_{sw} = 6$ kHz, $N = 3$, $C = 0,68$ mF e $L = 2$ mH. (a) Forma de onda da tensão de fase v_{ao} . (b) TCPE observada $\hat{v}_{Cep}(k)$ e em tempo real $v_{Cep}(t)$. (c) Corrente do polo observada $\hat{i}_p(k)$ e em tempo real $i_p(t)$.

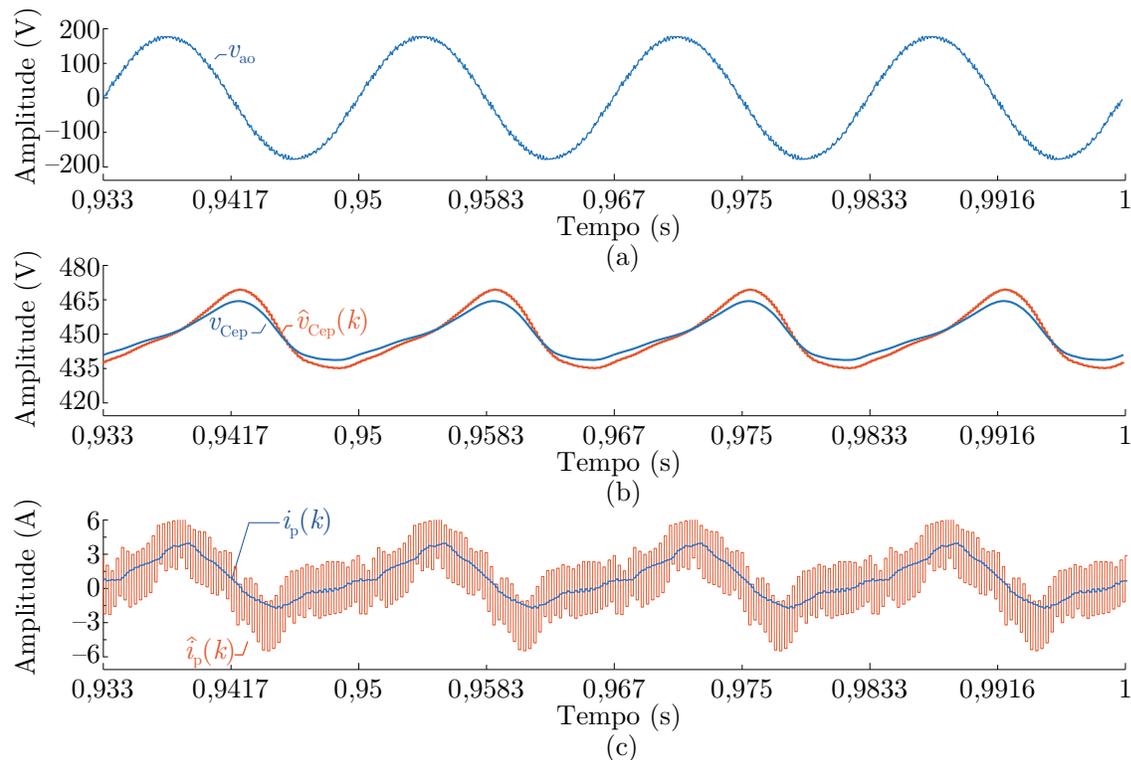


Fonte: Próprio autor.

tem uma ondulação de alta frequência em torno do seu valor médio $\Delta \hat{I}_p = 1,75$ A de acordo com as especificações do projeto I destacado na Figura 5.1. Esta variação em alta frequência da corrente observada ocorre devido à função atração definida em (5.5), o que força a corrente observada a atravessar a corrente medida sucessivamente a cada período de amostragem T_s .

Por outro lado, a Figura 5.9 mostra a tensão de fase, a TCPE positivo e a corrente do polo positivo para verificar o desempenho em regime permanente do observador quando o MMC opera com uma baixa frequência de comutação (150 Hz, Projeto II). Na seção 5.3.2 foi visto que o desempenho do observador proposto muda para diferentes valores da frequência de amostragem de forma a operar com um erro reduzido em regime permanente. Consequentemente, a frequência de comutação pode ser reduzida para algumas centenas de Hz, desde que seja utilizada uma frequência de amostragem adequada. Nesse resultado, o número de SMS foi aumentado para trinta por polo

Figura 5.9 – Resultados de simulação do desempenho em regime permanente do OTBPE para o Projeto II com $f_s = 4,5$ kHz, $f_{sw} = 150$ Hz, $N = 30$, $C = 10$ mF e $L = 2$ mH. (a) Forma de onda da tensão de fase v_{ao} . (b) TCPE observada $\hat{v}_{Cep}(k)$ e em tempo real $v_{Cep}(t)$. (c) Corrente do polo observada $\hat{i}_p(k)$ e em tempo real $i_p(t)$.



Fonte: Próprio autor.

($N = 30$) para verificar o desempenho do mesmo em uma aplicação com maior número de SMs, o que permite utilizar uma frequência de comutação de 150 Hz, resultando em uma frequência de amostragem de $f_s = Nf_{sw} = 4,5$ kHz.

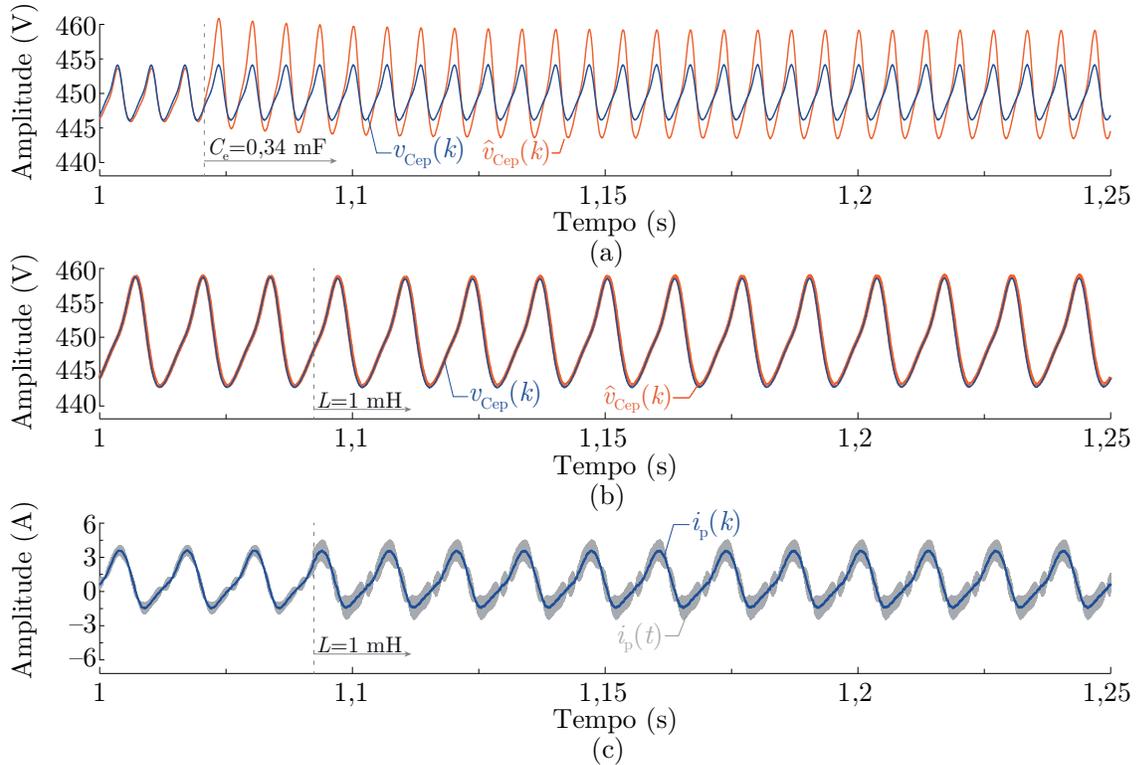
A capacitância SM foi aumentada para 10 mF para garantir uma ondulação de baixa tensão do capacitor. Neste resultado, verifica-se um pequeno desvio de ondulação na TCPE, o qual é causado pela redução da frequência de amostragem que resulta em 37 pontos para representar o segundo harmônico (120 Hz) da corrente do braço. Adicionalmente, esta característica é resultado também do erro de amplitude e fase inserido pela corrente observada no rastreamento do segundo harmônico da corrente dos polos, que foi apresentado na Figura 5.6 (d).

A Figura 5.10 apresenta os resultados da simulação sob variações paramétricas. A Figura 5.10 (a) mostra o desempenho do observador sob variação paramétrica na capacitância dos SMs. Neste resultado, uma variação súbita de capacitância de 0,68 mF para 0,34 mF é aplicada na capacitância do observador. Um erro na ondulação de tensão do capacitor ocorre porque o SMO é baseado no erro de corrente do polo. Este desempenho é adequado para garantir a operação de controle de tensão, uma vez que somente o valor médio das tensões é controlado. Os resultados apresentados na Figura 5.10 (b) e Figura 5.10 (c) demonstram o correto rastreamento da corrente e tensão sob uma redução de indutância de 2 mH para 1 mH. É importante notar que o observador compensa totalmente essa variação paramétrica.

A Figura 5.11 mostra o desempenho do observador operando em conjunto com o sistema de controle. A Figura 5.11 (a) mostra a aplicação de um degrau de carga de 0 a 1 p.u. em 0,24 s e a Figura 5.11 (b) mostra a resposta do rastreamento quando modifica-se a referência de controle da soma das tensões. Em ambos os resultados, o observador demonstrou adequado rastreamento.

Na Figura 5.12 é apresentada uma comparação entre o OTBPR e o OTBPE. Esta comparação tem como principal objetivo mostrar uma das limitações do OTBPR, o qual baseia-se na abordagem de tempo contínuo proposta na literatura onde tradicionalmente é utilizada uma função atração apenas do tipo sinal $\varepsilon T_s \text{sign}(\tilde{i}_p(k))$. A Figura 5.12 (a) e a Figura 5.12 (b) apresentam as correntes dos polos e os erros das TCPEs considerando $qT_s = 0,3$ e $\varepsilon T_s = 3$. Este resultado mostra que a resposta em regime permanente é adequada para os dois observadores, porém, os erros de tensão e corrente na resposta transitória do OTBPR são maiores. Já na Figura 5.12 (c) e na Figura 5.12

Figura 5.10 – Resultados de simulação do desempenho do OTBPE sob variações paramétricas considerando o Projeto I com $f_s = 12$ kHz, $f_{sw} = 6$ kHz, $N = 30$, $C = 0,68$ mF e $L = 2$ mH. (a) Forma de onda da TCPE observada $\hat{v}_{Cep}(k)$ e em tempo real $v_{Cep}(t)$ com redução da capacitância dos SMs de $C = 0,68$ mF para $C = 0,34$ mF em 1,045 s. (b) Forma de onda da TCPE observada $\hat{v}_{Cep}(k)$ e em tempo real $v_{Cep}(t)$ e (c) forma de onda da corrente do polo observada $\hat{i}_p(k)$ e em tempo real $i_p(t)$ com a redução da indutância do polo positivo de 2 mH para 1 mH em 1,08 s.



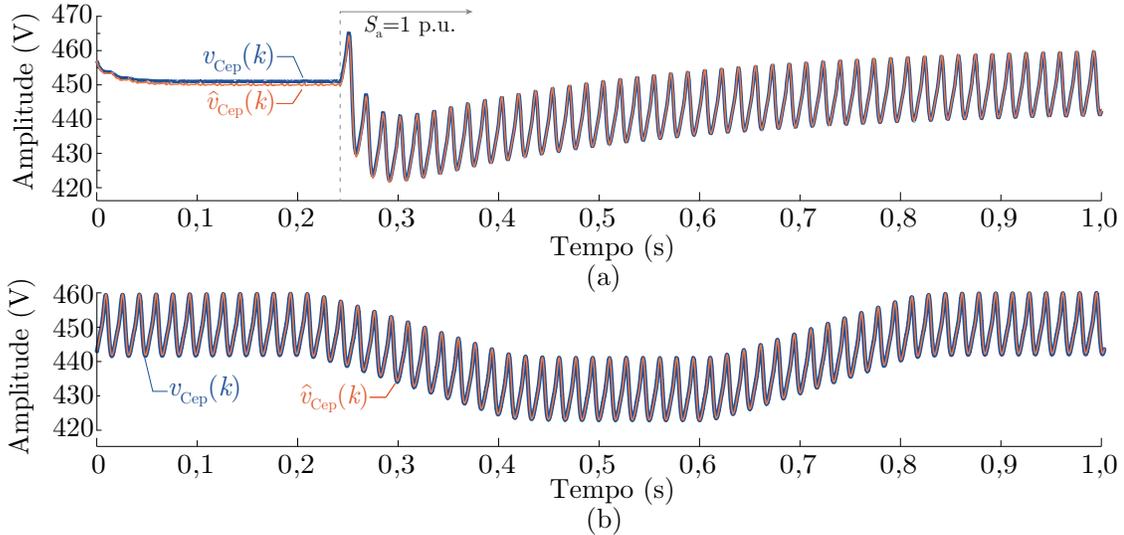
Fonte: Próprio autor.

é apresentado o resultado das correntes dos polos e os erros das TCPEs com $qT_s = 0,3$ e $\varepsilon T_s = 10$. Nesse resultado, o ganho εT_s foi aumentado para 10 com o objetivo obter uma resposta transitória da corrente semelhante entre os dois observadores. No entanto, mesmo com uma resposta transitória semelhante, o erro em regime permanente das TCPEs é maior no OTBPR.

5.4.2 Resultados experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos com o propósito de mostrar o desempenho do OTBPE sob as mesmas condições de operação da simulação. Os parâmetros do protótipo experimental apresentado no Apêndice B e a estrutura do mesmo estão apresentados na Tabela 5.1 e na Figura A.4.

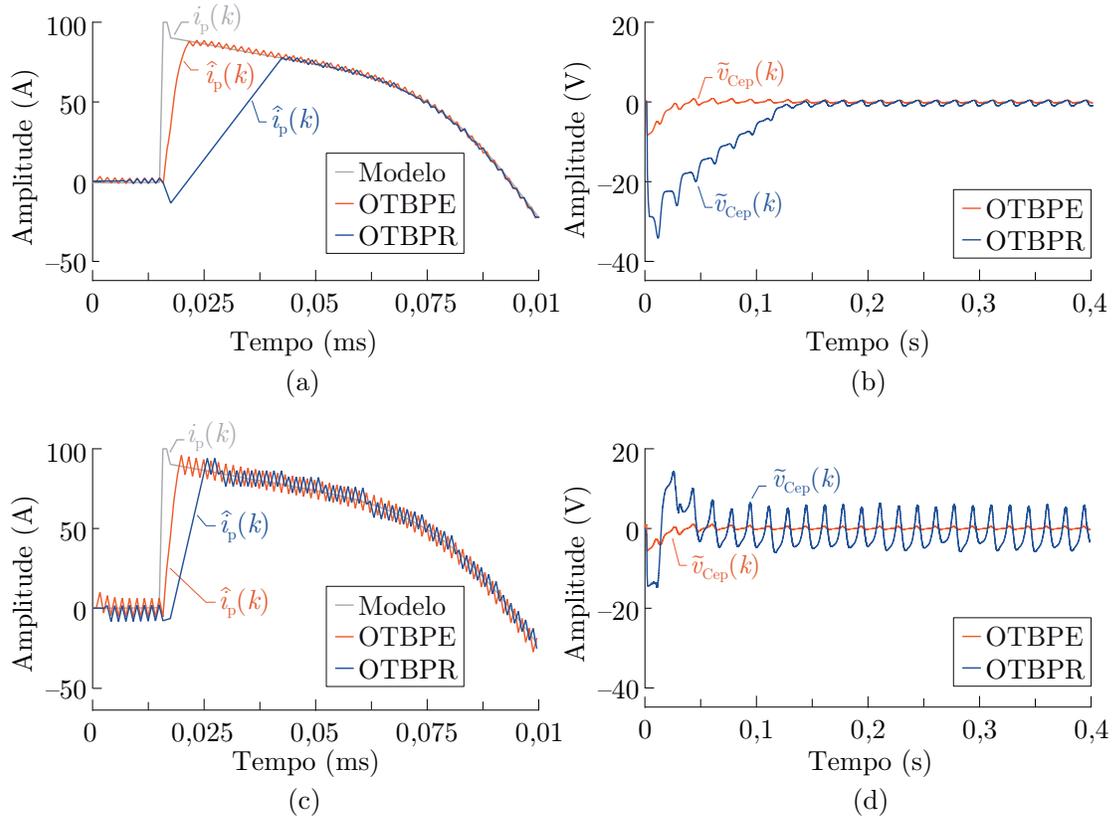
Figura 5.11 – Resultados de simulação do desempenho do OTBPE sob variações paramétricas considerando o Projeto I com $f_s = 12$ kHz, $f_{sw} = 6$ kHz, $N = 30$, $C = 0,68$ mF e $L = 2$ mH. (a) Degrau de carga de 0 para 1 p.u. em 0,05 s. (b) Variação na referência da malha de controle da soma das tensões.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 5.15 são apresentadas as formas de onda do conversor em regime permanente com carga nominal. Na Figura 5.15 (a) são mostradas as formas de onda das tensões sintetizadas nos polos e na saída do MMC. Na Figura 5.15 (b) são mostradas as formas de onda da corrente de fase (Ch1), da corrente interna (Ch2) e das correntes dos polos positivo (Ch3) e do polo negativo (Ch4) com o conversor operando em malha aberta. Já na Figura 5.15 (c) são mostradas as formas de onda das mesmas correntes com o conversor operando em malha fechada. Observa-se que o sistema de controle atua na redução da ondulação de baixa frequência na corrente interna, o que ocorre devido à banda passante da corrente interna. Na Figura 5.15 (d) esta redução pode ser visualizada a partir do espectro harmônico das correntes internas em malha aberta e em malha fechada. É importante salientar que esta redução da ondulação em baixa frequência na corrente dos polos possibilita também uma redução da ondulação das tensões dos capacitores visto que estas componentes harmônicas fluem através dos capacitores dos SMs (BAHRANI; DEBNATH; SAEEDIFARD, 2016).

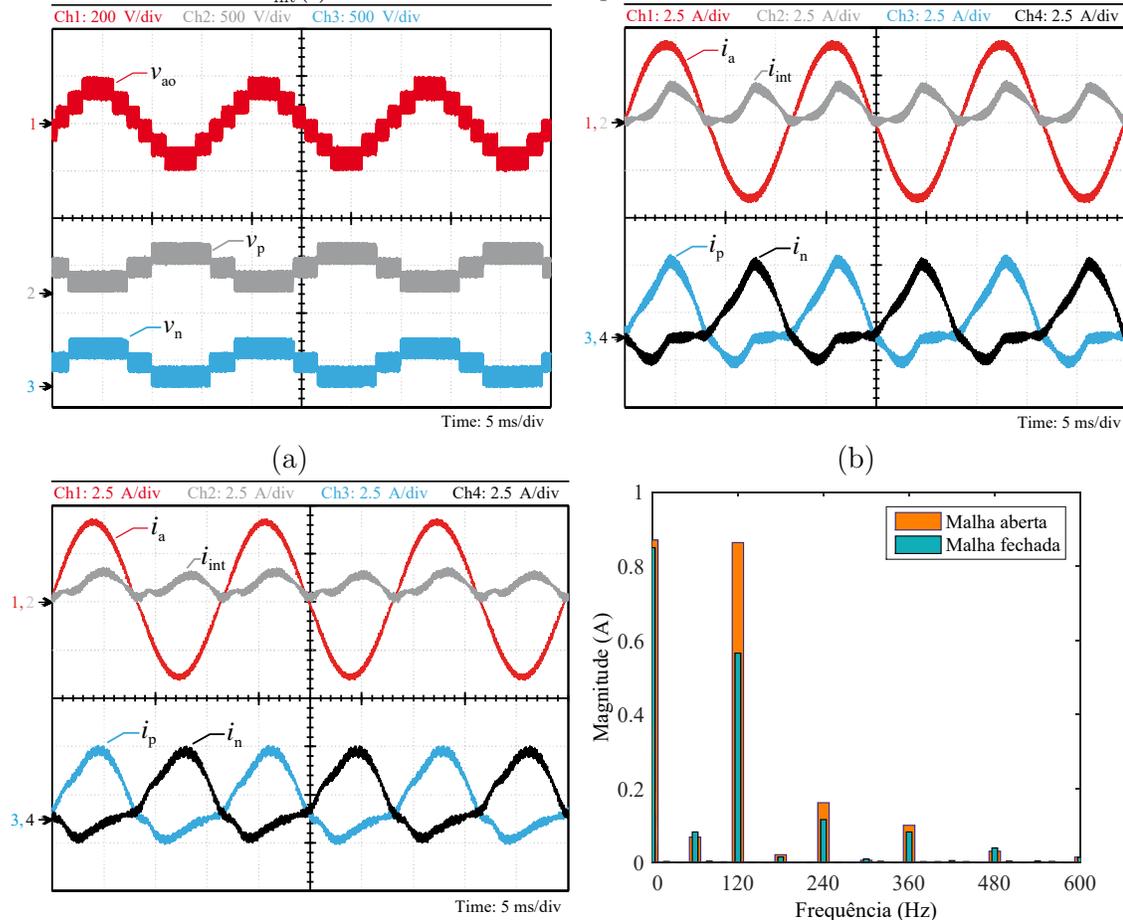
Figura 5.12 – Resultados da simulação da comparação do desempenho transitório e em regime permanente entre o OTBPE e o OTBPR com um degrau na corrente do polo de 0 a 100 A. (a) Formas de onda das correntes dos polos e (b) dos erros da TCPE com $qT_s = 0,3$ e $\varepsilon T_s = 3$. (c) Formas de onda das correntes dos polos e (d) dos erros da TCPE com $qT_s = 0,3$ e $\varepsilon T_s = 10$.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 5.14 são apresentadas as formas de onda das correntes dos polos positivo (Ch1) e negativo (Ch2) juntamente com o desempenho do OTBPE. Neste resultado é realizada a comparação entre a TCPE observada (Ch3) e a TCPE medida (Ch4) sob condições de regime permanente e com variação da carga. Adicionalmente, as formas de onda das TCPEs foram obtidas através do periférico PWM de alta resolução do DSP que opera como um conversor digital-analógico em conjunto com um filtro passa-baixa de terceira ordem. No resultado da Figura 5.14 (a) e (b) é apresentada a retirada do sistema e medição das tensões dos capacitores conectado ao processador central (DSP), o qual é utilizado para possibilitar a comparação entre as TCPEs medidas e observadas. Salienta-se que o sistema de medição local é mantido para garantir a operação adequada do ajuste individual das tensões dos capacitores. Na Figura 5.14 (c) é

Figura 5.13 – Resultados experimentais do desempenho em regime permanente do OTBPE para o Projeto I com $f_s = 12$ kHz, $f_{sw} = 6$ kHz, $N = 3$, $C = 0,68$ mF e $L = 2$ mH. (a) Formas de onda da tensão de saída $v_{ao}(t)$ e das tensões dos polos positivo e negativo $v_x(t)$. (b) Formas de onda das correntes $i_a(t)$, $i_{int}(t)$, $i_p(t)$ e $i_n(t)$ operando em malha aberta. (c) Formas de onda das correntes $i_a(t)$, $i_{int}(t)$, $i_p(t)$ e $i_n(t)$ operando em malha fechada. (d) Espectro harmônico das correntes $i_{int}(t)$ em com o conversor operando em malha aberta e fechada.

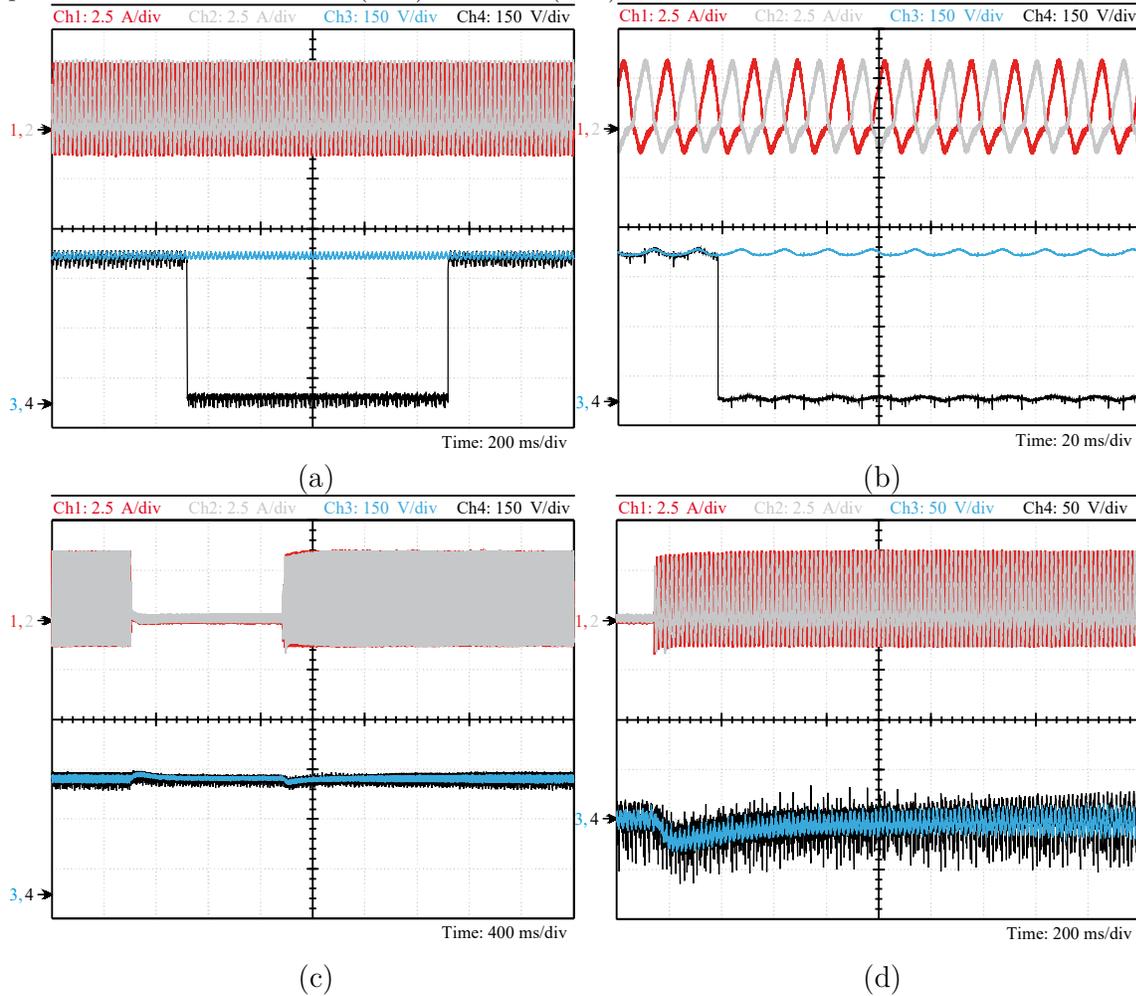


Fonte: Próprio autor.

apresentado o desempenho do observador com a retirada da carga nominal de 1 p.u. para 0 p.u e após 1,2 s é aplicado um degrau de carga de 0 p.u. para 1 p.u., o qual pode ser visto na ampliação apresentada na Figura 5.14 (d). O resultado da Figura 5.14 (d) apresenta apenas as componentes alternadas das TCPEs. Em ambos resultados o observador apresentou desempenho satisfatório no rastreamento da tensão equivalente.

Na Figura 5.15 são apresentados resultados experimentais do OTBPE fazendo uso de dois pontos de operação da metodologia de projeto do ganho qT_s . Os resultados apresentados na Figura 5.15 (a) ilustram as formas de onda da corrente observada e medida fazendo uso dos ganhos estabelecidos no Projeto I, onde $qT_s = 0,3$ e $\varepsilon T_s = 3$.

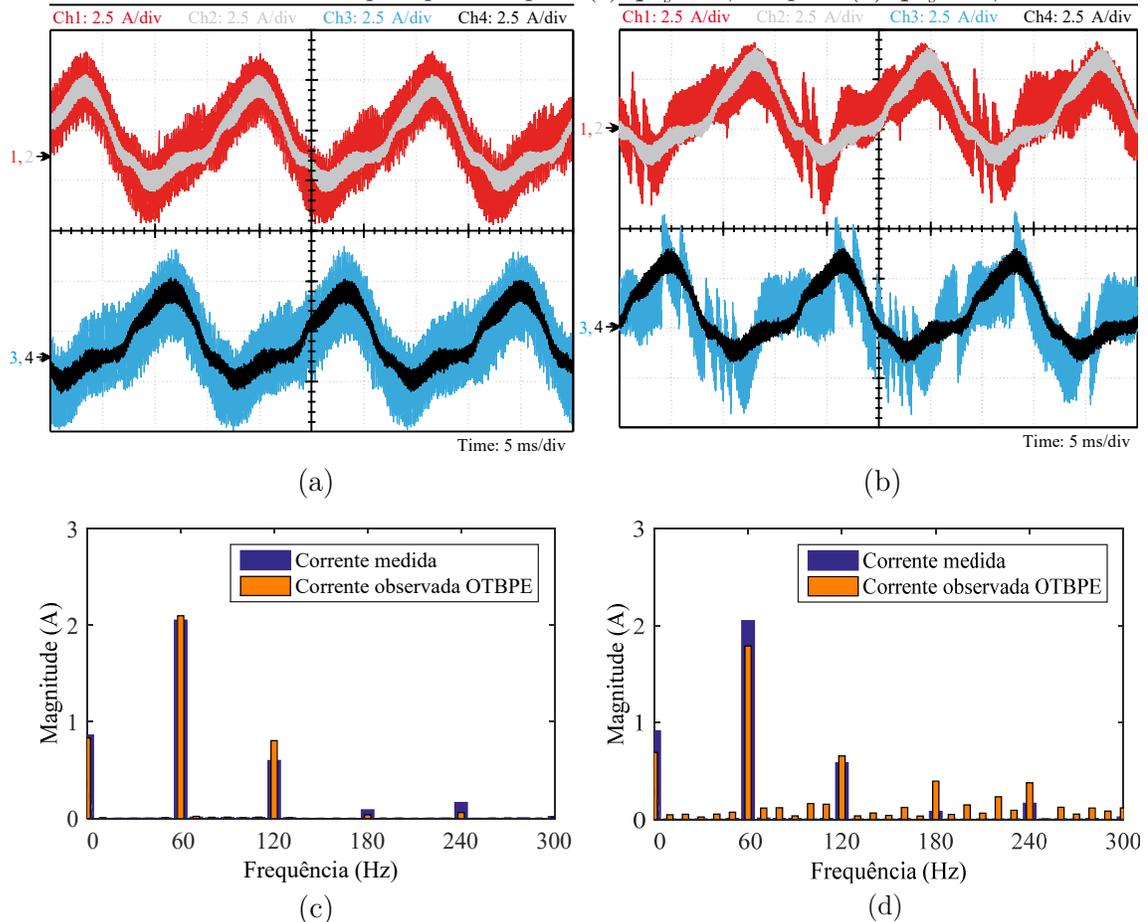
Figura 5.14 – Resultados experimentais do desempenho em regime permanente do OTBPE para o Projeto I com $f_s = 12$ kHz, $f_{sw} = 6$ kHz, $N = 3$, $C = 0,68$ mF e $L = 2$ mH. (a) Formas de onda da TCPE observada e medida com a retirada do sistema de medição conectado ao processador central. (b) Ampliação da Figura 5.14 (a). (c) Formas de onda das correntes dos polos e das TCPE observada (Ch3) e medida (Ch4).



Fonte: Próprio autor.

Observa-se através do espectro harmônico das correntes medida e observada da Figura 5.15 (c) que as componentes continua e na frequência fundamental são corretamente rastreadas. Além disso, apesar da resposta da corrente observada possuir um erro no rastreamento das componentes no dobro da frequência fundamental e também em frequências maiores, este erro resulta apenas no inadequado rastreamento das ondulações resultantes da potência reativa interna do MMC, a qual não tem influência no valor médio das TCPE.

Figura 5.15 – Resultados experimentais do desempenho em regime permanente do OTBPE para o Projeto I com $f_s = 12$ kHz, $f_{sw} = 6$ kHz, $N = 3$, $C = 0,68$ mF e $L = 2$ mH no rastreamento das correntes dos polos. Formas de onda das correntes $\hat{i}_p(k)$ (Ch1), $\hat{i}_n(k)$ (Ch3), $i_p(t)$ (Ch2) e $i_n(t)$ (Ch4) para (a) $qT_s = 0,3$ e para (b) $qT_s = 0,05$ e espectro harmônico das correntes medida e observada do polo positivo para (c) $qT_s = 0,3$ e para (d) $qT_s = 0,05$.

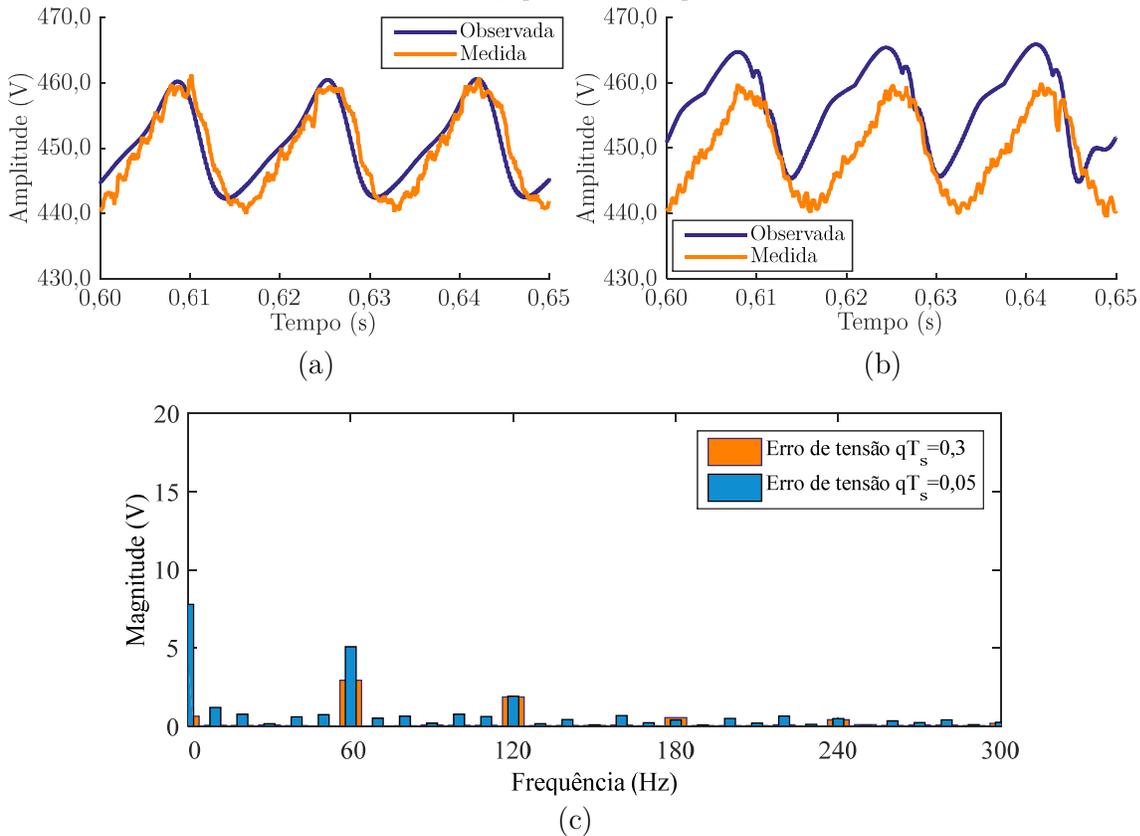


Fonte: Próprio autor.

Já os resultados apresentados na Figura 5.15 (b) ilustram as formas de onda da corrente observada e medida fazendo uso de um ganho $qT_s = 0,05$, o qual resulta tanto em erros de rastreamento de amplitude como de fase, conforme foi apresentado na Figura 5.6. A partir da Figura 5.15 (d) verifica-se que as componentes contínua e na frequência fundamental apresentam um erro de amplitude em regime permanente.

Na Figura 5.16 (a) e (b) são apresentadas as formas de onda das TCPEs observadas e medidas para os ganhos $qT_s = 0,3$ e $qT_s = 0,05$ com seus respectivos espectros harmônicos na Figura 5.16 (c) e (d) com o objetivo de verificar o impacto do rastreamento das componentes das correntes dos polos nas obtenção das TCPEs. Através da

Figura 5.16 – Resultados experimentais do desempenho em regime permanente do OTBPE para o Projeto II com $f_s = 12$ kHz, $f_{sw} = 6$ kHz, $N = 3$, $C = 0,68$ mF e $L = 2$ mH. (a) Formas de onda da TCPE observada e medida para $qT_s = 0,3$. (b) Formas de onda da TCPE observada e medida para $qT_s = 0,05$. (c) Espectro harmônico do erro de tensão entre as tensões observadas e medidas considerando $qT_s = 0,3$ e $qT_s = 0,05$.



Fonte: Próprio autor.

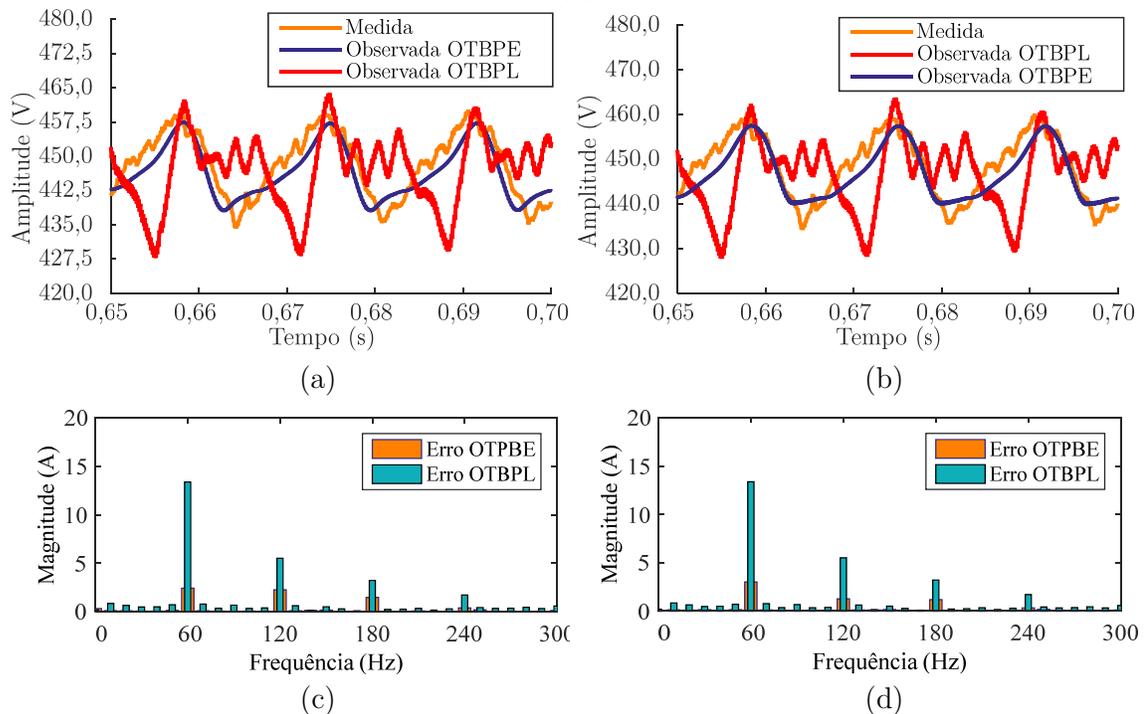
comparação entre as formas de onda apresentas na Figura 5.16 (a) verifica-se o adequado rastreamento da TCPE e na Figura 5.16 (b) um erro no rastreamento da componente contínua da TCPE. Na Figura 5.16 (c) são apresentados os espectros harmônicos das TCPEs observada e medida, onde verifica-se que o erro de rastreamento é reduzido para a componente na frequência fundamental na medida que o ganho qT_s é aumentado de 0,05 para 0,3.

Os resultados da Figura 5.15 e da Figura 5.16 tornam evidente que o desempenho no rastreamento das componentes da corrente medida são diretamente relacionadas com o adequado projeto do ganho qT_s . Adicionalmente, o correto rastreamento das componentes das corrente medidas resulta no correto rastreamento das componentes das TCPE. Sabe-se que a componente contínua da TCPE é diretamente influenciada

pelas componentes contínua e na frequência fundamental das correntes dos polos do MMC e, assim, torna-se fundamental que estas componentes sejam rastreadas adequadamente para o correto rastreamento das TCPE e para o correto funcionamento do sistema de controle.

Na Figura 5.17 são apresentados os resultados experimentais da comparação entre o TBPE e o OTBPL com o objetivo de mostrar a limitação em regime permanente do OTBPL. Na Figura 5.17 (a) são apresentadas as formas de onda das TCPEs observadas e medidas quando são utilizados os ganhos $qT_s = 0,3$ e $\varepsilon T_s = 3$ para o OTBPE e $K_{ip}T_s = 3$ e $K_vT_s = 0,5$ para o OTBPL e na Figura 5.17 (b) são apresentadas as mesmas formas de onda das TCPEs observadas e medidas para os ganhos $qT_s = 0,9$ e $\varepsilon T_s = 3$ para o OTBPE e $K_{ip}T_s = 3$ e $K_vT_s = 0,5$ para o OTBPL. A partir destes resultados verifica-se que ao aumentar o ganho K_vT_s de 0,05 (ganho do projeto apresentado no Capítulo 4) para 0,5 com o objetivo de melhorar o desempenho transitório da TCPE, o desempenho em regime permanente do rastreamento de tensão do OTBPL é significativamente reduzido.

Figura 5.17 – Resultados experimentais do desempenho transitório do OTBPE e OTBPL. (a) $qT_s = 0,3$, $\varepsilon T_s = 3$, $K_{ip}T_s = 3$ e $K_vT_s = 0,5$. (b) $qT_s = 0,9$, $\varepsilon T_s = 3$, $K_{ip}T_s = 3$ e $K_vT_s = 0,5$. (c) Espectro harmônico das formas de onda da Figura 5.17 (a). (d) Espectro harmônico das formas de onda da Figura 5.17 (b).



Fonte: Próprio autor.

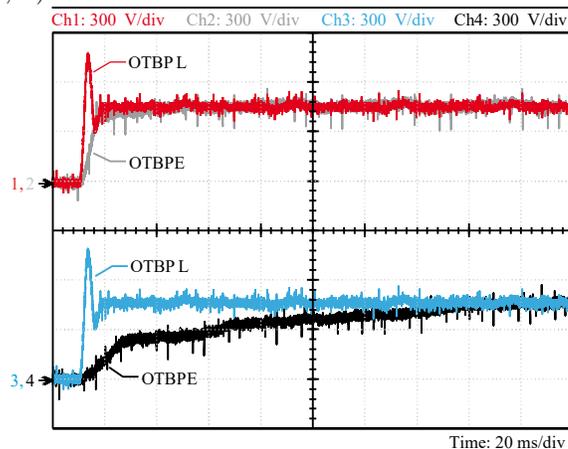
Em relação ao desempenho do OTBPE, a partir da Figura 5.17 (c) e (d) observa-se através do espectro harmônico das TCPEs que, apesar da componente contínua ser rastreada adequadamente, as componentes harmônicas do OTBPL possuem um erro muito maior em regime permanente. Este resultado indica que o OTBPL possui uma limitação do ganho $K_v T_s$, o qual é estabelecido através da abordagem por Lyapunov apresentada no Capítulo 4. Além disso, os resultados do OTBPE mostram que a redução do ganho qT_s de 0,9 para 0,3 permite um desempenho transitório semelhante no rastreamento das tensões dos capacitores quando comparado ao OTBPL, conforme pode ser observado nas formas de onda do OTBPL (Ch1) e (Ch2) da Figura 5.18.

5.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi proposto um observador em tempo discreto com sua respectiva prova de estabilidade por Lyapunov. O método proposto é baseado na medição das correntes dos polos bem como na medição das tensões de saída e do barramento CC.

O OTBPE possui uma estrutura diferenciada em relação aos observadores propostos no Capítulo 4 assim como dos OMD propostos por Shao et al. (2015) e Al-Wedami; Al-Hosani; Beig (2015). Esta diferença está diretamente relacionada com a função atração utilizada nas equações do observador, onde a mesma estrutura da função é utilizada tanto na corrente observada como na TCPE observada. Assim, o OTBPE possui como principal vantagem a possibilidade de projeto de sua banda passante mínima como uma função do ganho qT_s .

Figura 5.18 – Resultados experimentais do desempenho transitório das TCPE do OTBPE (Ch2 com $qT_s = 0,3$, $\varepsilon T_s = 3$ e Ch4 com $qT_s = 0,9$, $\varepsilon T_s = 3$) e OTBPL (Ch1 e Ch3 com $K_{ip} T_s = 3$ e $K_v T_s = 0,5$).



Em relação ao desempenho do OTBPE, foi visto que o ganho εT_s pode ser projetado para garantir uma ondulação mínima em torno da corrente observada ao passo que o ganho qT_s é utilizado para garantir uma banda passante mínima na corrente observada. Assim, os resultados apresentados na Figura 5.14 e na Figura 5.15 estão de acordo com a metodologia de projeto do OTBPE, uma vez que o ganho $qT_s = 0,05$ resulta tanto em erro no rastreamento das componentes presentes nas correntes dos polos bem como no rastreamento da componente contínua das TCPEs.

É importante salientar que o ajuste do desempenho transitório e em regime permanente dos observadores do Capítulo 4 não pode ser realizado de forma independente, uma vez que a função atração apresenta apenas o ganho $K_{ip}T_s$, o qual é projetado para atingir desempenho de rastreamento em regime permanente. Assim, conforme evidenciado nos resultados da Figura 5.17, o desempenho do OTBPL em regime permanente torna-se comprometido quando necessita-se aumentar velocidade de resposta do rastreamento das correntes e tensões do sistema. Além disso, os observadores OTBPA e os propostos na literatura também possuem esta limitação, visto que utilizam uma função atração semelhante à do OTBPL.

Capítulo 6

APLICAÇÃO DO OTBPE EM TEMPO DISCRETO EM UM CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR TRIFÁSICO

6.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Este capítulo apresenta a aplicação do OTBPE em tempo discreto proposto no Capítulo 5 em um MMC trifásico a três fios.

O uso de uma terceira harmônica nas modulantes de conversores trifásicos é comum para aumentar a taxa de utilização do barramento CC, o que possibilita o aumento de até 15,5 % da mesma. Assim, neste capítulo é realizada a análise das restrições que esta componente insere no uso dos observadores no rastreamento das correntes e das TCPEs do MMC trifásico.

De forma semelhante ao MMC monofásico, o OTBPE no MMC trifásico possibilita que a informação das seis TCPEs sejam observadas no processador central. Assim, obtém-se uma redução do fluxo de informações no barramento de comunicação entre os processadores central e locais no MMC trifásico.

Resultados de simulação são apresentados para apresentar o desempenho do OTBPE sob as seguintes condições de operação: (i) rastreamento das correntes dos polos para ampla faixa de variação das potências ativa e reativa injetadas na rede elé-

trica CA; e (ii) rastreamento das correntes dos polos sob a presença de uma componente de modo comum na modulante do conversor.

6.2 TOPOLOGIA E PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

A estrutura de SMs meia-ponte em série é conectada com indutores para compor a fase y ($y \in \{a,b,c\}$) do MMC, conforme apresentado na Figura 6.1, onde são obtidas as tensões de fase $v_y(t)$. Cada uma das fases do conversor é composta por um polo positivo (p) e um negativo (n). Cada polo possui um arranjo série de N SMs meia-ponte que sintetizam as tensões de cada polo $v_{xy}(t)$ ($x \in \{p,n\}$). A indutância L em série é utilizada para limitar as derivadas das correntes de cada polo $i_{xy}(t)$.

Inicialmente, considera-se um sistema equilibrado, onde as formas de onda das tensões de fase da rede elétrica CA são definidas por:

$$v_a(t) \triangleq V_a \text{sen}(\omega_r t), \quad (6.1)$$

$$v_b(t) \triangleq V_b \text{sen}\left(\omega_r t + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (6.2)$$

$$v_c(t) \triangleq V_c \text{sen}\left(\omega_r t - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (6.3)$$

onde V_a , V_b e V_c são as amplitudes de pico das tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_c(t)$, e ω_r é a frequência angular fundamental da rede elétrica CA.

A forma de onda das correntes de linha são definidas por:

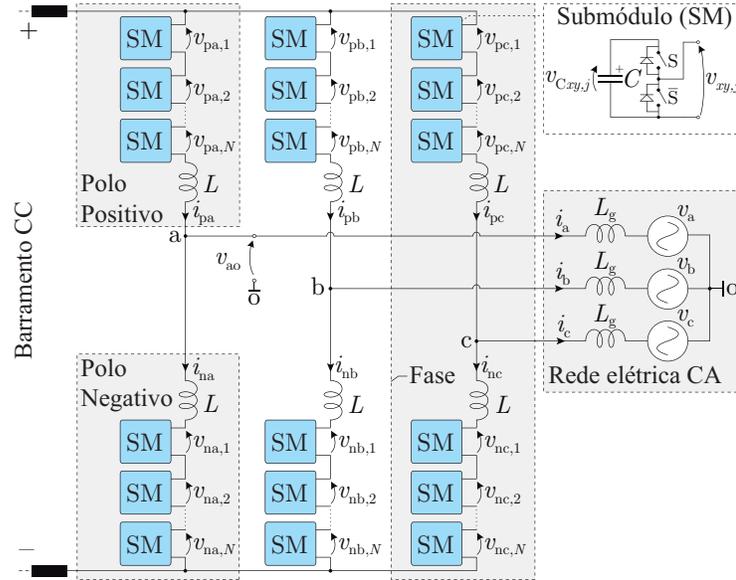
$$i_a(t) \triangleq I_a \text{sen}(\omega_r t + \phi) \quad (6.4)$$

$$i_b(t) \triangleq I_b \text{sen}\left(\omega_r t + \frac{2\pi}{3} + \phi\right) \quad (6.5)$$

$$i_c(t) \triangleq I_c \text{sen}\left(\omega_r t - \frac{2\pi}{3} + \phi\right) \quad (6.6)$$

onde I_a , I_b e I_c são as amplitudes de pico das correntes $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$ e ϕ é o ângulo do fator de deslocamento das mesmas.

Figura 6.1 – Conversor multinível modular trifásico com N submódulos por polo.



Fonte: Próprio autor.

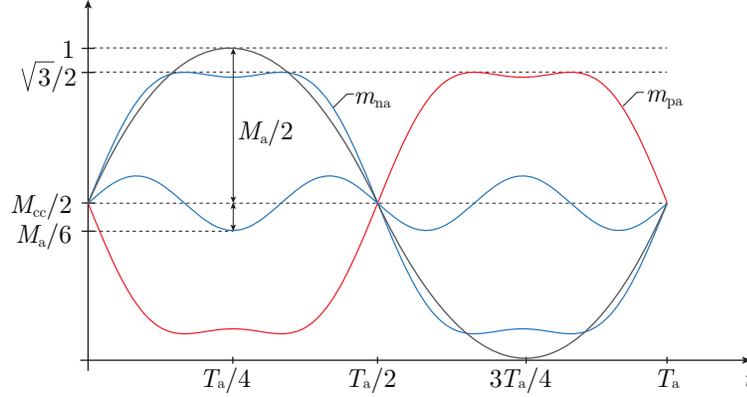
6.2.1 Definição das modulantes do MMC com tensão de modo comum

As modulantes de conversores trifásicos com uma componente de modo comum, em especial a terceira harmônica, tem sido amplamente utilizada para aumentar a taxa de utilização do barramento CC destes conversores (LI; FLETCHER; WILLIAMS, 2016).

Esta técnica foi inicialmente proposta por Houldsworth; Grant (1984) e possibilita que o aumento da amplitude da componente fundamental das tensões de saída de conversores trifásicos conectados à três fios seja obtido através inserção de uma tensão de modo comum $v_o(t)$ sem ocorrer a sobremodulação do conversor. Este aumento usualmente é obtido com a adição de uma terceira harmônica nas tensões de fase, com o objetivo aumentar a taxa de utilização do barramento CC em 15,5 % (LI; FLETCHER; WILLIAMS, 2016). Além disso, por se tratar de uma componente de seqüência zero esta técnica não distorce as tensões de linha do conversor.

As tensões dos polos do MMC são moduladas em função da forma de onda desejada para a tensão de fase. As modulantes utilizadas para produzir as tensões nos polos do MMC podem ser representadas por duas componentes: (i) uma componente interna $m_{inty}(t)$ comum à todos os SMs da fase y e uma componente CA $m_y(t)$ que está em

Figura 6.2 – Formas de onda teóricas das modulantes dos polos da fase a do MMC com a presença da terceira harmônica.



Fonte: Próprio autor.

fase oposta no polo positivo e em fase no polo negativo, ambas com relação à $v_y(t)$, conforme apresentado na Figura 2.5 (a). Assim, as modulantes dos polos são dadas por

$$m_{py}(t) = m_{inty}(t) - m_y(t) + m_o(t) \quad (6.7)$$

$$m_{ny}(t) = m_{inty}(t) + m_y(t) + m_o(t) \quad (6.8)$$

onde $m_{inty}(t)$ é a parcela interna que define as componentes comuns a serem sintetizadas em ambos os polos, a componente $m_y(t)$ que define a forma de onda da tensão de saída do conversor $v_{yo}(t)$ e a componente $m_o(t)$ que define a tensão de modo comum $v_o(t)$, definidas como:

$$m_{inty}(t) \triangleq \frac{M_{cc}}{2}, \quad (6.9)$$

$$m_y(t) \triangleq \frac{M_y}{2} \text{sen}(\omega_r t), \quad (6.10)$$

$$m_o(t) \triangleq \frac{M_o}{2} \text{sen}(3\omega_r t), \quad (6.11)$$

onde:

$$M_{cc} \triangleq \frac{V_{cc}}{V_{Cxy,j} N}, \quad (6.12)$$

$$M_y \triangleq \frac{2V_y}{V_{Cxy,j} N}, \quad (6.13)$$

$$M_o \triangleq \frac{M_a}{6}, \quad (6.14)$$

e N é o número de SMs em um polo do MMC, M_y é o índice de modulação de amplitude CA das modulantes, M_{cc} é o índice de modulação de amplitude CC das modulantes, V_y é o valor de pico da tensão de fase, $V_{C_{xy,j}}$ é a tensão nominal dos capacitores dos SMs e M_o é a amplitude da componente de modo comum que possui amplitude de um sexto da fundamental Houldsworth; Grant (1984).

6.2.2 Definição das tensões e correntes do MMC trifásico

O modelo dinâmico do MMC baseia-se nas correntes internas, correntes de linha e tensões do capacitor do circuito equivalente apresentado na Figura 6.1. As correntes internas podem ser obtidas através de uma matriz de transformação linear das correntes dos polos. Assim, as correntes internas são dadas por:

$$\mathbf{i}_{\text{int}} = \mathbf{T}_{\text{pn/int}} \mathbf{i}_{\text{pn}} \quad (6.15)$$

onde $\mathbf{i}_{\text{int}} = [i_{\text{inta}} \ i_{\text{intb}} \ i_{\text{intc}}]^T$ é o vetor das correntes internas, $\mathbf{i}_{\text{pn}} = [i_{\text{pa}} \ i_{\text{pb}} \ i_{\text{pc}} \ i_{\text{na}} \ i_{\text{nb}} \ i_{\text{nc}}]^T$ é o vetor das correntes do braço e $\mathbf{T}_{\text{pn/int}}$ é a matriz de transformação das correntes dos polos para as correntes internas, dada por:

$$\mathbf{T}_{\text{pn/int}} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_3 & \mathbf{I}_3 \end{bmatrix} \quad (6.16)$$

e \mathbf{I}_3 é uma matriz de identidade de ordem três.

As correntes de linha são diretamente transformadas para coordenadas $dq0$ a partir das correntes dos polos, dadas por:

$$\mathbf{i}_{\text{dq0}} = \mathbf{T}_{\text{pn/dq0}} \mathbf{i}_{\text{pn}} \quad (6.17)$$

onde $\mathbf{T}_{\text{pn/dq0}} = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{\text{abc/dq0}} & -\mathbf{T}_{\text{abc/dq0}} \end{bmatrix}$ é a matriz de transformação e $\mathbf{T}_{\text{abc/dq0}}$ é a transformação de Park dada por:

$$\mathbf{T}_{\text{abc/dq0}} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (6.18)$$

No controle de sistemas conectados à rede elétrica CA pode-se obter as referências de corrente de saída em função das potências ativa e reativa desejadas, a qual faz uso das tensões de fase em coordenadas $dq0$. A conexão de MMC trifásicos à rede elétrica CA não torna possível a medição das tensões de fase do conversor em função da inexistência de um ponto central no barramento CC. Assim, em sistemas a três fios as tensões de fase são tradicionalmente obtidas a partir da transformação das tensões de linha, dada por:

$$\mathbf{v}_{abc} = \mathbf{T}_{\text{linha}/abc} \mathbf{v}_{\text{linha}} \quad (6.19)$$

onde $\mathbf{v}_{abc} = [v_a \ v_b \ v_c]^T$ é o vetor das tensões de fase da rede elétrica CA em coordenadas abc , $\mathbf{v}_{\text{linha}} = [v_{ab} \ v_{bc} \ v_o]^T$ é o vetor das tensões de linha da rede elétrica CA em coordenadas abc e $\mathbf{T}_{\text{linha}/abc}$ é a matriz transformação das tensões de linha para tensões de fase, dada por:

$$\mathbf{T}_{\text{linha}/abc} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.20)$$

As tensões de fase da rede elétrica CA em coordenadas $dq0$ são dadas por:

$$\mathbf{v}_{dq0} = \mathbf{T}_{abc/dq0} \mathbf{v}_{abc} \quad (6.21)$$

onde $\mathbf{v}_{dq0} = [v_d \ v_q \ v_o]^T$ é o vetor das tensões de fase em coordenadas $dq0$.

Já as tensões de fase sintetizadas pelo MMC em coordenadas $dq0$ são dadas por:

$$\mathbf{v}_{dq0,c} = \mathbf{T}_{abc/dq0} \mathbf{v}_{abc,c} \quad (6.22)$$

onde $\mathbf{v}_{dq0,c} = [v_{d,c} \ v_{q,c} \ v_{o,c}]^T$ é o vetor das tensões de fase em coordenadas $dq0$ e $\mathbf{v}_{abc,c} = [v_{ao} \ v_{bo} \ v_{co}]^T$ são as tensões de fase do MMC em coordenadas $dq0$.

As referências das malhas de controle de corrente de linha em $dq0$ são obtidas a partir das potências ativa e reativa a serem injetadas na rede elétrica CA através da seguinte transformação:

$$\mathbf{i}_{dq}^* = \frac{1}{v_d^2 + v_q^2} \begin{bmatrix} v_d & v_q \\ v_q & -v_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix}. \quad (6.23)$$

onde P e Q são as potências ativa e reativa injetadas na rede elétrica CA e v_d e v_q são as tensões de fase em coordenadas $dq0$.

A tensão de modo comum produzida pelo conversor é definida a partir da soma das tensões de fase do MMC:

$$v_o = \frac{v_{ao} + v_{bo} + v_{co}}{3} = \frac{v_{op} + v_{on}}{2} \quad (6.24)$$

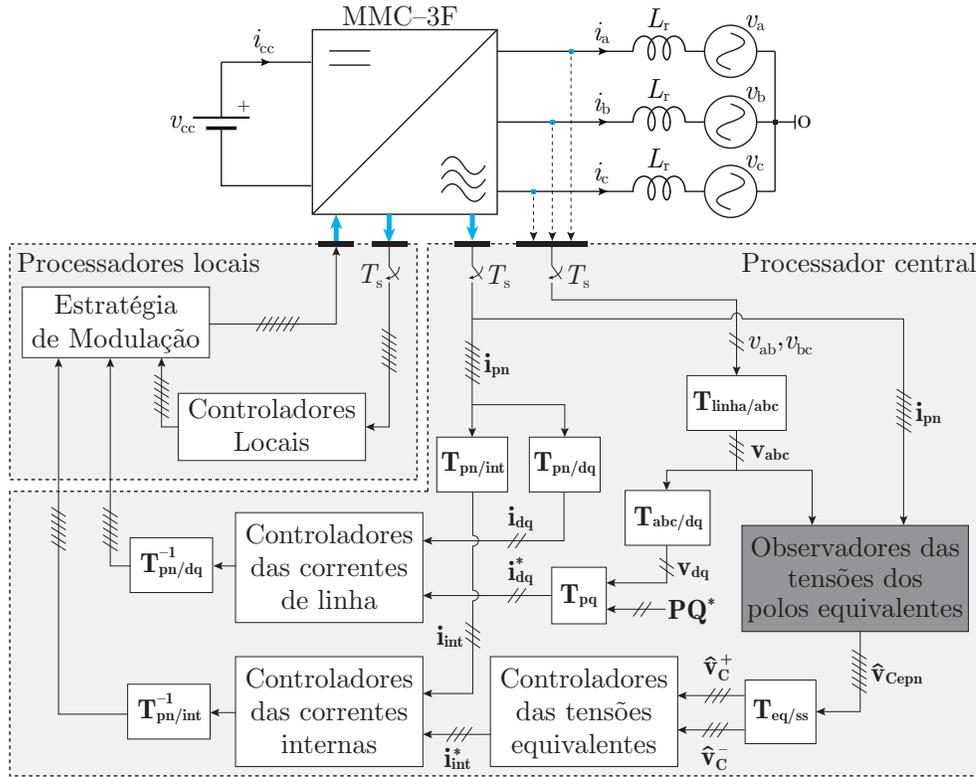
6.3 SISTEMA DE CONTROLE

Os sistemas de controle empregados para garantir a operação adequada do MMC trifásico usualmente possuem três objetivos principais (DEBNATH et al., 2015; HAGIWARA; MAEDA; AKAGI, 2011):

- Controle da componente CC da corrente interna, podendo contemplar também a minimização das componentes circulantes no dobro da frequência fundamental;
- Controle das correntes CA injetadas na rede elétrica CA, podendo contemplar também a compensação do desequilíbrio do processamento das potências ativas entre as fases;
- Ajuste da tensão equivalente de cada polo, garantindo o controle dos fluxos de potência entre barramento CC, polos do MMC e a rede elétrica CA;
- Ajuste do fluxo de potência individual necessário para regular as tensões CC dos capacitores de cada SM.

O sistema de controle empregado para garantir a operação adequada do trifásico está apresentado no diagrama de blocos da Figura 6.3. Este sistema de controle é composto por três malhas internas de corrente, seis malhas externas de tensão (soma e subtração das tensões equivalentes dos polos), $N-1$ malhas individuais de controle das tensões CC em cada polo e um sistema de controle das correntes de linha injetadas na rede elétrica CA. Além disso, observa-se na Figura 6.3 que as TCPEs são obtidas por meio de um observador por modos deslizantes, o qual necessita da informação da tensão do barramento CC, das tensões de fase, das correntes dos polos e das modulantes de cada polo.

Figura 6.3 – Diagrama de blocos do sistema de controle aplicado ao MMC trifásico.



Fonte: Próprio autor.

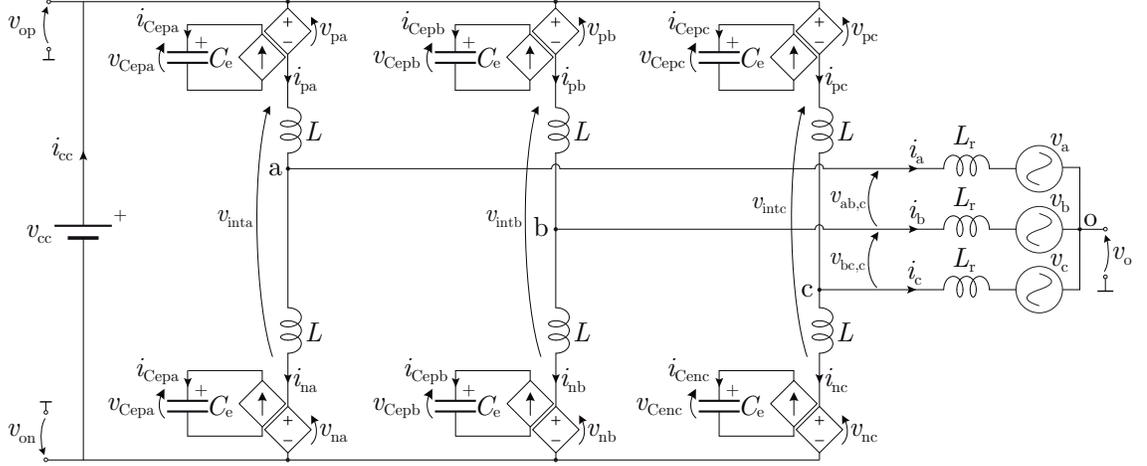
6.3.1 Modelagem dinâmica do MMC trifásico

A modelagem dinâmica do MMC trifásico é realizada nesta seção para a obtenção dos modelos dinâmicos do projeto do sistema de controle. O princípio de funcionamento do sistema de controle da corrente interna, das TCPEs e das tensões individuais é o mesmo do MMC monofásico. Por outro lado, as correntes injetadas na rede elétrica CA são controladas em coordenadas $dq\theta$ e, por este motivo, a modelagem dinâmica das correntes de linha apresentado nesta seção é desenvolvida neste sistema de coordenadas.

Através da Lei de Kirchhoff das Tensões do circuito trifásico do MMC apresentado na Figura 6.4, obtém-se um conjunto de seis equações que descrevem o comportamento do conversor, dadas por:

$$L \frac{di_{pa}(t)}{dt} - L \frac{di_{pb}(t)}{dt} = v_{pb}(t) - v_{pa}(t) + v_{bo}(t) - v_{ao}(t) \quad (6.25)$$

Figura 6.4 – Circuito equivalente de um conversor multinível modular trifásico.



Fonte: Próprio autor.

$$L \frac{di_{pb}(t)}{dt} - L \frac{di_{pc}(t)}{dt} = v_{pc}(t) - v_{pb}(t) + v_{co}(t) - v_{bo}(t) \quad (6.26)$$

$$L \frac{di_{na}(t)}{dt} - L \frac{di_{nb}(t)}{dt} = v_{nb}(t) - v_{na}(t) + v_{ao}(t) - v_{bo}(t) \quad (6.27)$$

$$L \frac{di_{nb}(t)}{dt} - L \frac{di_{nc}(t)}{dt} = v_{nc}(t) - v_{nb}(t) + v_{bo}(t) - v_{co}(t) \quad (6.28)$$

$$v_{cc}(t) - v_{pa}(t) - v_{na}(t) - L \frac{di_{pa}(t)}{dt} - L \frac{di_{na}(t)}{dt} = 0 \quad (6.29)$$

$$i_{pa}(t) + i_{pb}(t) + i_{pc}(t) - i_{cc}(t) = 0 \quad (6.30)$$

A partir de (6.15)–(6.21) e de (6.25)–(6.30) obtém-se o modelo dinâmico das correntes internas como função da tensão do barramento CC v_{cc} e das tensões internas \mathbf{v}_{int} , dada por:

$$2L \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{int} = \mathbf{A} v_{dc} - \mathbf{B} \mathbf{v}_{int} \quad (6.31)$$

onde $\mathbf{v}_{int} = [v_{inta} \ v_{intb} \ v_{intc}]^T$ é o vetor das tensões internas nos indutores, $\mathbf{A} = [\mathbf{1}_{1 \times 3}]^T$ é a matriz dinâmica e $\mathbf{B} = \mathbf{I}_3$ é a matriz de entrada.

O modelo dinâmico de correntes de linha é transformado em coordenadas $dq0$ através de $\mathbf{T}_{abc2dq0}$, resultando em:

$$\frac{L}{2} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{dq0} = \mathbf{C} \mathbf{v}_{dq0,c} - \mathbf{D} \mathbf{v}_{dq0} \quad (6.32)$$

onde $\mathbf{i}_{dq0} = [i_d \ i_q \ i_0]^T$ é o vetor das correntes de linha, $\mathbf{v}_{dq0,c} = [v_{d,c} \ v_{q,c} \ v_{0,c}]^T$ é o vetor de entrada das tensões produzidas pelo conversor em coordenadas $dq0$, $\mathbf{v}_{dq0} = [v_d \ v_q \ v_0]^T$ é o vetor das tensões da linha e $\mathbf{C} = \mathbf{D} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_2 & \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2} & 0 \end{bmatrix}$ são as matrizes de ganho.

Da mesma forma que o princípio de transferência de potência entre o barramento CC, os SMs e a rede elétrica CA descrito no Capítulo 2, as correntes dos polos são transformadas como uma combinação das correntes internas \mathbf{i}_{int} e das correntes de linha em coordenadas $dq0$ \mathbf{i}_{dq0} . Assim, a soma e a subtração das TCPEs pode ser escritas como função destes vetores, o que resulta em:

$$C_e \frac{d}{dt} \mathbf{v}_{C_{ss}} = \mathbf{T}_{pn/dq0} \mathbf{m}_{dq0} \mathbf{i}_{dq0} - \mathbf{F} \mathbf{m}_{int} \mathbf{i}_{int} \quad (6.33)$$

onde $\mathbf{v}_{C_{ss}} = [v_{Ca}^+ \ v_{Cb}^+ \ v_{Cc}^+ \ v_{Ca}^- \ v_{Cb}^- \ v_{Cc}^-]^T$ é o vetor de soma e subtração das tensões de capacitores equivalentes por fase, $\mathbf{m}_{int} = [m_{int,a} \ m_{int,b} \ m_{int,c}]^T$ é o vetor das modulantes internas, $\mathbf{m}_{dq0} = [m_d \ m_q \ m_0]^T$ é o vetor das modulantes de saída em coordenadas $dq0$, $\mathbf{F} = \mathbf{I}_3$ é uma matriz identidade de ordem três.

6.4 OBSERVADOR DAS TENSÕES DOS POLOS EQUIVALENTES EM TEMPO DISCRETO EM SISTEMAS TRIFÁSICOS

O observador por modos deslizantes em tempo discreto proposto no Capítulo 5 é descrito desta seção para o controle das tensões dos polos equivalentes de um MMC trifásico. Através dos observadores de cada polo são determinadas a soma e a subtração das tensões equivalentes dos polos para cada fase para que as informações das tensões sejam utilizadas no sistema de controle.

Inicialmente, define-se os seguintes vetores associados às variáveis observadas: $\hat{\mathbf{v}}_{C_{epn}} = [\hat{v}_{Cepa} \ \hat{v}_{Cepb} \ \hat{v}_{Cepc} \ \hat{v}_{Cena} \ \hat{v}_{Cenb} \ \hat{v}_{Cenc}]^T$ é o vetor das TCPEs observadas, $\hat{\mathbf{i}}_{pn} = [\hat{i}_{pa} \ \hat{i}_{pb} \ \hat{i}_{pc} \ \hat{i}_{na} \ \hat{i}_{nb} \ \hat{i}_{nc}]^T$ é o vetor das correntes dos polos observadas e $\mathbf{u}_{pn} = [u_{pa} \ u_{pb} \ u_{pc} \ u_{na} \ u_{nb} \ u_{nc}]^T$ é o vetor das funções atração do OTBPE. Assim, o OTBPE para o MMC trifásico é dado por:

$$\hat{\mathbf{i}}_{\text{pn}}(k+1) = \hat{\mathbf{i}}_{\text{pn}}(k) + \mathbf{h}_{1\text{pn}} \frac{\mathbf{v}_{\text{cc}}(k)}{2} - \mathbf{h}_{2\text{pn}}(k) \hat{\mathbf{v}}_{\text{Cepn}}(k+1) - \mathbf{h}_{1\text{pn}} \mathbf{v}_{\text{yo}}(k) - \mathbf{u}_{\text{pn}}(k) \quad (6.34)$$

$$\hat{\mathbf{v}}_{\text{Cepn}}(k+1) = \hat{\mathbf{v}}_{\text{Cepn}}(k) + \mathbf{h}_{3\text{pn}}(k) \mathbf{i}_{\text{pn}}(k) + \mathbf{h}_{2\text{pn}}(k) \tilde{\mathbf{i}}_{\text{pn}}(k) - \mathbf{h}_{2\text{pn}}(k) \mathbf{u}_{\text{pn}}(k) \quad (6.35)$$

onde $\mathbf{h}_{1\text{pn}} = \frac{T_s}{L}$, $\mathbf{h}_{2\text{pn}}(k) = \frac{T_s}{L} \mathbf{m}_{\text{pn}}(k)$ e $\mathbf{h}_{3\text{pn}}(k) = \frac{T_s}{C_e} \mathbf{m}_{\text{pn}}(k)$.

6.4.1 OTBPE com a adição de uma terceira harmônica nas modulantes

Conforme já evidenciado nos Capítulos 4 e 5, o adequado rastreamento em regime permanente das TCPEs depende exclusivamente do correto rastreamento das correntes dos polos medidas. Assim, é necessário certificar-se do comportamento das correntes dos polos com a adição de uma terceira harmônica nas modulantes dos polos do MMC. Com base nas informações da análise das correntes dos polos o OTBPE deve ser projetado para garantir o rastreamento das componentes mais significativas que estão presentes nas correntes dos polos do MMC.

É importante salientar que as tensões de fase $\mathbf{v}_{\text{yo}}(k)$ normalmente não estão disponíveis para medição no sistema trifásico apresentado na Figura 6.1. Desta forma, uma das formas de obtenção destas tensões é a partir de uma transformada das tensões de linha, de forma semelhante à transformada das tensões de linha da rede elétrica CA da equação (6.19), dada por:

$$\mathbf{v}_{\text{abc,c}} = \mathbf{T}_{\text{linha/abc}} \mathbf{v}_{\text{linha,c}} \quad (6.36)$$

onde $\mathbf{v}_{\text{linha,c}} = [v_{\text{ab,c}} \ v_{\text{bc,c}} \ v_{\text{o,c}}]^T$ representa o vetor composto de duas tensões de linha e da componente de modo comum sintetizadas pelo MMC. A partir de (6.36) obtém-se as tensões de fase através da medição de $v_{\text{ab,c}}(k)$ e $v_{\text{bc,c}}(k)$ e da obtenção da componente de modo comum do conversor $v_{\text{o,c}}(k)$ com (6.11).

6.4.2 Análise da injeção da terceira harmônica no desempenho do OTBPE

A análise da injeção da terceira harmônica no desempenho do OTBPE tem como objetivo mostrar as limitações e o desempenho do OTBPE no rastreamento das correntes dos polos e das TCPEs.

De forma semelhante aos conversores trifásicos convencionais, as correntes de linha sintetizadas pelo MMC não possuem componentes harmônicas de terceira ordem com a injeção desta componente nas modulantes, uma vez que ocorre o cancelamento

destas nas tensões de linha do MMC, sendo estas componentes presentes apenas nas tensões de fase. Neste sentido, as correntes dos polos possuem as mesmas componentes presentes no MMC monofásico quando o sistema opera com tensões e correntes equilibradas (LI; FLETCHER; WILLIAMS, 2016).

A partir da equação diferença da corrente do polo positivo definida em (5.1), verifica-se que a injeção da terceira harmônica não provoca o surgimento de harmônicos de terceira ordem nas correntes dos polos. Assim, com o objetivo de demonstrar este conceito, considera-se que a modulante $m_{pa}(k)$ de $h_2(k)$ é dada por (6.7) e que $v_{Cepa}(k) = V_{cc}$, o que resulta em:

$$h_{2pa}(k) = h_1 V_{cc} [m_{inta}(k) - m_a(k) - m_o(k)] \quad (6.37)$$

e que a tensão da fase a sintetizada pelo conversor é idealmente dada por:

$$v_{ao}(k) = v_a(k) + v_{o,c}(k) = V_{cc} [m_a(k) + m_o(k)] \quad (6.38)$$

Substituindo (6.40) e (6.38) em (5.1), obtém-se:

$$i_{pa}(k+1) = i_{pa}(k) + h_1 \frac{v_{cc}(k)}{2} - h_1 V_{cc} [m_{int}(k) - m_a(k) - m_o(k)] - h_1 V_{cc} [m_a(k) + m_o(k)] \quad (6.39)$$

Ainda, considerando $m_{int}(k) = \frac{1}{2}$ em (6.39) e simplificando a equação resultante, obtém-se $\Delta i_{pa}(k) = i_{pa}(k+1) - i_{pa}(k) = 0$, ou seja, a derivada é nula das correntes dos polos. Assim, a injeção de uma terceira harmônica nas modulantes dos polos do MMC idealmente não produz terceira harmônica nas correntes dos polos.

Por outro lado, a terceira harmônica injetada nas modulantes do MMC representa um distúrbio no observador quando não há o cancelamento entre as equações (6.37) e (6.38). Uma das condições onde não há o cancelamento é quando desconsidera-se a tensão de modo comum $v_{o,c}(k)$ na estrutura do OTBPE, mantendo-se a componente $m_o(k)$ na modulante aplicada ao OTBPE. Outra condição é quando a rede elétrica CA possui componentes harmônicas de ordem três nas tensões de fase, o que não seria previsto pelo sistema de medição, causando uma diferença entre a tensão de modo comum aplicada ao OTBPE e a presente nas tensões de fase do sistema. Salienta-se que apesar desta condição ocorrer, o erro de rastreamento estará associado apenas às ondu-

lações presentes nas TCPEs e não nos seus valores médios, visto que não há potência ativa associada às componentes harmônicas de ordem três nas tensões de fase.

Com o objetivo de demonstrar o efeito da diferença causada pela injeção de uma terceira harmônica no OTBPE diferente da presente no sistema, são assumidas as seguintes condições:

- As modulantes do MMC e do observador são utilizadas conforme descrito em (6.9)–(6.14);
- Desconsideram-se as variações de $v_{cc}(k)$, $v_{ao}(k)$ e da TCPE observada $\hat{v}_{Cep}(k) = \hat{V}_{Cep}$ em (6.34);
- Assume-se que a transformada de (6.36) está sendo realizada com $v_{o,c}(k)=0$, ou seja, considera-se que não há o conhecimento desta variável. Com esta condição pretende-se demonstrar o efeito de suprimir a tensão de modo comum $v_{o,c}(k)$ na estrutura do OTBPE.

A partir destas três condições, a equação (6.34) é reescrita para o polo positivo da seguinte forma:

$$\hat{i}_{pa}(k+1) = \hat{i}_{pa}(k) - h_{2pa}(k)\hat{V}_{Cepa} - qT_s\tilde{i}_{pa}(k) - \varepsilon T_s \text{sign}(\tilde{i}_{pa}(k)). \quad (6.40)$$

Considerando $\text{sign}(\tilde{i}_{py}(k)) = \tilde{i}_{py}(k)|\tilde{i}_{py}(k)|^{-1}$ em (6.40) e aplicando a transformada Z na equação resultante, tem-se:

$$z\hat{i}_{pa}(z) = \hat{i}_{pa}(z) - h_{2pa}(z)\hat{V}_{Cepa} - qT_s[\hat{i}_{pa}(z) - i_{pa}(z)] - \varepsilon T_s[\hat{i}_{pa}(z) - i_{pa}(z)]|\tilde{i}_{pa}(z)|^{-1}. \quad (6.41)$$

Solucionando (6.41) em termos de $\hat{i}_{pa}(z)$ resulta-se em:

$$\hat{i}_{pa}(z) = G_a(z)i_{pa}(z) - G_m(z)m_{pa}(z). \quad (6.42)$$

onde:

$$G_m(z) \triangleq \frac{\hat{i}_{pa}(z)}{m_{pa}(z)} = \frac{\hat{V}_{Cepa}T_s}{L(z - c_1)} \quad (6.43)$$

e $c_1 = 1 - qT_s - \varepsilon T_s|\tilde{i}_p(0)|^{-1}$.

Na Figura 6.5 é apresentada a resposta em frequência de (6.43) com a variação do ganho qT_s de 0,1 até 1. Observa-se que o aumento de qT_s causa o aumento da am-

plitude da terceira harmônica causada pela diferença entre a tensão de modo comum do conversor $v_{o,c}(k)$ e a componente de modo comum utilizada no OTBPE.

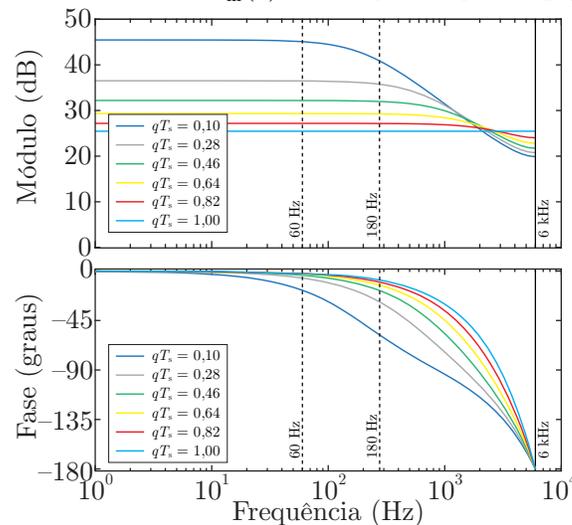
6.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Os resultados de simulação são realizados para validar a metodologia de projeto e demonstrar os limites de operação do observador proposto quando o mesmo opera juntamente com o sistema de controle em um MMC trifásico a três fios. O OTBPE foi simulado no software PSIM® com base no diagrama de blocos apresentado na Figura 6.3 considerando os parâmetros apresentados na Tabela 6.1. Os resultados são obtidos com o sistema de controle apresentado na seção 6.3, onde o SMO de tempo discreto fornece as TCPEs para a obtenção da soma e da subtração das TCPEs.

O desempenho do OTBPE é avaliado para as seguintes condições de operação:

- Rastreamento das correntes dos polos para ampla faixa de variação da potência ativa de saída;
- Rastreamento das correntes dos polos e das TCPEs para ampla faixa de variação da potência reativa de saída;
- Rastreamento das correntes dos polos sob a presença de uma componente de modo comum na modulante do conversor, utilizada com o objetivo de ampliar a faixa de amplitude da componente na frequência fundamental;

Figura 6.5 – Resposta em frequência de $G_m(z)$ em função do ganho qT_s com $f_s = 12$ kHz.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 6.6 são apresentados os resultados do MMC trifásico operando em malha fechada sem a adição de uma componente de modo comum. Na Figura 6.6 (a) são apresentadas as formas de onda das potências ativa e reativa processadas pelo MMC, o qual processa potência ativa como inversor durante o intervalo de tempo de 0,1 s e 0,3 s e como retificador durante 0,3 s e 0,5 s. Após esta condição, o MMC processa apenas potência reativa indutiva durante o intervalo de 0,6 s e 0,8 s e capacitiva durante o intervalo de 0,8 s e 1 s. Na Figura 6.6 (b) são apresentadas as formas de onda das correntes de linha e na Figura 6.6 (c) as formas de onda das correntes internas de cada fase. Observa-se através das formas de onda das correntes internas a presença de componentes contínuas entre 0,1 s e 0,5 s, as quais indicam o processamento de potência ativa do conversor. Durante o intervalo de tempo de 0,6 s e 1 s, as correntes internas apresentam valores médios nulos durante o período fundamental com ondulações no dobro da frequência fundamental, o que indica apenas o processamento de potência reativa no conversor.

As formas de onda das TCPEs estão ilustradas na Figura 6.7 (a) para os polos positivos e na Figura 6.7 (b) para os polos negativos. A partir destas formas de onda das TCPEs e juntamente com as formas de onda das correntes internas da Figura 6.6 (b) observa-se que os sistemas de controle das TCPEs modificam as referências das

Tabela 6.1 – Parâmetros do MMC trifásico

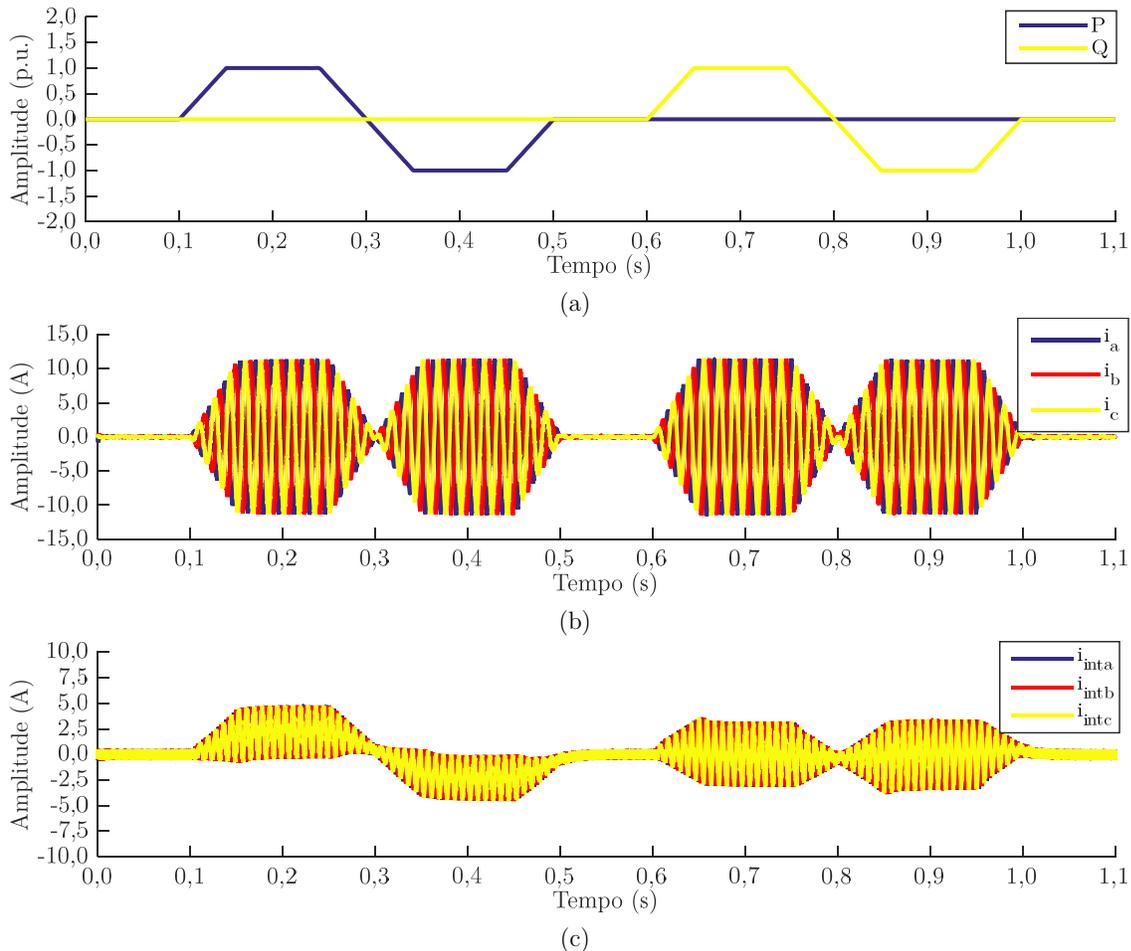
Parâmetro	Valor
Potência de saída	$S_a = 1,2 \text{ kVA}$
Tensão do barramento CC	$V_{cc} = 450 \text{ V}$
Tensões CC equivalentes	$V_{Cex} = 450 \text{ V}$
Capacitância equivalente dos SMs	$C_e = 680 \text{ } \mu\text{F}$
Frequência da tensão de saída	$f_r = 60 \text{ Hz}$
Indutância do polo	$L = 2 \text{ mH}$
Indutância da rede elétrica CA	$L_r = 1 \text{ mH}$
Resistência do polo	$R_L = 0,1 \text{ } \Omega$
Índice de modulação de frequência	$M_f = 100$
Índice de modulação de amplitude CA	$M_a = 0,7982$
Índice de modulação de amplitude CC	$M_{cc} = 1$
Ganhos OTBPE (sem modo comum)	$qT_s = 0,3$
	$\varepsilon T_s = 3$
Ganhos do OTBPE (com modo comum)	$qT_s = 0,3$
	$\varepsilon T_s = 3$

Fonte: Próprio autor.

correntes internas na medida que as correntes de linha aumentam a potência ativa injetada na rede elétrica CA com o objetivo de ajustar as TCPEs, indicando o correto funcionamento do sistema de controle das TCPEs.

Na Figura 6.9 (a) são apresentadas as formas de onda das tensões de fase e na Figura 6.9 (b) das tensões de linha do MMC com a presença de uma terceira harmônica nas modulantes do conversor. Na Figura 6.9 (c) observa-se a presença de uma componente de ordem três na forma de onda da tensão de modo comum sintetizada pelo MMC. Neste resultado o conversor está operando em malha fechada com as TCPEs obtidas a partir do OTBPE.

Figura 6.6 – Resultados de simulação do conversor operando em regime permanente sem a adição de uma componente de modo comum nas modulantes. (a) Formas de onda das referências de potência ativa P^* e reativa Q^* . (b) Formas de onda das correntes de fase. (c) Formas de onda das correntes internas.



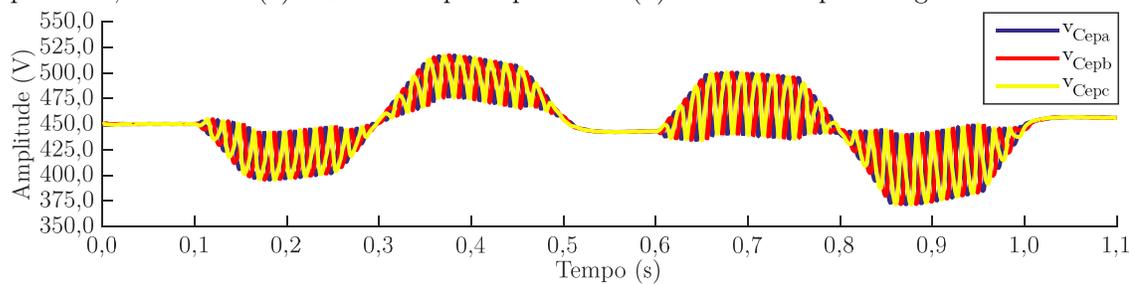
Fonte: Próprio autor.

Em relação ao desempenho do OTBPE, a Figura 6.8 ilustra as formas de onda das correntes observadas e medidas para três condições de operação: (i) OTBPE considerando $v_{o,c}(k)$ e $m_o(k)$ aplicadas no observador com $qT_s = 0,3$ na Figura 6.8 (a) e na Figura 6.8 (b); (ii) OTBPE desconsiderando apenas $v_{o,c}(k)$ no observador com $qT_s = 0,3$ na Figura 6.8 (c) e na Figura 6.8 (d); e (iii) OTBPE desconsiderando apenas $v_{o,c}(k)$ no observador com $qT_s = 0,7$ na Figura 6.8 (e) e Figura 6.8 (f).

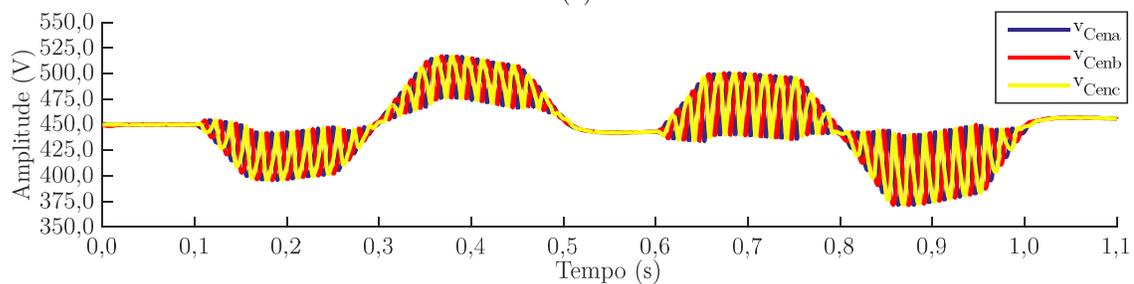
No resultado da Figura 6.8 (a) a tensão $v_{o,c}(k)$ foi desconsiderada na transformada definida em (6.36) para obter a tensão $v_{ao}(k)$ do observador e o ganho qT_s foi mantido em 0,3. Na Figura 6.8 (b) é apresentado o espectro harmônico das correntes para as condições supracitadas. Verifica-se que a ausência da tensão de modo comum $v_{o,c}(k)$ na estrutura do observador provoca o surgimento de uma terceira harmônica na corrente observada. Esta característica surge porque não houve o cancelamento total entre as componentes das equações (6.37) e (6.38).

No resultado da Figura 6.8 (c) a tensão $v_{o,c}(k)$ também foi desconsiderada na transformada definida em (6.36) para obter a tensão $v_{ao}(k)$ do observador. Neste resultado o ganho qT_s foi aumentado para 0,7 com o objetivo de aumentar a banda-

Figura 6.7 – Resultados de simulação do conversor operando com variação da potência ativa entre -1 p.u. e 1 p.u durante 0,1 s até 0,5 s e com variação da potência reativa entre -1 p.u. e 1 p.u. de 0,6 s até 1 s. (a) TCPEs dos polos positivos. (b) TCPEs dos polos negativos.



(a)



(b)

Fonte: Próprio autor.

passante do observador. Neste resultado, observa-se o adequado rastreamento das componentes contínua e na frequência fundamental. Por outro lado, a componente de terceira ordem não é atenuada conforme o espectro harmônico das correntes apresentado na Figura 6.8 (d), visto que o OTBPE possui a capacidade de atenuar as diferenças existentes entre a tensão de modo comum sintetizada pelo conversor e a tensão de modo comum aplicada ao OTBPE. Apesar do surgimento da componente de terceira ordem, a rastreabilidade da componente contínua da TCPE não é prejudicada, visto que apenas as componentes contínua e na frequência fundamental alteram o processamento de potência ativa do conversor e, conseqüentemente, os valores médios das TCPEs.

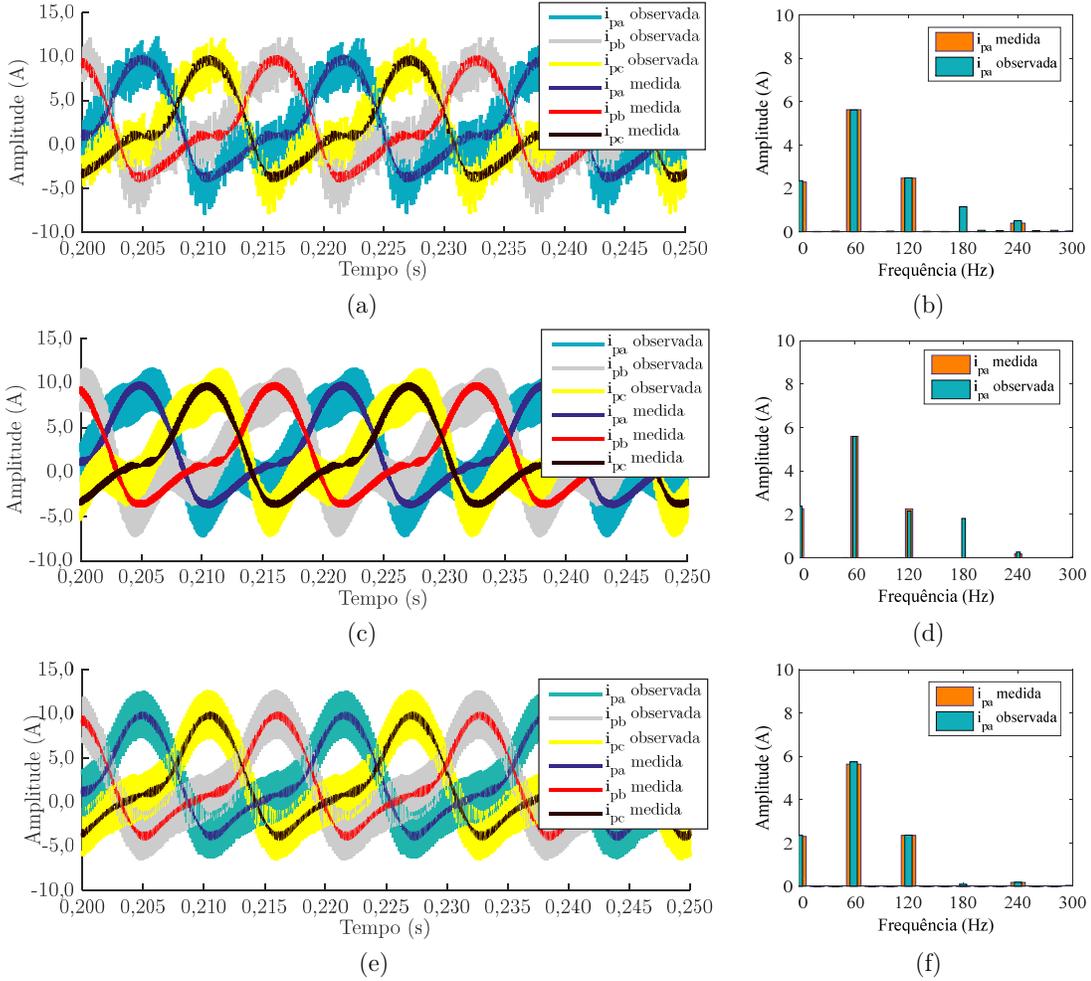
Já no resultado da Figura 6.8 (c) verifica-se que a condição onde a tensão $v_{o,c}(k)$ utilizada no observador para compor a tensão $v_{ao}(k)$ é exatamente a tensão de modo comum sintetizada pelo conversor, as correntes dos polos são rastreadas adequadamente com o ganho $qT_s = 0,3$, conforme é apresentado no espectro harmônico das correntes observada e medida da Figura 6.8 (f). Além disso, não há a presença da terceira harmônica nas correntes dos polos medidas e observadas, porque não há diferença entre a tensão de modo comum sintetizada pelo MMC e a tensão de modo comum utilizada para compor a tensão $v_{ao}(k)$ do observador.

6.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi apresentada a aplicação do OTBPE aplicado em um MMC trifásico a três fios. O sistema de controle apresentado do Capítulo 2 foi implementado para o sistema trifásico, com a principal diferença no controle das correntes de linha, o qual é realizado por meio de dois controladores em coordenadas $dq\theta$. De forma semelhante que o MMC monofásico, o método proposto é baseado na medição das correntes dos polos bem como na medição das tensões de saída e do barramento CC do sistema.

A análise apresentada neste capítulo contempla o impacto da injeção de uma terceira harmônica $m_o(k)$ nas modulantes dos polos do MMC. A estrutura do sistema trifásico não permite a tensão $v_{o,c}(k)$ seja medida, visto que apenas as tensões de linha estão disponíveis. Neste sentido, a tensão de fase $v_{ao}(k)$ utilizada no observador é obtida por meio de uma transformada das tensões de linha.

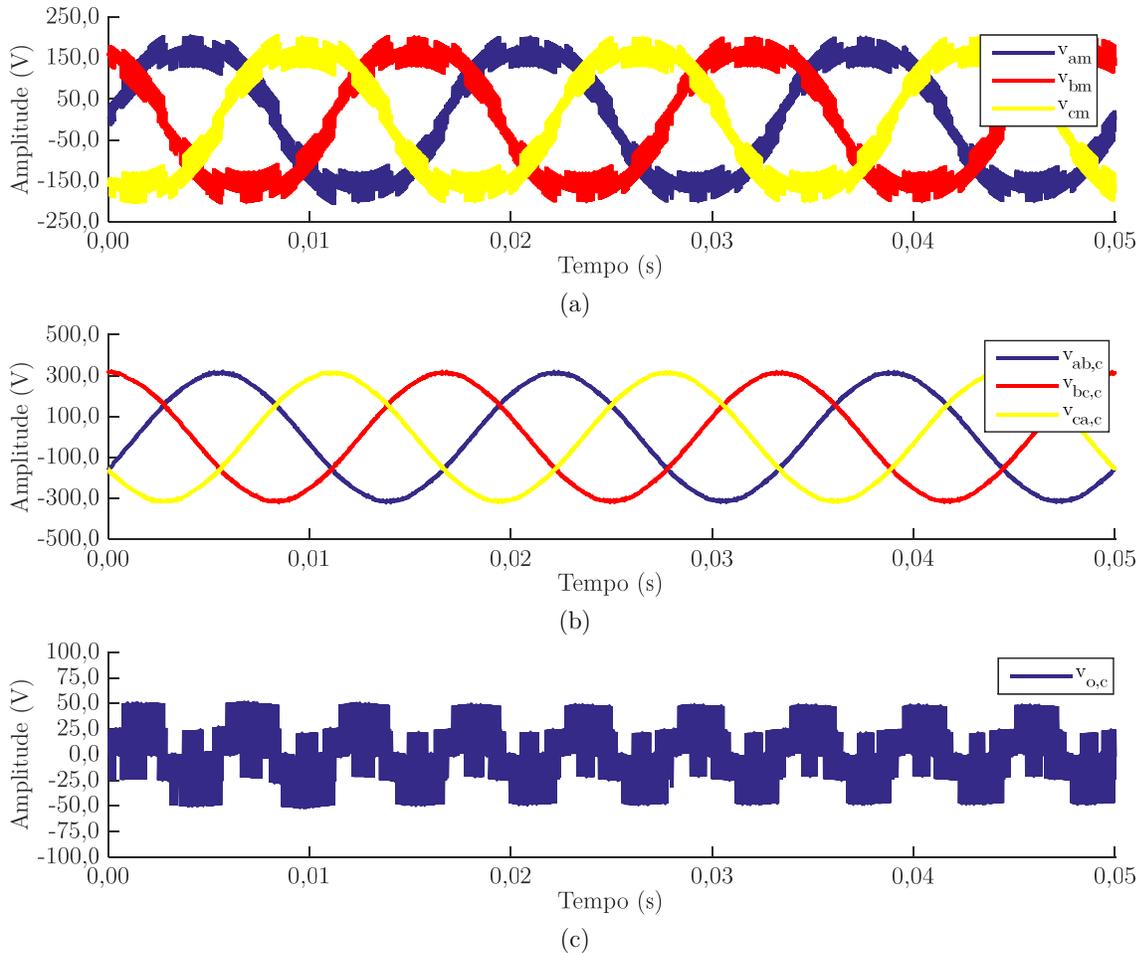
Figura 6.8 – Resultados de simulação das correntes dos polos positivos medidas e observadas para verificação do desempenho do OTBPE com a adição de uma componente de modo comum nas modulantes do MMC. (a) OTBPE considerando apenas $m_o(k)$ aplicada ao observador e $qT_s = 0,3$. (b) OTBPE considerando apenas $m_o(k)$ aplicada ao observador e $qT_s = 0,7$. (c) OTBPE considerando $v_{o,c}(k)$ e $m_o(k)$ aplicadas no observador e $qT_s = 0,3$.



Fonte: Próprio autor.

A partir dos resultados de simulações foi possível verificar que o desempenho do OTBPE é modificado com a presença de uma diferença entre a tensão de modo comum sintetizada pelo conversor $v_{o,c}(k)$ e a utilizada no OTBPE. Nesta condição, o observador atenua a componente de terceira ordem, o que demonstra que o mesmo não possui a capacidade de rejeição deste distúrbio.

Figura 6.9 – Resultados de simulação do MMC operando com injeção de terceira harmônica nas modulantes. (a) Tensões de fase. (b) Tensões de linha. (c) Tensão de modo comum.



Fonte: Próprio autor.

Por outro lado, é importante notar que esta característica não ocorre quando a tensão de modo comum sintetizada pelo conversor $v_{o,c}(k)$ é igual a tensão de modo comum considerada no OTBPE, a qual pode ser obtida por meio de cálculo, uma vez que se conhece a tensão do barramento CC e a modulante aplicada nos polos do MMC. Adicionalmente, salienta-se que esta característica não afeta o rastreamento da componente contínua das TCPEs, a qual é fundamental para o correto funcionamento do sistema de controle operando com a informação das TCPEs a partir do OTBPE. Esta característica ocorre porque o rastreamento da componente contínua das TCPEs é prejudicado quando há o inadequado rastreamento das componentes contínua e na frequência fundamental das correntes dos polos.

Capítulo 7

CONSIDERAÇÕES FINAIS

7.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Nesta Tese de Doutorado foram apresentadas contribuições em relação à estrutura de comunicação/controlado para o Conversor Multinível Modular operando em aplicações com elevado número de submódulos. O trabalho pode ser dividido em cinco partes principais: (i) análise do fluxo de potência do MMC com a apresentação de um sistema de controle com $N-1$ malhas de controle individuais por polo; (ii) comparativo entre as estruturas de comunicação/controlado existentes na literatura, comparativo entre as formas de obtenção das tensões dos capacitores dos SMs e proposta de uma estrutura de comunicação fazendo o uso de OMD; (iii) proposta de dois observadores em tempo contínuo, denominados OTBPL e OTBPA e suas respectivas análises de estabilidade por Lyapunov, com a implementação dos observadores discretizados; (iv) proposta de um observador em tempo discreto, denominado OTBPE, a partir de uma análise de estabilidade por Lyapunov e sua respectiva metodologia de projeto em tempo discreto; e (v) aplicação do OTBPE em um sistema trifásico.

O sistema de controle proposto baseia-se no ajuste da componente CC e da componente CA na frequência fundamental da corrente interna de cada fase e das correntes de linha para garantir o balanço de potência entre o barramento CC, os polos e a rede elétrica CA. Este ajuste é realizado através de duas malhas de controle externas, onde a primeira realiza controle da soma das tensões dos capacitores equivalentes de

cada polo e a segunda realiza o controle da subtração das tensões dos capacitores equivalentes de cada polo. Estas malhas de controle não garantem o controle individual das tensões dos capacitores, onde estas são realizadas através de $N-1$ malhas de controle individuais.

Ao contrário de estratégias de seleção dos SMs, que tradicionalmente são implementadas no processador global, o uso de malhas de controle individuais possibilita a implementação do ajuste individual das tensões diretamente nos processadores locais. Esta estratégia de controle individual, operando juntamente com observadores das tensões dos capacitores equivalentes, possibilita que o sistema de controle do MMC seja implementado apenas com o envio das medições de corrente e das modulantes produzidas pelas malhas de controle da corrente interna, sem a necessidade do envio das $6N$ tensões dos capacitores ao processador central.

Através desta estrutura é possível reduzir significativamente a densidade de informações, o que não limita escalabilidade do MMC para elevado número de SMs em relação ao sistema de comunicação. É importante ressaltar que o emprego da estratégia de comunicação radial distribuída possibilita também manter a escalabilidade do MMC, mesmo operando com um único processador centralizado, uma vez que as informações de corrente e modulantes são comuns para todos os SMs. Nesta estrutura a sincronização das portadoras é realizada de forma mais simples quando comparadas às estruturas em anel, uma vez que não há atrasos de tempo no envio e recebimento de informações entre os SMs. Além disso, nesta estrutura também está sendo utilizada a identificação do SM com falha, o qual envia um bit ao conversor DA do processador central, possibilitando o processador central identificar quais SMs estão com falha.

Os observadores OTBPA e OTBPL foram comparados com a estrutura de observadores que são utilizados na literatura (OTBPR), o qual possui uma velocidade de convergência reduzida quando comparado com os mesmos valores de ganho K_{vp} dos observadores propostos. Esta característica ocorre devido ao OTBPL e ao OTPBA apresentarem uma modificação com a inserção do termo $|\tilde{i}_p(t)|$, o que garante um desempenho transitório superior às estratégias convencionais propostas na literatura. Além disso, a inclusão deste termo na lei de observação das tensões equivalentes permite que seja possível estabelecer o projeto do ganho K_{vp} a partir a análise de estabilidade por Lyapunov.

Diferentemente dos observadores propostos na literatura, a obtenção do OTBPE foi realizada em tempo discreto, onde, através da análise de estabilidade por Lyapunov, foi provada a existência da estabilidade do observador proposto. Esta abordagem garante que os limites dos ganhos sejam obtidos para que sejam definidos os limites de estabilidade do OTBPE. É importante salientar que os observadores propostos no domínio de tempo contínuo não possibilitam a obtenção destes limites no domínio de tempo discreto, uma vez que a análise de estabilidade por Lyapunov é obtida no domínio de tempo contínuo.

Com a aplicação da metodologia de projeto do OTBPE em tempo discreto, foi demonstrado que é possível realizar o projeto dos ganhos para atender aos requisitos de estabilidade, bem como aos requisitos de desempenho transitório (banda passante) e de regime permanente (rastreamento). Nestes casos, o projeto do ganho qT_s do OTBPE é realizado para atender ao critério de banda passante mínima, enquanto o ganho εT_s garante a estabilidade em regime permanente com uma amplitude de *chattering* da corrente observada pré-estabelecida.

A aplicação do OTBPE em um MMC trifásico foi demonstrada a partir dos resultados de simulações, onde foi possível verificar que a presença de uma diferença entre a tensão de modo comum sintetizada pelo conversor $v_{o,c}(k)$ e a utilizada no OTBPE causa o surgimento de uma terceira harmônica na corrente dos polos observada. Nesta condição, o observador atenua a componente de terceira ordem, o que demonstra que o mesmo não possui a capacidade de rejeição deste distúrbio. Por outro lado, é importante observar que esta característica não ocorre quando a tensão de modo comum sintetizada pelo conversor $v_{o,c}(k)$ é igual a tensão de modo comum considerada no OTBPE. Adicionalmente, salienta-se que esta característica não afeta o rastreamento da componente contínua das TCPEs, a qual é fundamental para o correto funcionamento do sistema de controle operando com a informação das TCPEs a partir do OTBPE.

7.2 PUBLICAÇÕES

No decorrer do desenvolvimento da Tese de Doutorado foram publicados os seguintes trabalhos relacionados ao tema:

Revistas:

1. DA SILVA, G. S.; VIEIRA, R. P.; RECH, C. Discrete-time sliding-mode observer for capacitor voltage control in modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 65, p. 876-886, 2018. (Publicado na Edição Especial: *Sliding Mode Control and Observation for Complex Industrial Systems*)
2. DA SILVA, G. S.; VIEIRA, R. P.; RECH, C. Observador por modos deslizantes aplicado no controle das tensões equivalentes dos polos em conversores multiníveis modulares. *Revista Eletrônica de Potência (SOBRAEP)*, 2017.

Congressos:

3. DA SILVA, G. S.; VIEIRA, R. P.; RECH, C. Observador por modos deslizantes aplicado no sistema de controle das tensões dos capacitores equivalentes de conversores multiníveis modulares. In: XXI Congresso Brasileiro de Automática (CBA'2016), 2016, Vitória, p. 169-176.
4. DA SILVA, G. S.; VIEIRA, R. P.; RECH, C. Modified sliding-mode observer of capacitor voltages in modular multilevel converter. In: 13^o Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP'2015), 2015, Fortaleza, p. 169-176.

Capítulo de livro:

5. DA SILVA, G. S.; RECH, C. Modelagem Matemática de um Conversor Multinível Modular. *Pesquisas Aplicadas em Modelagem Matemática – Volume III*. 2. ed. Ijuí - RS: Editora Unijui, 2015. v. 500. 391p.

7.3 PROPOSTAS DE CONTINUIDADE

Durante esta Tese de Doutorado foram selecionados alguns tópicos que ainda deverão ser investigados:

- **Identificação paramétrica da capacitância dos SMs dos polos equivalentes:** estender o método proposto para contemplar a compensação da variação paramétrica da capacitância;

- Avaliar as diferentes condições de operação da rede elétrica CA e seus impactos na operação do OTBPE;
- Avaliar experimentalmente o desempenho do observador em tempo discreto para um MMC trifásico.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABB. HVDC Light - It's time to connect, ABB Grid Systems, 2012.

ABUSHAFI, O. et al. Capacitor voltage estimation in modular multilevel converters using a Kalman filter algorithm. In: 2015 IEEE International Conference on Industrial Technology, 2015, p. 3016-3021.

ADAM, G. P. et al. Hybrid multilevel converter with cascaded H-bridge cells for HVDC applications: operating principle and scalability. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 1, p. 65–77, Jan. 2015.

AHMED, K. H.; ADAM, G. P. New modified staircase modulation and capacitor balancing strategy of 21-level Modular Multilevel Converter for HVDC transmission systems. In: 7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, Institution of Engineering and Technology, 2014, p. 1-6.

AKAGI, H. Classification, terminology, and application of the modular multilevel cascade converter (MMCC). **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 11, p. 3119–3130, Nov. 2011.

AL-WEDAMI, A.; AL-HOSANI, K.; BEIG, A. R. Sliding mode observer of submodular capacitor voltages in Modular Multilevel Converter. In: 2015 International Workshop on Recent Advances in Sliding Modes, 2015, p. 1-6.

ALSTOM. Think Green: HVDC-VSC: Transmission Technology of the Future, 2011.

ANGQUIST, L. et al. Open-loop control of modular multilevel converters using estimation of stored energy. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 47, n. 6, p. 2516–2524, Nov. 2011.

ATALIK, T. et al. Multi-DSP and -FPGA-based fully digital control system for cascaded multilevel converters used in FACTS applications. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 8, n. 3, p. 511–527, Aug. 2012.

AZIDEHAK, A.; YOUSEFPOOR, N.; BHATTACHARYA, S. Control and synchronization of distributed controllers in modular converters. In: 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2014, p. 3644-3650.

BAHRANI, B.; DEBNATH, S.; SAEEDIFARD, M. Circulating Current Suppression of the Modular Multilevel Converter in a Double-Frequency Rotating Reference Frame. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 1, p. 783–792, Jan. 2016.

BARTOSZEWICZ, A. Discrete-time quasi-sliding-mode control strategies. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 45, n. 4, p. 633–637, Aug. 1998.

BERGNA, G. et al. An energy-based controller for HVDC modular multilevel converter in decoupled double synchronous reference frame for voltage oscillation reduction. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 6, p. 2360–2371, Jun. 2013.

BERNARDES, T. et al. Discrete-time sliding mode observer for sensorless vector control of permanent magnet synchronous machine. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 4, p. 1679–1691, Abr. 2014.

BINBIN LI et al. Prototype design and experimental verification of modular multilevel converter based back-to-back system. In: 2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics, 2014, p. 626-630.

CUNICO, L. M.; DE NOVAES, Y. R.; OLIVEIRA, S. V. G. Modeling and voltage method for modular multilevel converter. In: IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2013, p. 109-116.

D'ARCO, S.; SUUL, J. A. Estimation of sub-module capacitor voltages in modular multilevel converters. In: 15th European Conference on Power Electronics and Applications, 2013, p. 1-10.

DAN BURLACU, P. et al. Implementation of fault tolerant control for modular multilevel converter using EtherCAT communication. In: 2015 IEEE International Conference on Industrial Technology, 2015, p. 3064-3071.

DAVIES, M. et al. HVDC PLUS - Basics and Principle of Operation Siemens Energy, 2011.

DE SOUSA, G. J. M. et al. Modeling and control of a Modular Multilevel Converter for medium voltage drives rectifier applications. In: 2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics, 2015, p. 1080-1087.

- DEBNATH, S. et al. Operation, control, and applications of the Modular Multilevel Converter: a review. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 1, p. 37–53, Jan. 2015.
- DENG, F.; CHEN, Z. A control method for voltage balancing in modular multilevel converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 1, p. 66–76, Jan. 2014.
- DENG, F.; CHEN, Z. Elimination of DC-Link current ripple for Modular Multilevel Converters with capacitor voltage-balancing pulse-shifted carrier PWM. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 1, p. 284–296, Jan. 2015.
- DERVIŠKADI, A. **Comparison of different methods to measure submodule capacitor voltages of M2C for HVDC applications**. 2012. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Università Degli Studi Di Roma “La Sapienza”, Stockholm, 2012.
- ELSEROUGI, A. et al. Investigation of sensorless capacitor voltage balancing technique for modular multilevel converters. In: 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2014, p. 1569-1574.
- EMELYANOV, S. V. **Variable Structure Control Systems**. Moscow: Nauka (in Russian), 1967.
- FAN, B. et al. Hierarchical system design and control of a MMC-based power electronic transformer. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, vol. 13, no. 1, pp. 238-247, Feb. 2017.
- FAN, S. et al. An Improved Control System for Modular Multilevel Converters with New Modulation Strategy and Voltage Balancing Control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 1, p. 358–371, Jan. 2015.
- GAO, C. et al. A DC-Link Voltage Self-Balance Method for a Diode-Clamped Modular Multilevel Converter With Minimum Number of Voltage Sensors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 5, p. 2125–2139, May 2013.
- GAO, W. B.; WANG, Y. F.; HOMAIFA, A. Discrete-Time Variable-Structure Control-Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 42, n. 2, p. 117–122, Apr. 1995.
- GHAZANFARI, A.; MOHAMED, Y. A Hierarchical Permutation-Cyclic-Coding Strategy for Balancing Capacitor Voltages in Modular Multilevel Converters. **IEEE Jour-**

nal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 4, no. 2, pp. 576-588, June 2016.

GLINKA, M.; MARQUARDT, R. A new single phase ac/ac-multilevel converter for traction vehicles operating on ac line voltage. **European Power Electronics and Drives Journal**, v. 14, n. 4, p. 7–12, 2004.

GULTEKIN, B.; ERMIS, M. Cascaded multilevel converter-based transmission STATCOM: system design methodology and development of a 12 kV/12 MVar power stage. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 11, p. 4930–4950, Nov. 2013.

GUM TAE SON et al. Design and control of a modular multilevel HVDC converter with redundant power modules for noninterruptible energy transfer. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 27, n. 3, p. 1611–1619, Jul. 2012.

HAGIWARA, M.; AKAGI, H. Control and experiment of pulsewidth-modulated modular multilevel converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 7, p. 1737–1746, Jul. 2009.

HAGIWARA, M.; MAEDA, R.; AKAGI, H. Control and analysis of the modular multilevel cascade converter based on double-star chopper-cells (MMCC-DSCC). **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 6, p. 1649–1658, Jun. 2011.

HARNEFORS, L. et al. Dynamic analysis of modular multilevel converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 7, p. 2526–2537, Jul. 2013.

HOULDSWORTH, J. A.; GRANT, D. A. The use of harmonic distortion to increase the output voltage of a three-phase PWM inverter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. IA-20, n. 5, p. 1224–1228, Sep.1984.

HUANG, S. Distributed Modulation and Control of Modular Multilevel Converter for HVDC Application, Tese (Doutorado) – Aalborg University, Aalborg, 2013.

HUANG, S.; TEODORESCU, R.; MATHE, L. Analysis of communication based distributed control of MMC for HVDC. 15th European Conference on Power Electronics and Applications, 2013, p. 1-10.

HWANG, S. H. et al. Distributed digital control of modular-based solid-state transformer using DSP+FPGA. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 2, p. 670–680, Feb. 2013.

- ILVES, K. et al. A New Modulation Method for the Modular Multilevel Converter Allowing Fundamental Switching Frequency. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 8, p. 3482–3494, Aug. 2012.
- JUNG, J. et al. Reduced sampling rate for cell voltage sensing in high-level Modular Multilevel Converter. In: 2014 IEEE International Conference on Industrial Technology, 2014, p. 336-341.
- KOLB, J. et al. Cascaded control system of the modular multilevel converter for feeding variable-speed drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 1, p. 349–357, Jan. 2015.
- LAAKKONEN, T. Distributed control architecture of power electronics building-block-based frequency converters. Tese (Doutorado) – Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, 2010.
- LAGO, J.; SOUSA, G. J. M.; HELDWEIN, M. L. Digital control/modulation platform for a modular multilevel converter system. In: 2013 Brazilian Power Electronics Conference, 2013, p. 271-277.
- LESNICAR, A.; MARQUARDT, R. A new modular voltage source inverter topology. European Power Electronics Conference (EPE), 2003, p. 1-10.
- LI, R.; FLETCHER, J. E.; WILLIAMS, B. W. Influence of third harmonic injection on modular multilevel converter-based high-voltage direct current transmission systems. **IET Generation, Transmission & Distribution**, vol. 10, no. 11, pp. 2764-2770, 2016.
- MARQUARDT, R. **Stromrichterschaltungen mit verteilten Energiespeichern**, 2001.
- MARQUARDT, R.; LESNICAR, A.; HILDINGER, J. **Modulares Stromrichter-konzept für Netzkupplungsanwendungen bei hohen Spannungen**. ETG Fachtagung, 2002.
- MATHE, L.; BURLACU, P.; TEODORESCU, R. Control of Modular Multilevel Converter with reduced internal data exchange. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, vol. 13, no. 1, pp. 248-257, Feb. 2017.
- MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G.; KONG, W. Y. A Decentralized controller architecture for a cascaded H-bridge multilevel converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 3, p. 1169–1178, Mar. 2014.

MESHAM, P. M.; BORGHATE, V. B. A simplified nearest level control (NLC) voltage balancing method for modular multilevel converter (MMC). **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 1, p. 450–462, Jan. 2015.

MOON, J.-W. et al. A control method of HVDC-Modular Multilevel Converter based on arm current under the unbalanced voltage condition. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 30, n. 2, p. 529–536, Abr. 2015.

NADEMI, H.; DAS, A.; NORUM, L. E. Modular multilevel converter with an adaptive observer of capacitor voltages. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 1, p. 235–248, Jan. 2015.

NAJMI, V.; NADEMI, H.; BURGOS, R. An adaptive backstepping observer for modular multilevel converter. In: 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2014, p. 2115-2120.

PARKER, M. A.; RAN, L.; FINNEY, S. J. Distributed control of a fault-tolerant modular multilevel inverter for direct-drive wind turbine grid interfacing. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 2, p. 509–522, Fev. 2013.

PEREZ, M. A. et al. Circuit topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 1, p. 4–17, Jan. 2015.

PICAS, R. et al. New measuring technique for reducing the number of voltage sensors in modular multilevel converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 1, p. 177–187, Jan. 2016.

RIAR, B. S.; MADAWALA, U. K. Decoupled control of modular multilevel converters using voltage correcting modules. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 2, p. 690–698, Fev. 2015.

SHAO, S. et al. Open-circuit fault detection and isolation for modular multilevel converter based on sliding mode observer. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 11, p. 4867–4872, Nov. 2013.

SHAO, S. et al. Fault Detection for Modular Multilevel Converters Based on Sliding Mode Observer. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 11, p. 4867–4872, Nov. 2013.

SHAO, S. et al. Detection and isolation of multiple faults in a modular multilevel converter based on a sliding mode observer. In: 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2014, p. 3491-3495.

SHAO, S. et al. Robustness Analysis and Experimental Validation of a Fault Detection and Isolation Method for the Modular Multilevel Converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 5, p. 3794–3805, 2016.

SIEMASZKO, D. Fast Sorting Method for Balancing Capacitor Voltages in Modular Multilevel Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 1, p. 463–470, Jan. 2015.

SILVA, G. S. et al. Hybrid AC Power Source based on Modular Multilevel Converter and Linear Power Amplifier. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 1, p. 216–226, Jan. 2015.

SILVA, G. S.; VIEIRA, R. P.; RECH, C. Modified sliding-mode observer of capacitor voltages in modular multilevel converter. In: 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference, 2015, p. 1-6.

SOLAS, E. et al. Modular Multilevel Converter with different submodule concepts part i: capacitor voltage balancing method. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 10, p. 4525–4535, Out. 2013.

SOLAS, E. et al. Modular Multilevel Converter with different submodule concepts part ii: experimental validation and comparison for HVDC application. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 10, p. 4536–4545, Out. 2013.

TOH, C. L.; NORUM, L. E. A high speed control network synchronization jitter evaluation for embedded monitoring and control in modular multilevel converter. In: 2013 IEEE Grenoble Conference, 2013, p. 1-6.

TOH, C. L.; NORUM, L. E. Implementation of high speed control network with fail-safe control and communication cable redundancy in modular multilevel converter. In: 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications, 2013, p. 1-10.

UTKIN, V. I. Sliding mode control design principles and applications to electric drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 40, n. 1, p. 23–36, Feb. 1993.

VAN DER MERWE, W. Natural balancing of the 2-cell modular multilevel converter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 50, n. 6, p. 4028–4035, Nov. 2014.

VIEIRA, R. P. et al. Sensorless Sliding-Mode Rotor Speed Observer of Induction Machines Based on Magnetizing Current Estimation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 9, p. 4573–4582, Set. 2014.

WANG, W. et al. High reliability observers for modular multilevel. In: 8th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2016, p. 1–5.

WEIBING GAO; YUFU WANG; HOMAIFA, A. Discrete-time variable structure control systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 42, n. 2, p. 117–122, Abr. 1995.

ZHOU, Y. et al. A prototype of modular multilevel converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 7, p. 3267–3278, Jul. 2014.

Apêndice A

CIRCUITO EQUIVALENTE DO CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR

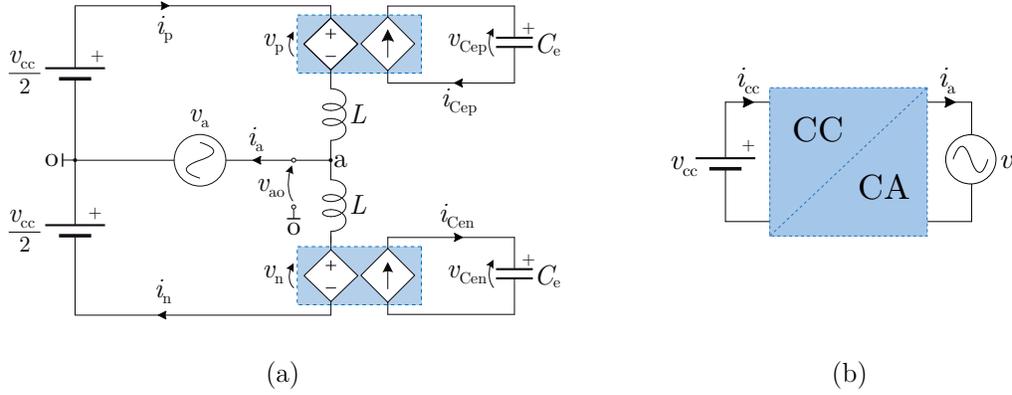
A.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Nesta análise são apresentados o circuito equivalente para uma fase do MMC e seu respectivo circuito equivalente trifásico. Através deste circuito, os estágios de processamento de potência do MMC são divididos em conversores estáticos convencionais, permitindo que o fluxo de potência no MMC seja compreendido com maior facilidade quando comparado à estrutura convencional do MMC. O circuito equivalente apresentado neste Apêndice é utilizado na análise do fluxo de potência do Capítulo 2, que serve como base para a definição do sistema de controle proposto para o MMC.

A.2 CIRCUITO EQUIVALENTE DE UMA FASE DO MMC

Ao considerar apenas uma fase do MMC, o circuito da Figura 2.1 é representado de acordo com o circuito da Figura A.1 (a). Assim, nesta seção é apresentada a obtenção de um circuito equivalente baseando-se nos conceitos de um conversor CC/CA genérico apresentado na Figura A.1 (b) e no comportamento dinâmico do MMC.

Figura A.1 – Circuito equivalente. (a) Circuito equivalente com base no conceito de polo equivalente. (b) Circuito equivalente genérico.



Fonte: Próprio autor.

Com a finalidade de encontrar a equação diferencial que representa a dinâmica da corrente interna $i_{int}(t)$ no MMC, são definidas as equações diferenciais das correntes de cada polo aplicando a Lei de Kirchhoff das Tensões no circuito da Figura A.1 (a), tal que

$$L \frac{di_p(t)}{dt} = \frac{v_{cc}(t)}{2} - v_p(t) - v_a(t) \quad (A.1)$$

$$L \frac{di_n(t)}{dt} = \frac{v_{cc}(t)}{2} - v_n(t) + v_a(t) \quad (A.2)$$

De acordo com a equação (2.27) é possível obter a equação dinâmica da corrente interna $i_{int}(t)$, definida também como dinâmica interna, com a soma das dinâmicas das correntes dos polos. Assim, substituindo as equações (A.1) e (A.2) na equação (2.27), define-se a equação diferencial da corrente interna do MMC, dada por

$$L_{int} \frac{di_{int}(t)}{dt} = v_{cc}(t) - m_n(t)v_{Cn}(t) - m_p(t)v_{Cp}(t), \quad (A.3)$$

onde $L_{int} = 2L$.

A equação diferencial da corrente de fase é dada por:

$$L_a \frac{di_a(t)}{dt} = \frac{m_n(t)v_{Cn}(t) - m_p(t)v_{Cp}(t)}{2} - v_a(t) \quad (A.4)$$

onde $L_a = \frac{L}{2}$.

Com base nas equações (A.3)–(A.6) obtém-se um circuito equivalente de uma fase do MMC. Este circuito é composto por dois estágios de processamento, onde o primeiro estágio é composto por um conversor CC/CC elevador de tensão e o segundo estágio é composto por um conversor CC/CA meia-ponte, conforme apresentado na Figura A.2. A obtenção destes dois estágios representa uma interpretação física das equações (A.3)–(A.4), onde o balanço de potência do MMC pode ser observado de forma mais clara quando comparado ao circuito convencional.

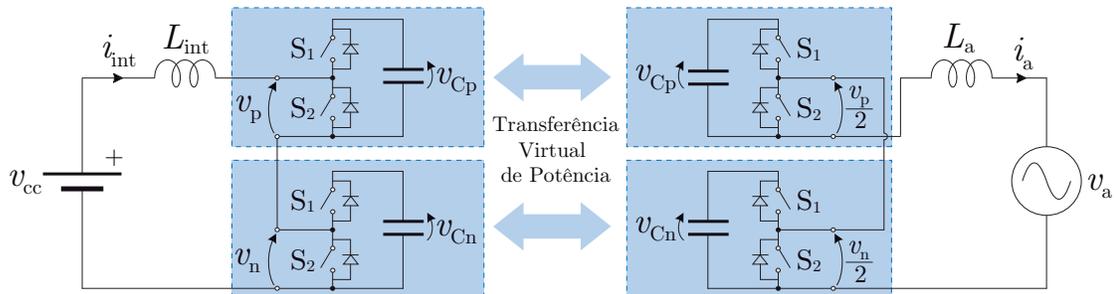
Através das equações diferenciais das correntes interna e de fase verifica-se quais as variáveis que influenciam as duas correntes em uma fase do MMC. A partir da equação (A.3), observa-se que a derivada da corrente interna $i_{\text{int}}(t)$ depende diretamente das tensões sintetizadas em cada polo $v_x(t)$ e da tensão do barramento CC $v_{\text{cc}}(t)$. Assim, considerando que $v_{\text{cc}}(t)$ seja constante, a derivada da corrente interna $i_{\text{int}}(t)$ pode ser ajustada através da variação das tensões sintetizadas em cada polo, que são modificadas através das modulantes CC e CA comuns aos dois polos, $m_{\text{cc}}(t)$ e $m_{\text{ca}}(t)$.

De acordo com os conceitos de polo equivalente apresentados nas seções 2.4.3 e 2.4.2, considera-se as componentes das correntes e modulantes características de cada polo. Assim, através da equação (2.19) os comportamentos das tensões equivalentes de cada polo são dados por

$$C_e \frac{dv_{\text{Cep}}(t)}{dt} = (m_{\text{int}}(t) - m_a(t)) \left(i_{\text{int}}(t) + \frac{i_a(t)}{2} \right) \quad (\text{A.5})$$

$$C_e \frac{dv_{\text{Cen}}(t)}{dt} = (m_{\text{int}}(t) + m_a(t)) \left(i_{\text{int}}(t) - \frac{i_a(t)}{2} \right) \quad (\text{A.6})$$

Figura A.2 – Circuito equivalente completo de uma fase do MMC.



Fonte: Próprio autor.

Considerando as equações (A.5) e (A.6), obtém-se o circuito equivalente apresentada na Figura A.3. Através deste circuito verifica-se que o fluxo de potência global do conversor é garantido quando a potência ativa extraída do barramento CC é igual à potência ativa processada pela carga. Caso contrário, a soma das tensões de todos os capacitores de uma fase é alterada. Neste sentido, através da soma das equações (A.5) e (A.6) obtém-se um circuito equivalente para o sistema de controle global do MMC, apresentado na Figura A.4.

Através deste circuito é possível observar que a potência ativa transferida através da componente CC da corrente interna $i_{cc}(t)$ é recebida pela soma das tensões dos capacitores e através da componente CA das correntes dos polos $i_a(t)$ é transferida do capacitor equivalente para a rede elétrica CA.

$$C_e \frac{dv_C^+(t)}{dt} = 2m_{int}(t)i_{int}(t) - m_a(t)i_a(t) \tag{A.7}$$

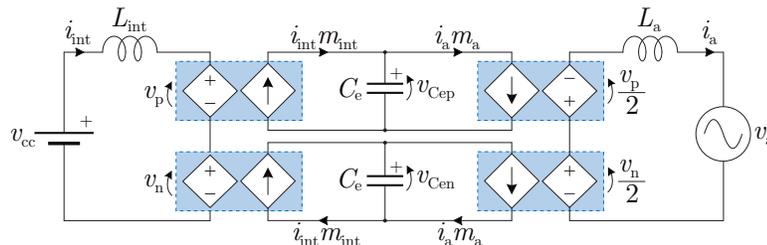
$$C_e \frac{dv_C^-(t)}{dt} = m_{int}(t)i_a(t) - 2m_a(t)i_{int}(t) \tag{A.8}$$

onde $v_C^+(t) = v_{Cep}(t) + v_{Cen}(t)$ e $v_C^-(t) = v_{Cep}(t) - v_{Cen}(t)$.

Além do controle do fluxo de potência global do MMC, é necessário o ajuste da potência ativa processada por cada polo do MMC, buscando evitar o desequilíbrio de tensão entre os polos e a consequente síntese de níveis CC na tensão de saída. Em condições de equilíbrio, a amplitude das componentes CA das correntes dos polos são iguais. Por outro lado, o desequilíbrio das tensões dos capacitores dos polos resulta no surgimento de uma componente fundamental na corrente interna, que pode ser controlada com o objetivo de distribuir igualmente a potência ativa entre os polos.

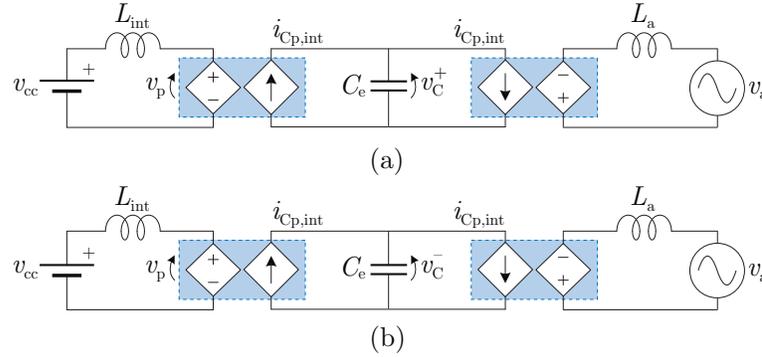
Da mesma forma que as equações (2.22) e (2.23), as componentes de tensão e de

Figura A.3 – Circuito equivalente completo de uma fase do MMC com fontes dependentes.



Fonte: Próprio autor.

Figura A.4 – Circuito equivalente da (a) soma e da (b) subtração das tensões dos capacitores equivalentes.



Fonte: Próprio autor.

corrente do j -ésimo SM são associadas entre si através das parcelas de modulante equivalentes e individuais, dadas por:

$$v_{x,j}(t) = m_{x,j}(t)v_{C_{x,j}}(t), \quad (\text{A.9})$$

$$i_{C_{x,j}}(t) = m_{x,j}(t)i_x(t), \quad (\text{A.10})$$

onde $v_{x,j}(t)$ é a tensão dos terminais de saída de cada SM, $m_{x,j}(t)$ é a modulante individual de cada SM e $i_{C_{x,j}}(t)$ é a corrente dos capacitores de cada SM.

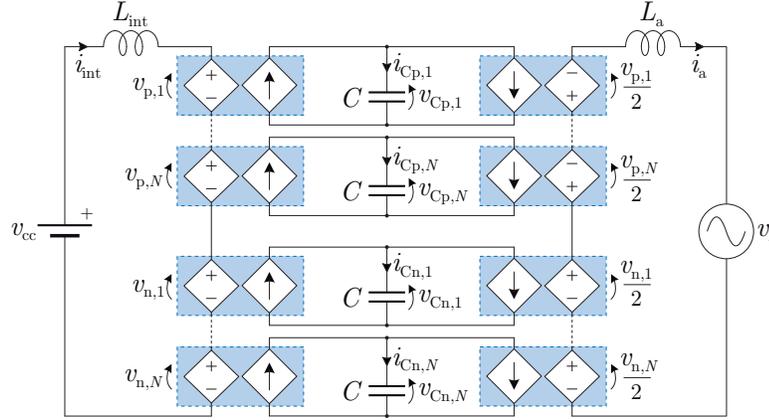
A dinâmica da tensão individual de cada capacitor é obtida a partir da modulante do j -ésimo SM $m_{x,j}(t)$, da capacitância C e da corrente do polo $i_x(t)$, dada por:

$$\frac{dv_{C_{x,j}}(t)}{dt} = \frac{m_{x,j}(t)i_x(t)}{C}. \quad (\text{A.11})$$

Assim, generalizando o circuito da Figura A.3 para N SMs por polo obtém-se o circuito equivalente apresentado na Figura A.5.

A.3 MODELOS DINÂMICOS DAS CORRENTES

Os modelos dinâmicos apresentados nesta subseção representam o comportamento das correntes interna e de fase, que são influenciadas diretamente pelas modulantes interna e de referência. Assim, é possível realizar o projeto adequado das malhas internas de corrente, para que as correntes sejam ajustadas de acordo com o equilíbrio de

Figura A.5 – Circuito equivalente de uma fase do MMC com N SMs por polo.


Fonte: Próprio autor.

potência do conversor. De forma específica, o modelo dinâmico da corrente interna representa o comportamento dinâmico desta corrente em função da modulante interna, utilizado quando o MMC opera como inversor, e da corrente de fase em função da modulante de referência, utilizado quando o MMC opera como retificador.

Inicialmente, perturbando as variáveis de entrada e saída das equações – e considerando tensões constantes para todos os capacitores, tem-se

$$v_{Cx}(t) = V_{cc} \quad (\text{A.12})$$

$$i_{\text{int}}(t) = I_{\text{int}} + \tilde{i}_{\text{int}}(t) \quad (\text{A.13})$$

$$m_x(t) = M_{\text{int}} + \tilde{m}_{\text{int}}(t). \quad (\text{A.14})$$

Aplicando as equações (A.12)–(A.14) na equação (A.3) e linearizando a equação resultante, obtém-se

$$L_{\text{int}} \frac{d\tilde{i}_{\text{int}}(t)}{dt} = -2\tilde{m}_{\text{int}}(t)V_{cc} - R_{\text{int}}\tilde{i}_{\text{int}}(t). \quad (\text{A.15})$$

$$L_{\text{int}} \frac{d\tilde{i}_{\text{int}}(t)}{dt} = -2\tilde{m}_{\text{int}}(t)V_{cc} - R_{\text{int}}\tilde{i}_{\text{int}}(t). \quad (\text{A.16})$$

Aplicando a transformada de Laplace nas Equações (A.15) e (A.16) são obtidas as funções de transferência do comportamento da corrente interna $\tilde{i}_{\text{int}}(s)$ frente à perturbação na modulante $\tilde{m}_{\text{int}}(s)$, e da corrente de fase $\tilde{i}_a(s)$, frente à perturbação na modulante $\tilde{m}_a(s)$, dadas respectivamente por

$$G_{\text{im,int}}(s) \triangleq \frac{\tilde{i}_{\text{int}}(s)}{\tilde{m}_{\text{int}}(s)} = -\frac{2V_{\text{cc}}}{sL_{\text{int}} + R_{\text{int}}} = -\frac{V_{\text{cc}}}{sL + R_{\text{L}}} \quad (\text{A.17})$$

$$G_{\text{im,a}}(s) \triangleq \frac{\tilde{i}_{\text{a}}(s)}{\tilde{m}_{\text{a}}(s)} = \frac{V_{\text{cc}}}{sL_{\text{a}} + R_{\text{a}}} = \frac{2V_{\text{cc}}}{sL + R_{\text{L}}}. \quad (\text{A.18})$$

A.3.1 Modelo dinâmico da soma das tensões equivalentes

Os modelos dinâmicos apresentados nesta subseção representam o comportamento da soma das tensões dos capacitores do MMC, influenciada diretamente pelo fluxo de potência global do MMC. O equilíbrio do fluxo de potência do MMC e consequente equilíbrio da tensão do conversor pode ser obtido por meio do controle da soma das tensões dos capacitores dos submódulos, obtida a partir de um sistema de controle em malha fechada. O projeto adequado do sistema de controle necessita de um modelo dinâmico que represente o comportamento desta tensão em função da corrente do lado CC, quando o MMC opera como inversor, e da corrente do lado CA, quando o MMC opera como retificador.

Perturbando as variáveis de entrada e saída da equação (A.7), tem-se

$$v_{\text{C}}^+(t) = V_{\text{C}}^+ + \tilde{v}_{\text{C}}^+(t) \quad (\text{A.19})$$

$$i_{\text{cc}}(t) = I_{\text{cc}} + \tilde{i}_{\text{cc}}(t) \quad (\text{A.20})$$

$$i_{\text{a,eficaz}}(t) = I_{\text{a,eficaz}} + \tilde{i}_{\text{a,eficaz}}(t) \quad (\text{A.21})$$

$$m_{\text{int}}(t) = M_{\text{cc}} + \tilde{m}_{\text{cc}}(t) \quad (\text{A.22})$$

$$m_{\text{a,eficaz}}(t) = M_{\text{a,eficaz}} + \tilde{m}_{\text{a,eficaz}}(t) \quad (\text{A.23})$$

onde os valores eficazes da corrente de saída $i_{\text{a,eficaz}}(t)$ e da parcela da modulante $m_{\text{a,eficaz}}(t)$ são dados respectivamente por $\frac{I_{\text{a,pico}}}{\sqrt{2}}$ e $\frac{M_{\text{a}}}{2\sqrt{2}}$.

Aplicando as equações (A.19)–(A.23) na equação (A.7) e linearizando a equação resultante, obtém-se

$$C_{\text{min}} \frac{d\tilde{v}_{\text{C}}^+(t)}{dt} = 2 \left(M_{\text{cc}} \tilde{i}_{\text{cc}}(t) + \tilde{m}_{\text{cc}}(t) I_{\text{cc}} \right) - \left(M_{\text{a,eficaz}} \tilde{i}_{\text{a,eficaz}}(t) + \tilde{m}_{\text{a,eficaz}}(t) I_{\text{a,eficaz}} \right). \quad (\text{A.24})$$

Desta forma, a resposta da soma das tensões frente a uma perturbação na corrente de saída eficaz $i_{a,\text{eficaz}}(t)$ é obtida a partir da equação (A.24), considerando $\tilde{i}_{a,\text{eficaz}}(t) = 0$, $\tilde{m}_{a,\text{eficaz}}(t) = 0$ e $\tilde{m}_{cc}(t) = 0$, resultando em

$$C_{\min} \frac{d\tilde{v}_C^+(t)}{dt} = -M_{a,\text{eficaz}} \tilde{i}_{a,\text{eficaz}}(t). \quad (\text{A.25})$$

De forma semelhante à (A.25), a resposta da soma das tensões frente a uma perturbação na corrente entrada $i_{cc}(t)$ é obtida a partir da equação (A.24) e considerando $\tilde{i}_{cc}(t) = 0$, $\tilde{m}_{cc}(t) = 0$ e $\tilde{m}_{a,\text{eficaz}}(t) = 0$, resultando em

$$C_{\min} \frac{d\tilde{v}_C^+(t)}{dt} = 2M_{cc} \tilde{i}_{cc}(t). \quad (\text{A.26})$$

Aplicando a transformada de Laplace nas equações (A.25) e (A.26) são obtidas as funções de transferência do comportamento da soma das tensões frente às perturbações na corrente $i_{cc}(s)$ e na corrente $i_{a,\text{eficaz}}(s)$, dadas respectivamente por

$$G_{vi,ca}^+(s) \triangleq \frac{\tilde{v}_C^+(s)}{\tilde{i}_{a,\text{eficaz}}(s)} = -\frac{M_{a,\text{eficaz}}}{sC_{\min}} = -\frac{M_a}{sC_{\min}\sqrt{2}} \quad (\text{A.27})$$

e

$$G_{vi,cc}^+(s) \triangleq \frac{\tilde{v}_C^+(s)}{\tilde{i}_{cc}(s)} = \frac{2M_{cc}}{sC_{\min}}. \quad (\text{A.28})$$

Salienta-se que as funções de transferência definidas nas equações (A.27) e (A.28) representam respectivamente a operação do MMC como retificador (CA/CC) e inversor (CC/CA), possibilitando o projeto do sistema de controle da soma das tensões dos capacitores equivalentes com funções de transferência simplificadas.

A.3.2 Modelo dinâmico da subtração das tensões equivalentes

Perturbando as variáveis de entrada e saída tem-se:

$$v_C^-(t) = V_C^- + \tilde{v}_C^-(t) \quad (\text{A.29})$$

$$i_{\text{int}}(t) = I_{ca,\text{eficaz}} + \tilde{i}_{ca,\text{eficaz}}(t) \quad (\text{A.30})$$

$$i_{a,\text{eficaz}}(t) = I_{a,\text{eficaz}} + \tilde{i}_{a,\text{eficaz}}(t) \quad (\text{A.31})$$

$$m_{\text{int}}(t) = M_{ca,\text{eficaz}} + \tilde{m}_{ca,\text{eficaz}}(t) \quad (\text{A.32})$$

$$m_{a,\text{eficaz}}(t) = M_{a,\text{eficaz}} + \tilde{m}_{a,\text{eficaz}}(t) \quad (\text{A.33})$$

Aplicando as equações (A.29)–(A.33) na equação (A.8) e linearizando a equação resultante obtém-se:

$$C_{\min} \frac{d\tilde{v}_C^-(t)}{dt} = \left(M_{ca,\text{eficaz}} \tilde{i}_{a,\text{eficaz}}(t) + \tilde{m}_{ca,\text{eficaz}}(t) I_{a,\text{eficaz}} \right) - 2 \left(M_{a,\text{eficaz}} \tilde{i}_{ca,\text{eficaz}}(t) + \tilde{m}_{a,\text{eficaz}}(t) I_{ca,\text{eficaz}} \right). \quad (\text{A.34})$$

Desta forma, a resposta da subtração das tensões frente a uma perturbação na parcela eficaz da corrente interna de frequência fundamental $i_{a,\text{eficaz}}(t)$ é obtida a partir da equação (A.34) e considerando $\tilde{i}_{a,\text{eficaz}}(t) = 0$, $\tilde{m}_{a,\text{eficaz}}(t) = 0$ e $\tilde{m}_{ca,\text{eficaz}}(t) = 0$, resultando em:

$$C_{\min} \frac{d\tilde{v}_C^-(t)}{dt} = -2M_{a,\text{eficaz}} \tilde{i}_{ca,\text{eficaz}}(t). \quad (\text{A.35})$$

Aplicando a transformada de Laplace na equação (A.35) é obtida a função de transferência do comportamento da subtração das tensões $\tilde{v}_C^-(t)$ frente às perturbações na corrente $i_{ca,\text{eficaz}}(s)$, dada por:

$$G_{vi,ca}^-(s) \triangleq \frac{\tilde{v}_C^-(s)}{\tilde{i}_{ca,\text{eficaz}}(s)} = -\frac{2M_{a,\text{eficaz}}}{sC_{\min}} = -\frac{\sqrt{2}M_a}{sC_{\min}} \quad (\text{A.36})$$

ou

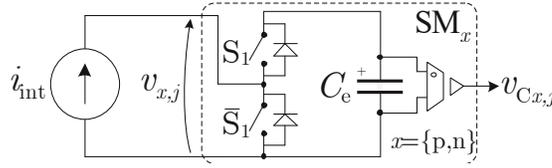
$$G_{vi,ca}^-(s) \triangleq \frac{\tilde{v}_C^-(s)}{\tilde{i}_{ca,\text{pico}}(s)} = -\frac{\sqrt{2}M_{a,\text{eficaz}}}{sC_{\min}} = -\frac{M_a}{sC_{\min}}. \quad (\text{A.37})$$

A.3.3 Modelo dinâmico das tensões individuais

Considerando o circuito equivalente de um único SM apresentado na Figura A.6, obtém-se a seguinte expressão:

$$C \frac{dv_{Cx,j}(t)}{dt} = \left(m_x(t) + \Delta m_{x,j}(t) \right) i_p(t). \quad (\text{A.38})$$

Figura A.6. Circuito equivalente de um SM.



Fonte: Próprio autor.

Perturbando as variáveis de entrada e saída tem-se:

$$v_{C_{x,j}}(t) = V_{C_{x,j}} + \tilde{v}_{C_{x,j}}(t), \quad (\text{A.39})$$

$$i_p(t) = I_{cc}, \quad (\text{A.40})$$

$$m_{x,j}(t) = M_{x,j} + \tilde{m}_{cc,j}(t). \quad (\text{A.41})$$

Aplicando as equações (A.39)–(A.41) na equação (A.38) e linearizando a equação resultante obtém-se:

$$C \frac{d\tilde{v}_{C_{x,j}}(t)}{dt} = I_{cc} (M_{x,j} + \tilde{m}_{cc,j}(t)). \quad (\text{A.42})$$

Desta forma, a resposta da tensão individual frente a uma perturbação na parcela contínua da modulante individual é obtida a partir da equação (A.42), resultando em:

$$C \frac{d\tilde{v}_{C_{x,j}}(t)}{dt} = I_{cc} \tilde{m}_{cc,j}(t). \quad (\text{A.43})$$

Aplicando a transformada de Laplace na equação (A.43) é obtida a função de transferência do comportamento da tensão individual $\tilde{v}_{C_{x,j}}(t)$ frente às perturbações na modulante $\tilde{m}_{cc,j}(s)$, dada por:

$$G_{\text{vind}}(s) \triangleq \frac{\tilde{v}_{C_{x,j}}(s)}{\tilde{m}_{cc,j}(s)} = \frac{I_{cc}}{sC}. \quad (\text{A.44})$$

Apêndice B

PROTÓTIPO DO CONVERRSOR MULTINÍVEL MODULAR COM CONTROLADORES DISTRIBUÍDOS

B.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste Apêndice é apresentada a estrutura geral do protótipo implementado em laboratório, o qual foi utilizado para obtenção dos resultados experimentais apresentados nesta Tese de Doutorado. Além disso, é apresentada a estrutura do sistema de comunicação e controle realizado entre o DSP TMS320F28335 e os dispositivos PSoC 4200.

B.2 PROCESSAMENTO DOS DADOS E SISTEMA DE COMUNICAÇÃO

O processamento dos sinais das correntes e da tensão de saída são obtidos através de um sistema de aquisição empregados juntamente com o DSP TMS320F28335 presente no *kit* de desenvolvimento eZdsp TMS320F28335 da Spectrum Digital®.

O DSP utilizado possui um módulo de conversão A/D compartilhado com dois 2 amostradores, sendo que cada amostrador possui 8 canais A/D. Os 16 canais A/D podem ser amostrados sequencialmente em 2 grupos de 8 canais ou cascadeados, formando um sequenciamento de 16 canais. A sequência de amostragem dos canais pode ser definida pelo programador e cada conversão dentro de uma sequência definida é armazenada em um registrador específico. As conversões A/D são realizadas a partir de uma requisição de conversão (*Start Of Conversion* – SOC) que pode ser solicitada pelo *software*, ou por alguma interrupção de *hardware*.

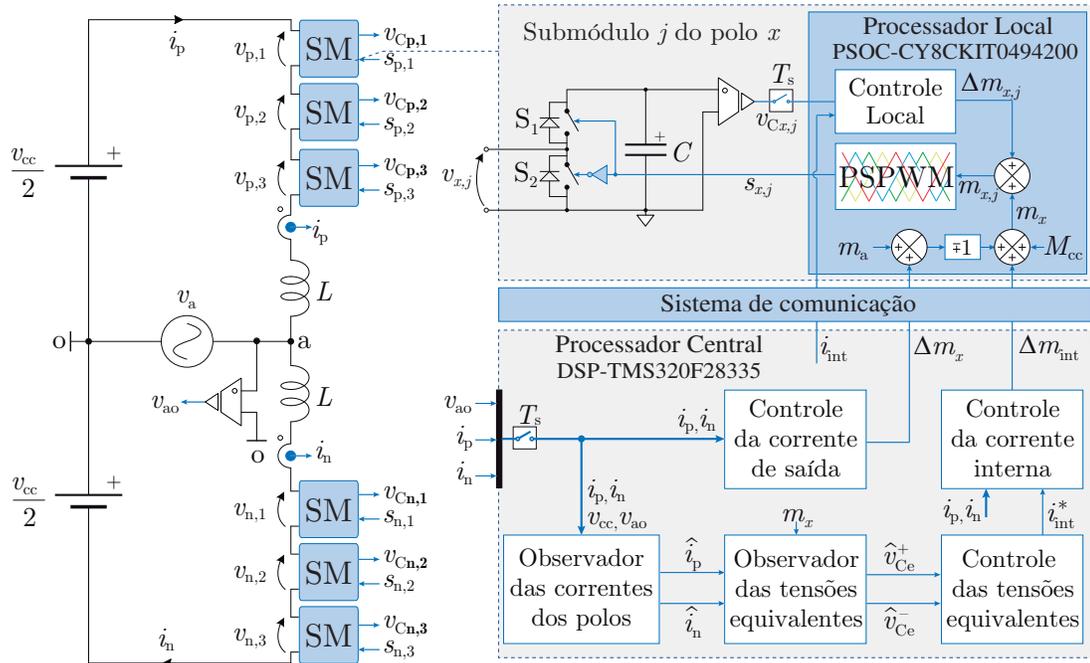
O PSoC (*Programmable System On-Chip*) é uma família de circuitos integrados de microcontroladores da Cypress Semiconductor. Esses microcontroladores incluem um núcleo de CPU (ARM Cortex-M0 para PSoC 4) e periféricos analógicos e digitais conectados ao microprocessador de forma integrada e configurável.

Após a aquisição dos sinais, estes são processados de acordo com o sistema de controle da soma e da subtração das tensões dos capacitores. Os resultados do processamento são enviados ao barramento de dados que é conectado aos dispositivos PSOC, na qual a estratégia de modulação *phase-shift* é implementada para o acionamento das chaves semicondutoras. Neste sentido, há a necessidade de sincronização entre as formas de onda triangulares, a qual é realizada por meio da comunicação serial.

A amostragem das tensões locais é realizada em sincronismo com a triangular. O circuito da PSoC é responsável pelo retorno de falha para o DSP, enviando um nível lógico para o DSP. Os sinais de falha de todos os SMs são convertidos através de um conversor digital-analógico para que seja convertido através do conversor analógico digital do DSP. A programação do DSP é realizada em linguagem C, fazendo uso do Compilador Code Composer Studio®. O código de programação do DSP é basicamente constituído por rotinas de inicialização para configurar o *clock* do sistema, as interrupções de periféricos, as funções dos GPIOs e as predefinições do conversor A/D. Adicionalmente, são realizadas as aquisições para ajustar o nível CC dos sinais provenientes do circuito de condicionamento. As informações provenientes do conversor A/D bem como variáveis do DSP são armazenadas em um cartão SD para proporcionar um maior tempo de aquisição das variáveis.

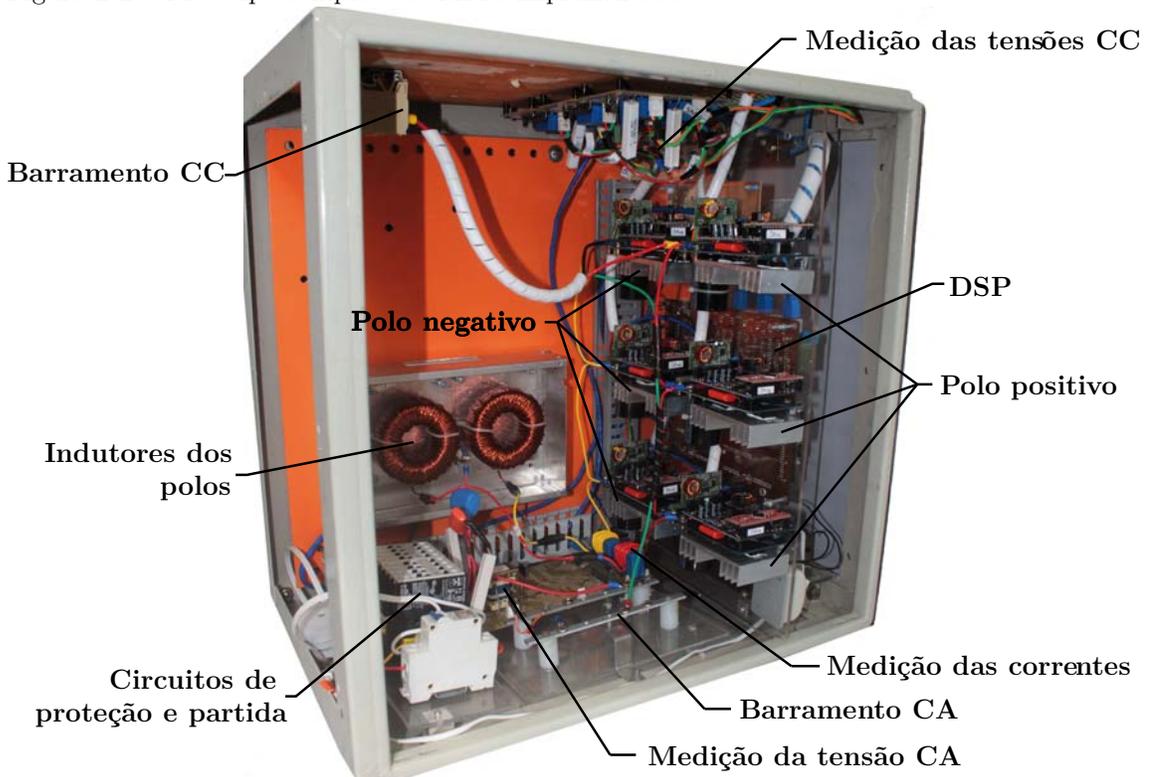
A foto do protótipo implementado está apresentada na Figura B.2 e as fotos dos circuitos de potência e controle dos SMs estão apresentadas, respectivamente, nas Figuras B.3 e B.4.

Figura B.1 – Diagrama de blocos da implementação do sistema de controle e comunicação entre o DSP e os PSoCs.



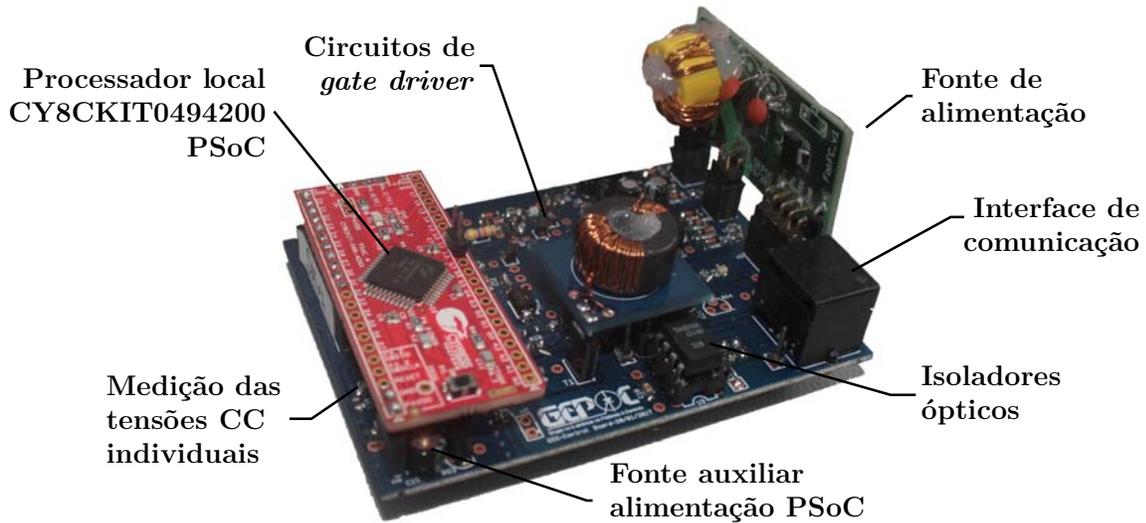
Fonte: Próprio autor.

Figura B.2 – Protótipo completo do MMC implementado.



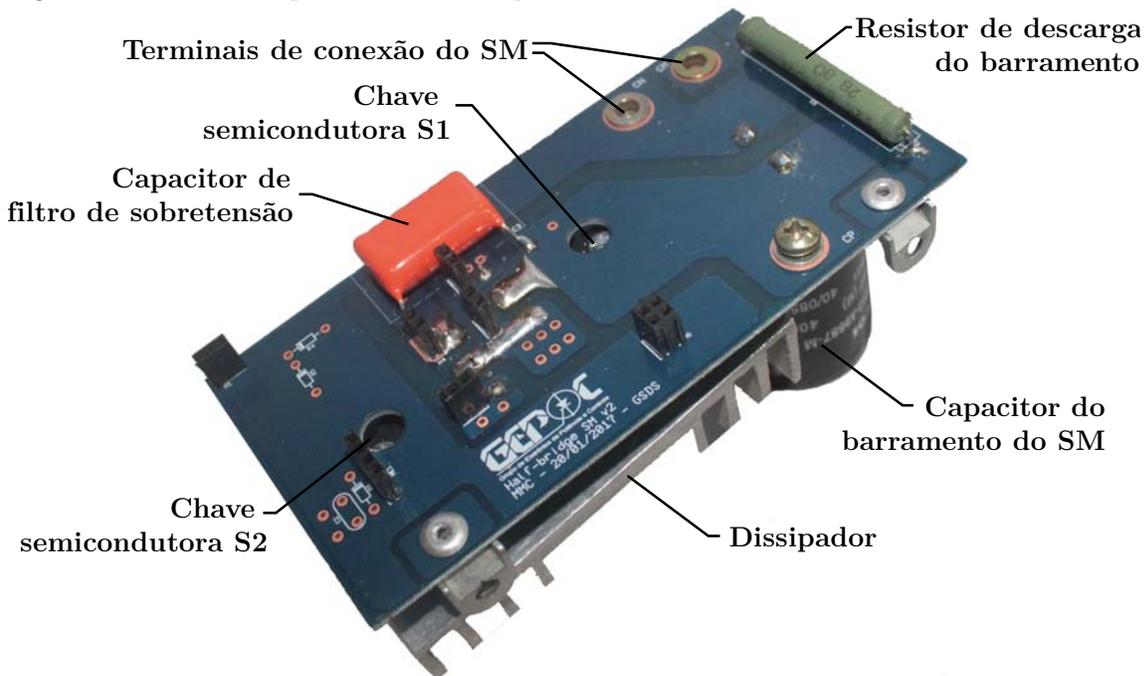
Fonte: Próprio autor.

Figura B.3. Circuitos de alimentação, acionamento, comunicação e instrumentação do SM.



Fonte: Próprio autor.

Figura B.4. Circuito de potência do SM implementado.



Fonte: Próprio autor.

B.3 COMUNICAÇÃO ENTRE O DSP E OS PSoCS

A comunicação entre o DSP e os PSoCs é realizada através de um barramento de comunicação comum à todos os SMs. Através da comunicação serial é realizado o

envio das informações para cada PSoC no mesmo instante de tempo. O circuito programado no PSoC possui a utilização de três temporizadores para gerenciar as interrupções da sincronização, do recebimento de informações da comunicação serial e da atualização da lei de controle no periférico PWM. Cada SM é composto por duas chaves que são ativadas de forma complementar pelo próprio periférico PWM do PSoC, onde são implementados o tempo-morto (2 μ s) de cada interruptor.

Na Figura B.5 é ilustrado o diagrama temporal da comunicação implementada entre o DSP e os PSoCs. Esta comunicação permite o envio dos dados na forma serial através de um barramento de dados de 2,34 Mbps. Neste barramento são enviados os sinais de sincronização das modulantes e triangulares e as informações da ação de controle do MMC e da corrente interna, bem como um bit para informar ao PSoC da situação de falha do sistema. A forma onda triangular do DSP é utilizada como referência para geração das interrupções em cada PSoC. As informações são enviadas do DSP para todos os PSoCs no início do temporizador do DSP, conforme apresentado no diagrama temporal da Figura B.5. Em cada PSoC é gerada uma interrupção após o recebimento do primeiro byte para que seja realizada a sincronização das triangulares. O primeiro byte possui as informações descritas na Tabela B.1.

Tabela B.1 – Informações dos bits do primeiro byte do sistema de comunicação.

Bit	1	2	3	4	5	6	7	8
Uso	Identificador		Falha	Sincroniza Portadoras	Sincroniza Modulantes	LED de Teste	Confirmação da Falha	Habilita Controle

Fonte: Próprio autor.

Já os próximos bytes possuem o identificador e as informações do sistema de controle e da corrente medida, conforme apresentado na Tabela B.2.

Tabela B.2 – Informações dos bits pertencentes aos demais bytes.

Bit	1	2	3	4	5	6	7	8
Uso	Identificador		Ações de controle ou corrente medida					

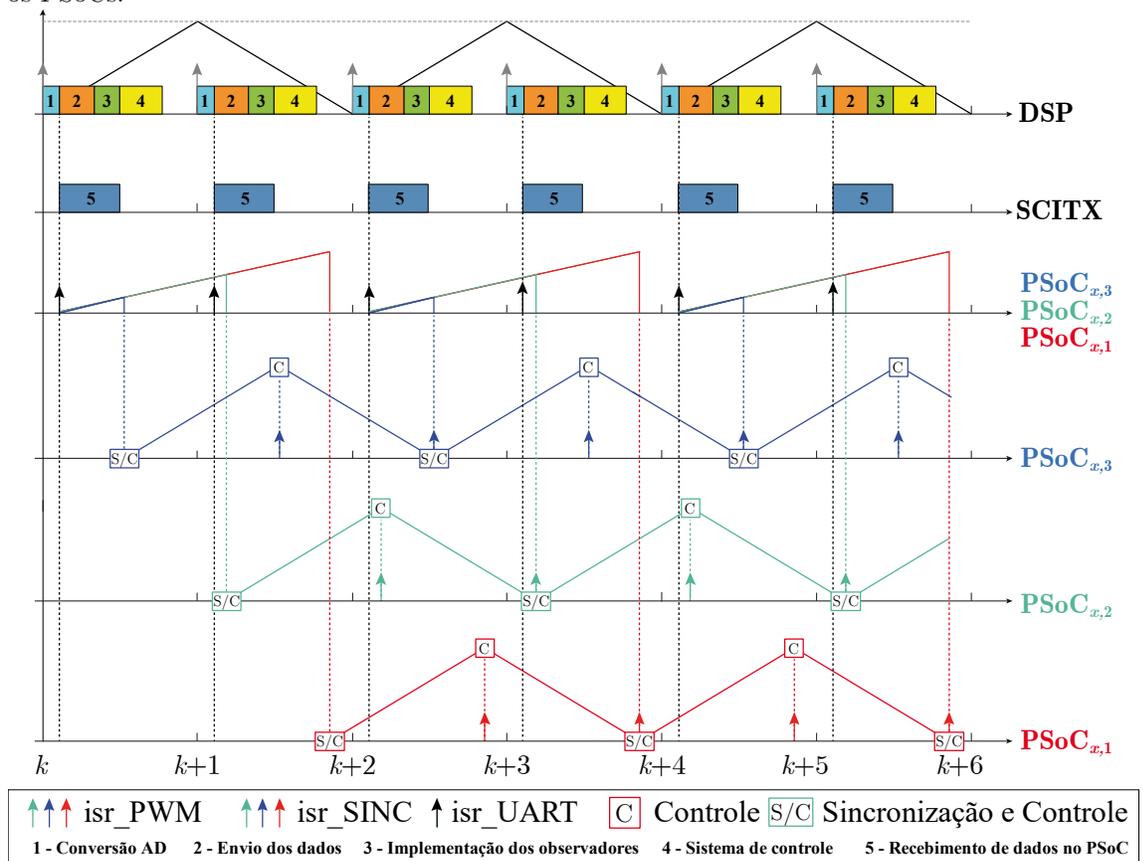
Fonte: Próprio autor.

É importante destacar que as informações apresentadas nas tabelas B.1 e B.2 independem da quantidade de SMs empregados no MMC. Assim, as informações forne-

cidas no sistema de comunicação são suficientes para o funcionamento do MMC com o sistema de controle proposto nesta Tese operando com centenas de SMs.

Após o envio das informações aos PSoCs, uma rotina de serviço de interrupção (ISR – *Interrupt Service Routine*) é gerada após o recebimento dos bits de sincronização e falha (ISR_UART). Neste instante, um temporizador é iniciado em cada PSoC para distintos valores de estouro da contagem. Em cada estouro de contagem uma interrupção de sincronização é gerada (ISR_SINC) para a sincronização e atualização do PWM, uma vez que ocorre nos vales das triangulares. Através desta estratégia obtém-se a defasagem adequada para a estratégia de modulação PSPWM. A atualização dos sinais PWM ocorre de forma assimétrica, sendo nas interrupções de sincronização (ISR_SINC) e nos valores máximos das triangulares (ISR_PWM).

Figura B.5 – Diagrama temporal da implementação do sistema de comunicação entre o DSP e os PSoCs.



Fonte: Próprio autor.