



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Gean Jacques Maia de Sousa

**Sistemas de Controle para a Operação Eficiente de Conversores Modulares
Multiníveis em Acionamentos Elétricos**

Florianópolis

2022

Gean Jacques Maia de Sousa

**Sistemas de Controle para a Operação Eficiente de Conversores Modulares
Multiníveis em Acionamentos Elétricos**

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina como requisito parcial para a obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr. sc. ETH

Florianópolis

2022

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

de Sousa, Gean Jacques Maia
Sistemas de Controle para a Operação Eficiente de
Conversores Modulares Multiníveis em Acionamentos Elétricos
/ Gean Jacques Maia de Sousa ; orientador, Marcelo Lobo
Heldwein , 2022.
300 p.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2022.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. MMC. 3. Acionamento de
máquinas. 4. Média tensão. 5. Controle de conversores
multiníveis. I. , Marcelo Lobo Heldwein. II. Universidade
Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica. III. Título.

Gean Jacques Maia de Sousa

**Sistemas de Controle para a Operação Eficiente de Conversores Modulares
Multiníveis em Acionamentos Elétricos**

Esta Tese de Doutorado foi avaliada e aprovada, em 28 de abril de 2022, pela banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Allan Fagner Cupertino, Dr.
Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais (CEFET-MG)

Prof. Cassiano Rech, Dr.
Universidade Federal de Santa Maria (UFSM)

Prof. Daniel Ferreira Coutinho, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC)

Prof. Edson Hirokazu Watanabe, Dr. Eng.
Universidade Federal do Rio de Janeiro (UFRJ)

Prof. Yales Rômulo Novaes, Dr.
Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC)

Certificamos que esta é a versão original e final do trabalho de conclusão que foi julgado adequado para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

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

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr. sc. ETH
Orientador

Florianópolis, 2022

À minha família.

Agradecimentos

Primeiramente, agradeço ao Prof. Marcelo por ter me aceitado como doutorando e pela sua orientação. Obrigado pela confiança, pela liberdade na forma de conduzir a pesquisa, conselhos, recursos e pelas oportunidades de participação em projetos e eventos que muito contribuíram para a minha formação. Mais do que isso, obrigado pelo exemplo de atitude positiva e por sempre estar disposto a ouvir, sugerir e tentar resolver os desafios da melhor maneira possível.

A revisão do documento foi feita com muita atenção pelos membros da banca, Prof. Allan Cupertino, Prof. Cassiano Rech, Prof. Daniel Coutinho, Prof. Edson Watanabe e Prof. Yales de Novaes. Sou muito grato pelas sugestões e correções, em especial ao Prof. Cassiano, por ter sido o relator desta tese.

O INEP é um laboratório referência em pesquisa e ensino em eletrônica de potência no Brasil graças à dedicação de muitos professores que se esforçam e se esforçaram para fazer o melhor em seus cursos e projetos de pesquisa. Muito obrigado Professores Denizar Martins, Arnaldo Perin, Roberto Coelho, Samir Mussa, Gierrri Waltrich, André Kirsten, Ênio Kassick, Ivo Barbi, e em especial ao prof. Telles Lazzarin, com quem tive a oportunidade de trabalhar de forma mais próxima no final do doutorado, pelos esforços que proporcionaram ao INEP ser o que é, e, conseqüentemente, proporcionaram a minha formação. Agradeço também à equipe técnica, Diogo, Pacheco e Coelho, por sempre serem tão prestativos, dedicados e gentis.

Este trabalho foi desenvolvido e financiado, em boa parte, através de uma parceria entre o INEP e a empresa WEG. As reuniões de acompanhamento e visitas à WEG me proporcionaram uma visão mais ampla sobre as aplicações de eletrônica de potência e sobre o funcionamento de uma grande empresa. Muito obrigado aos Engs. Adriano, Gilberto, Itamar, Juliano e Rafael pela troca de experiências e ao Joable e ao Martin pela confiança e investimento na nossa parceria.

O trabalho de uma tese quase nunca é realizado sozinho. É fruto também da dedicação e conselhos de outros colegas, participantes do mesmo projeto ou não. Agradeço imensamente ao Jacson de Oliveira por termos trabalhados tantas horas escrevendo e depurando códigos no início do projeto. Foi penoso mas também foi divertido. Agradeço também ao Luiz Gili, que ajudou a finalizar as últimas partes do código. Aprendi muito com

vocês, muito obrigado e muito sucesso! Esta tese também contém a contribuição direta e indireta de muitos alunos de iniciação científica com quem tive a oportunidade de trabalhar. Muito obrigado, Cássio Maraffon, Wagner Hoffmann, Márcio Bridon, Jorge Liberato, Bruno Maciel, Pedro Pivatto e Pedro Vargas, pelo trabalho e pelos bons momentos.

Além do conhecimento técnico, muito do que fica deste período são os momentos de convivência com os colegas e amigos do laboratório. Agradeço aos amigos e colegas de sala, Collier, Joabel, Lucas, Rodrigo, Caio, Matheus e Gustavo, e de laboratório, em especial ao Jackson, Rodrigão, Pitanga, Lange, Delvanei, Soeiro, Lisandra, Aspira, Alemão, Flores, Buerger, Fuerbacks (os dois), Maurício, Marcelo, Shima, Grabowski, Bruno, Lenon, Gili, Vitor, Jessika, Furlan, Leandro, Andreas, Maurício, Mateo e Murilo, pelas trocas de experiências, momentos de diversão e boas lembranças.

Aos amigos com quem dividi morada, Ronny, Juarez, Esio e Francisco, muito obrigado pela convivência, ajudas, conselhos, conversas, confiança, bolos, pizzas e muito mais. Quase que invariavelmente se passa por momentos difíceis e de dúvida no doutorado, e a companhia e amizade de vocês sempre foi positiva e reconfortante. Desejo muito sucesso para todos vocês.

Aos amigos da graduação, que embora mais distantes durante o doutorado pelos diferentes caminhos tomados, muito contribuíram positivamente para ser o que sou hoje. Muito obrigado pela amizade, Catunda, Cazabé, Dalton, Décio, Eduardo, Farelão, Júlio, Levy, Lupacs e Pedro. Às amigas forrozeiras e amigos forrozeiros, agradeço por proporcionarem momentos de descontração e alegria que tanto ajudaram a relaxar nos momentos de maior correria.

Por fim, mas de maior importância, agradeço à minha família, em especial aos meus pais, Ana e Gerardo, à minha irmã Nágera, e às minhas tias Aila, Francisca e Luiza (*in memoriam*) por todo o suporte, dedicação incansável e carinho que permitiram-me chegar até aqui. Essa é uma construção de vocês também, e a gratidão que sinto levarei para sempre comigo. Obrigado por sempre me receberem tão amorosamente nas semanas de descanso, especialmente a minha vó Railda. Grande abraço e vida longa.

A todos que foram parte dessa jornada mas não foram mencionados, obrigado.

Agradeço à UFSC, ao CNPQ e à Capes por fazerem este doutorado possível. A todos aqueles que lutam pela educação, e ao povo brasileiro que contribui com seu suor para a realização deste trabalho, e que espero que de alguma forma seja compensado.

*“Todas as regras do aprendizado são resumidas em uma só:
aprenda para criar”*

Friedrich Schelling

Resumo

O conversor modular multiníveis é uma das topologias mais adequadas para o processamento de energia em níveis elevados de tensão, dada a sua característica de dividir simetricamente os esforços entre os vários submódulos que o compõem. Características adicionais como baixa distorção harmônica e redundância tornam este conversor atrativo em sistemas de acionamento de máquinas de alta potência. Uma dificuldade já conhecida nesta aplicação é o aumento da oscilação de energia dos capacitores de maneira inversamente proporcional à frequência da máquina, tornando necessário o uso técnicas específicas que permitem a operação em baixas frequências. As correntes de circulação do conversor em conjunto com uma tensão de modo comum de média frequência são usualmente empregadas para redistribuir energia entre os capacitores do conversor, atenuando ou anulando a ondulação natural de baixa frequência. Este trabalho propõe uma estratégia de modulação descontínua que maximiza a amplitude da tensão de modo comum gerada, diminuindo os esforços de corrente, as perdas de comutação e a probabilidade de saturação dos sinais de controle devido a eventos dinâmicos rápidos. Resultados experimentais obtidos com um protótipo de baixa tensão e simulações de um sistema de média tensão mostraram reduções de até 27% nas perdas com relação à estratégia convencional. O trabalho também propõe, entre outras melhorias, uma estratégia de controle de corrente com esquema *antiwindup* e *feedforward* de perturbações integrada que garante a máxima utilização das tensões disponíveis nos capacitores de braço, melhorando a resposta e a robustez do sistema, principalmente durante transitórios rápidos. Contribuições adicionais incluem um modelo genérico das potências absorvidas pelos braços do MMC, empregado para gerar uma estratégia de controle das energias que utiliza de forma otimizadas os graus de liberdade do conversor; e um modelo para simulação simplificado com apenas um submódulo equivalente por braço e reduzido custo computacional, mas que reproduz os efeitos do tempo morto e da limitação da largura de pulso mínimo gerado pelos submódulos. Os resultados experimentais de um sistema de acionamento de máquina empregando os controladores propostos foram obtidos com um protótipo em escala reduzida de um sistema em *back-to-back* composto por dois conversores MMC com 30 submódulos cada.

Palavras-chaves: MMC. Acionamento de máquinas. Média tensão. Controle de conversores Multiníveis.

Abstract

The modular multilevel converter is one of the most suitable topologies for processing energy at high voltages, given its intrinsic feature of equally sharing stresses among its many submodules. Additional characteristics such as low harmonic distortion and redundancy make this converter attractive for applications in high-power variable speed drives. One difficulty already discussed in the literature concerning this application is the increase of the capacitor energy ripples in an inversely proportional relation to the operating frequency, which can be overcome by using specific techniques that allow operation at low frequencies. Circulating currents are used in combination with a medium-frequency common-mode voltage to exchange power among the capacitors of the converter, attenuating or annulling the natural low-frequency ripple. This work proposes a discontinuous modulation scheme that maximizes the amplitude of the generated common-mode voltage, reducing conduction and switching losses and the probability of saturating the control signals during fast dynamic events. Experimental results obtained with a low voltage prototype and the simulation of a medium voltage system indicate power loss reductions of up to 27% with respect to the traditional strategy. This work, among other improvements, also proposes a current control strategy with an integrated anti-windup and optimized disturbance feedforward scheme that ensures the maximum utilization of capacitor voltages available, further improving the system response and robustness to fast dynamic events. Additional contributions include a generic model for the power absorbed by the converter arms, which has been employed to design an energy control scheme that optimally utilizes the degrees of freedom of the converter; and a simplified simulation model with one equivalent submodule per arm and reduced computational cost, that, however, can reproduce the effects of dead time and minimum pulse width generated by the submodules. The experimental results of a machine drive system employing the proposed controllers were obtained with a down-scaled back-to-back prototype composed of two MMCs with 30 submodules each.

Key-words: MMC. Machine drive. Medium voltage. Control of multilevel converters.

Lista de Abreviaturas e Siglas

AF	Alta Frequência
AIEE	<i>American Institute of Electrical Engineers</i>
ANPC	<i>Active Neutral Point Clamped</i>
ANPC-5L	<i>Active Neutral Point Clamped 5-Level</i>
APOD	<i>Alternate Phase Opposition Disposition</i>
BF	Baixa Frequência
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CHB	<i>Cascaded H-Bridge</i>
CIC	<i>Cascaded Integrator-Comb</i>
CPLD	<i>Complex Programmable Logic Device</i>
DAC	<i>Digital-Analog Converter</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DSRF-PLL	<i>Dual Synchronous Reference Frame - Phase Locked Loop</i>
ESR	<i>Equivalent Series Resistance</i>
FCC	<i>Flying Capacitor Converter</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
GE	General Electric Company
GTO	<i>Gate Turn-Off Thyristor</i>
HIL	<i>Hardware In the Loop</i>
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>

IPD	<i>In Phase Disposition</i>
LQR	<i>Linear Quadratic Regulator</i>
MAF-PLL	<i>Moving Average Filter - Phase Locked Loop</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
MM	<i>Média Móvel</i>
MMC	<i>Modular Multilevel Converter</i>
MMMC	<i>Modular Multilevel Matrix Converter</i>
MOS-FET	<i>Metal Oxide Silicon - Field Effect Transistor</i>
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i>
PI	<i>Proportional-Integral</i>
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PS	<i>Phase Shift</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RC	Resistor-Capacitor
RCD	Resistor-Capacitor-Diodo
SCR	<i>Silicon Controlled Rectifier</i>
SDFT	<i>Sliding Discrete Fourier Transform</i>
SHE	<i>Selective Harmonic Elimination</i>
SISO	<i>Single Input Single Output</i>
SM	Submódulo
SM-FB	Submódulo do tipo <i>Full Bridge</i>
SM-HB	Submódulo do tipo <i>Half Bridge</i>
SMC	<i>Stacked Multicell Converter</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
SRF-PLL	<i>Synchronous Reference Frame - Phase Locked Loop</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
TRIAC	<i>Triode for Alternating Current</i>
VSD	<i>Variable Speed Drive</i>
ZOH	<i>Zero-Order Hold</i>

Lista de Símbolos

$(\bar{\cdot})$	Operador média local
H	Número de fases da porta 2 do MMC
$B_{j,k}$	Braço j, k
C	Capacitor equivalente de braço
C_{SM}	Capacitor do submódulo
$\Delta e'_{d,k}$	Diferença das ondulações de energia da fase k normalizada
$\Delta e_{j,k}$	Ondulação de energia do braço j, k
$\Delta e'_{s,k}$	Soma das ondulações de energia da fase k
$\Delta v_{Cj,k}$	Ondulação de tensão no capacitor equivalente do braço j, k
ΔV_C^{PP}	Ondulação de tensão do capacitor da fase k
E	Energia média armazenada em um braço
$e_{bd,k}$	Diferença entre as energias dos braços da fase k
$e_{bd,u}$	Componente $u \in \{\alpha, \beta, 0\}$ das componentes diferença das energias dos braços
$e_{bj,k}$	Energia armazenada no braço j, k
$e_{bs,k}$	Soma das energias dos braços da fase k
$e_{bs,u}$	Componente $u \in \{\alpha, \beta, 0\}$ das componentes soma das energias dos braços
\mathbf{e}_d	Vetor das componentes diferença das energias
\mathbf{e}_{df}	Vetor das componentes diferença das energias filtrado
\mathbf{e}_{ds}	Vetor das componentes diferença e soma das energias
\mathbf{e}_{dsf}	Vetor das componentes diferença e soma das energias filtrado
e_{off}	Energia dissipada na saída de condução do IGBT
e_{on}	Energia dissipada na entrada em condução do IGBT
e_{rec}	Energia dissipada durante o desligamento do diodo
F	Número de fases da porta 1 do MMC

F_{eq}	Frequência de comutação equivalente de um braço
F_{lim}	Frequência mínima de operação no modo de alta frequência
F_n	Frequência nominal de operação
G	Tensão da porta CC normalizada
$G_{\text{ed}}(z)$	Função de transferência discreta da planta de energia
$\mathbf{G}_{\text{ed}}(z)$	Matriz de funções de transferência da planta de energia
$G_i(s)$	Função de transferência da malha de corrente em tempo contínuo
$G_{\text{id}}(z)$	Função de transferência discreta da planta das correntes CA
$G_{\text{ids}}(z)$	Função de transferência discreta da planta de corrente com amostragem simples
$G_{\text{id0}}(z)$	Função de transferência discreta da planta de corrente sobreamostrada
$G_{\text{pmf}}(z)$	Função de transferência da transferência de potência em média frequência
\hat{I}	Amplitude da corrente da porta CA do MMC
i_{bo}	Corrente de braço sobreamostrada
$i_{\text{b},j,k}$	Corrente que atravessa o braço j, k
$i_{\text{b},s,k}$	Soma das correntes dos braços da fase k
\mathbf{i}_{bs}	Vetor das somas das correntes de braço
i_{cc}	Corrente da porta CC
$i_{\text{c}k}$	Corrente de circulação da fase k
\mathbf{i}_{c}	Vetor das correntes de circulação
i_k	Corrente na fase k da porta CA do MMC
i_{SM}	Corrente que atravessa um submódulo
\mathbf{i}	Vetor das correntes da porta CA do MMC
L_{b}	Indutor de braço
L_{cc}	Indutor de filtro CC
L_{f}	Indutor de filtro CA
M_{b}	Índice de modulação de braço
M	Valor pico-a-pico normalizado da tensão da porta CA
M_{br}	Índice de modulação de braço real
$m_{d,k}$	Diferença dos sinais de modulação da fase k
$m_{j,k}$	Sinal de modulação do braço j, k

M_{mf}	Índice de modulação da tensão de modo comum de média frequência
$m_{s,k}$	Média dos sinais de modulação da fase k
N_b	Número de braços do MMC
N_d	Horizonte usado na otimização do <i>feedforward</i>
$p_{b,j,k}$	Potência absorvida pelo braço j, k
\mathbf{p}_b	vetor das potências médias absorvidas pelos braços do MMC
\mathbf{p}_d	Vetor das potências transferidas em média frequência
ϕ	Defasagem entre tensões e correntes
φ	Defasagem entre tensões da porta 1 e 2 do MMC
\bar{p}_{mfk}	Potência média absorvida pelo braço k em média frequência
p_{mfk}	Potência instantânea absorvida pelo braço k em média frequência
p_r	Perturbação da malha de corrente da porta CA. $r \in \{d, q\}$
\mathbf{p}_t	Vetor das componentes de potência soma e diferença
\mathbf{R}	Transformação para eixos dq
R_b	Resistência equivalente de braço
R_{cc}	Resistência equivalente do filtro CC
R_f	Resistência equivalente do filtro CA
R_p	Resistência paralela dos capacitores equivalentes de braço
s_b	Função de comutação multinível do braço
SC_n	Célula de Comutação (<i>Switching Cell</i>) de índice n
SM_n	Submódulo de índice n
\mathbf{s}_{wn}	Sinais de acionamento dos interruptores de um submódulo
S_x	Interruptor de um submódulo
\mathbf{T}	Transformação para eixos $\alpha\beta 0$
T_d	Duração do tempo morto
T_{eq}	Período de comutação equivalente de um braço
\mathbf{T}_i	Matriz de transformação das correntes
T_m	Duração mínima de pulso aplicado ao IGBT
\mathbf{T}_v	Matriz de transformação das correntes
T_w	Período de amostragem do sistema de controle das energias

\hat{V}	Amplitude da tensão da porta CA do MMC
$v_{bd,k}$	Diferença das tensões de braço da fase de k
\mathbf{v}_{bd}	Vetor das diferenças das tensões de braço
$v_{bj,k}$	Tensão gerada pelo braço j, k
$v_{bs,k}$	Soma das tensões do braço k
\mathbf{v}_{bs}	Vetor das somas das tensões de braço
V_{CSM}	Tensão média do capacitor de um submódulo
v_C	Tensão sobre o capacitor equivalente de braço
V_C	Valor médio da tensão sobre o capacitor equivalente de braço
V_{call}	Valor eficaz da tensão da porta CA
V_{cc}	Valor médio da tensão da porta CC
$v_{Cd,k}$	Diferença das tensões dos capacitores da fase k
$v_{Cj,k}$	Tensão do capacitor equivalente do braço j, k
v_{cm}	Tensão de modo comum
v_{CM3h}	Componentes de harmônicos triplos da tensão de modo comum
v_{cmbf}	Componentes de baixa frequência da tensão de modo comum
v_{cmmf}	Componente de média frequência da tensão de modo comum
$v_{Cs,k}$	Soma das tensões dos capacitores da fase k
v_{SM}	Tensão gerada por um submódulo
v_{CSMn}	Tensão instantânea sobre o capacitor do SM n
$v_{j,1}$	Tensão na fase j da porta 1 do MMC
v_k	Tensão instantânea na fase k da porta CA
$v_{k,2}$	Tensão na fase k da porta 2 do MMC
\mathbf{v}	Vetor das tensões da porta CA do MMC
Ω	Matriz de acoplamento de variáveis em coordenadas dq0
ω	Frequência angular da porta CA do MMC
ω_1	Frequência angular da porta 1 do MMC
ω_2	Frequência angular da porta 2 do MMC
ω_3	Soma das frequências das portas 1 e 2
ω_4	Diferença entre as frequências das portas 1 e 2

- ω_{mf} Frequência da tensão de modo comum utilizada para atenuação da ondulação de tensão
- \mathbf{Z}_b Matriz de impedância de braço
- \mathbf{Z}_{cc} Matriz de impedâncias do filtro da porta CC

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Principais topologias empregadas em média tensão	4
1.1.1	O Conversor Modular Multinível	6
1.2	Objetivos	9
1.3	Contribuições	9
1.3.1	Publicações	11
1.4	Estrutura do documento	12
2	O conversor modular multinível	13
2.1	Conversores conectados em série	14
2.2	Principais topologias de submódulo	15
2.2.1	Submódulos híbridos	18
2.3	Modelo de um braço	20
2.3.1	Modelo médio	22
2.4	Topologias de conversores modulares multiníveis	23
2.4.1	O conversor CA/CC	24
2.4.2	O conversor CA/CA direto	25
2.4.3	O conversor CA/CA direto reduzido - <i>Hexverter</i>	25
2.4.4	O conversor CA/CA indireto	27
2.5	Estrutura generalizada e princípio de funcionamento	27
2.5.1	Número de correntes controláveis	28
2.5.2	Dinâmica das correntes	31
2.5.3	Energia armazenada nos braços	31
2.6	Funcionamento do MMC Corrente Contínua (CC)/Corrente Alternada (CA) trifásico	33
2.6.1	Operação sem correntes de circulação	35
2.6.2	Ondulação de energia	36
2.7	Conclusão	38
3	Modelagem	40
3.1	Modelagem das correntes	40

3.1.1	Correntes da porta CA	41
3.1.2	Correntes de circulação e da porta CC	42
3.1.3	Modelo desacoplado e por fase	44
3.1.4	Modelo para controle	45
3.1.4.1	Linearização e desacoplamento das tensões dos capacitores	47
3.2	Modelagem das tensões e energias dos capacitores	48
3.2.1	Modelo para controle	48
3.2.1.1	Escolha da variável a ser modelada/controlada	49
3.2.1.2	Variáveis de controle	49
3.2.1.3	Visão geral do sistema de controle de energia	52
3.2.1.4	Modelos dinâmicos	54
3.3	Modelo de regime permanente	55
3.3.1	Sinais moduladores como entradas	56
3.4	Modelo para simulação	63
3.4.1	Modelo detalhado	64
3.4.1.1	Cálculo de perdas nos semicondutores	67
3.4.2	Modelo de submódulo multinível equivalente	69
3.4.2.1	Cálculo de perdas	74
3.4.3	Comparação entre os modelos	76
3.5	Conclusão	79
4	Controle das correntes do MMC	81
4.1	Operação em malha aberta	81
4.2	Compensação de tempo morto	85
4.3	Controle das correntes	88
4.3.1	Modelo discreto	88
4.3.1.1	Sobreamostragem	93
4.3.2	Controlador RST	101
4.3.3	<i>Anti-windup</i>	114
4.3.4	Estrutura proposta	117
4.3.4.1	Modelo discreto e Desacoplamento em eixos dq	120
4.3.5	Projeto e teste do sistema de controle	124
4.3.5.1	Controladores das correntes CA	124

4.3.5.2	Controladores das correntes de circulação e CC	129
4.4	Conclusão	132
5	Operação do MMC em alta frequência	136
5.1	Balanceamento intra-braço	136
5.1.1	Estratégia de balanceamento proposta	137
5.2	Controle das energias	139
5.2.1	Estado da arte	139
5.2.2	Modelo generalizado das potências absorvidas pelos braços	142
5.2.2.1	Transformação de tensão	145
5.2.2.2	Transformações de corrente	148
5.2.2.3	Transformação de energia	150
5.2.2.4	Exemplos	151
5.3	Sistema de controle discreto	154
5.3.1	Estrutura do controlador	154
5.3.2	Modelo discreto simplificado	157
5.3.3	Projeto dos controladores	157
5.3.3.1	Possíveis filtros	160
5.3.3.2	Funções de transferência de malha fechada	162
5.3.4	Resultados experimentais	164
5.4	Operação como retificador	167
5.4.1	<i>Phase Locked Loop</i>	168
5.4.2	Resultados Experimentais	171
5.5	Conclusão	173
6	Operação do MMC em baixa frequência	176
6.1	Uso dos graus de liberdade para atenuação da ondulação de tensão	176
6.2	Controle das energias	178
6.2.1	Estado da arte	178
6.2.1.1	Outras formas de onda	182
6.2.1.2	Compensação parcial	183
6.2.2	Controle das componentes diferença	183
6.2.3	Controle das componentes soma	185
6.3	Esquema de controle proposto	185

6.3.1	Cálculo das referências das componentes diferença	188
6.3.1.1	Compensação da dinâmica do filtro \mathbf{F}_{ad}	189
6.3.2	Geração da tensão de modo comum	192
6.3.3	Dinâmica do mecanismo de transferência de potência em média frequência	194
6.3.4	Projeto dos controladores	197
6.3.4.1	Controladores das componentes soma	197
6.3.4.2	Controladores das componentes diferença	198
6.4	Transição de modos	204
6.5	Maximização da tensão de modo comum	205
6.5.1	Generalização para outras topologias	207
6.6	Resultados	208
6.6.1	Resultados experimentais	208
6.6.1.1	Transitórios	209
6.6.1.2	Regime permanente e perdas	211
6.6.2	Simulação de um conversor de média tensão	218
6.7	Conclusão	219
7	Protótipo em escala reduzida e sistema <i>back-to-back</i> para acionamento de máquina	223
7.1	Estrutura de potência	224
7.1.1	Pré-carga dos capacitores	227
7.1.2	Submódulo	231
7.2	Controle e comunicação	232
7.2.1	Controle Central	232
7.2.2	Controle de braço	233
7.2.3	Controle do submódulo	233
7.3	Operação em <i>back-to-back</i>	234
7.4	Conclusão	241
8	Considerações finais	242
8.1	Principais resultados	242
8.2	Continuidade do trabalho	245

Referências	247
Apêndice A Acionamento Elétrico Antigo	278
A.1 Do princípio da indução à invenção da máquina CA	278
A.2 Início do acionamento em velocidade variável	282
A.3 Sistemas de acionamento eletrônico	284
A.4 Eletrônica de estado sólido	286
Apêndice B Potência instantânea absorvida por um braço	288
Apêndice C Subamostragem de funções de transferências discretas . . .	292
C.1 Subamostragem por invariância ao impulso	292
C.2 Subamostragem por ZOH	295
Apêndice D Fasores dinâmicos em tempo discreto	298

Capítulo 1

Introdução

Desde o início da industrialização até os dias atuais, a maior parte da energia consumida em uma indústria é utilizada para gerar movimento. No início, a transmissão da energia era mecânica, usualmente por meio de polias e correias, desde a fonte motriz primária até o último mecanismo do processo. A invenção do acionamento elétrico¹ revolucionou as indústrias no início do século XX. O uso de um motor por máquina permitiu a otimização dos processos e a invenção de máquinas mais eficientes e rápidas.

Um dos maiores desafios nos sistemas de acionamento elétrico é a variação de velocidade do motor. Antes do desenvolvimento da eletrônica, sistemas com mais de uma máquina eram usados para variar a velocidade da máquina principal ou de um conjunto de máquinas. Os motores acionados em CC requerem apenas a variação de tensão de armadura, que pode ser obtida com uma máquina CC adicional, como no sistema proposto por Ward Leonard [1, 2]. Os primeiros sistemas de acionamento em velocidade variável, do inglês *Variable Speed Drive* (VSD), com máquina CA que permitiam variação contínua e relativamente eficiente eram baseados no motor de indução de rotor bobinado. A energia retirada do rotor, em vez de dissipada em resistores, como nos sistemas mais antigos, era devolvida à rede ou à carga por meio de uma ou mais máquinas adicionais. Pelo menos uma máquina especial com escovas e comutador era necessária, de potência similar, em valores percentuais, à máxima variação de velocidade desejada com relação ao valor nominal (*vide* Apêndice A). Com o advento das válvulas retificadoras controladas, tornou-se possível variar a velocidade da máquina de forma mais direta, através da variação da frequência da tensão aplicada ao estator. Estruturas similares aos cicloconversores foram as primeiras a serem propostas [3].

Outro avanço nos sistemas de acionamento ocorreu com o surgimento do *Silicon Controlled Rectifier* (SCR) em 1955, que substituiu as válvulas retificadoras controladas thyatron com maior eficiência e robustez e menor peso e volume. O SCR foi um sucesso desde o início, e diversas topologias de conversores empregando o novo dispositivo foram propostas. Circuitos de comutação forçada permitiram o surgimento dos conversores CC/CA de estado sólido ainda na década de 1960 [4–6]. A modulação *Sinusoidal Pulse*

¹Uma revisão histórica do motor e do acionamento elétrico pode ser vista no Apêndice A.

Width Modulation (SPWM) [7] foi proposta em 1965, e a *Selective Harmonic Elimination* (SHE) no início da década seguinte [8]. Apesar de ter sido inventado bem antes do tiristor, transistores bipolares de maior capacidade foram desenvolvidos apenas na década de 1970, e sua aplicação em sistemas de acionamento em média potência também foi bem aceita [9, 10]. O controle vetorial da máquina de indução foi proposto em 1972 [11, 12]. O *Metal Oxide Silicon - Field Effect Transistor* (MOS-FET) de potência foi desenvolvido nos anos 1970 [13], mas apenas mais recentemente dispositivos para aplicações em média/alta potência foram desenvolvidos. A pesquisa em eletrônica de estado sólido nas décadas seguintes resultou no surgimento de muitos outros dispositivos. Dentre estes, o *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT), primeiramente comercializado na década de 1980 [14], é o dispositivo mais empregado atualmente em sistemas de acionamento em velocidade variável, desde poucas centenas de watts até dezenas de megawatts. Tanto do ponto de vista dos circuitos de potência quanto das técnicas de controle, um sistema VSD para aplicações mais convencionais é uma tecnologia já amadurecida ao longo de décadas de pesquisa e desenvolvimento. No entanto, a busca por melhor eficiência, densidade de potência e menor custo é constante em várias frentes: motores mais eficientes e menores; novas topologias de conversores; novos dispositivos semicondutores; e novas estratégias de controle e modulação.

Atualmente, estima-se que 45% de toda a energia elétrica produzida no mundo é consumida por acionamentos elétricos [15]. Nos Estados Unidos, 70% da energia utilizada nas fábricas é consumida por motores elétricos nas mais diversas aplicações, tais como bombas, ventiladores, compressores de ar, processamento de materiais, esteiras, entre outras [16]. No Brasil, 25% da energia elétrica produzida é consumida por motores elétricos [17]. A motivação para se aumentar a eficiência dos sistemas de acionamento elétrico é dupla. A mais importante é corroborar com a meta de zerar a emissão líquida de gases do efeito estufa até 2050, como estabelecido no acordo de Paris. O objetivo final do tratado é manter a elevação da temperatura média do planeta em menos de 2 °C, preferencialmente 1,5 °C. A agência Internacional de Energia contabiliza que o aumento da eficiência no consumo de energia poderia prover 40% da redução das emissões de gases do efeito estufa esperada até 2040 pelo acordo de Paris [18]. Motores de alta potência (>375 kW), embora representem apenas 0,03% do número total de motores em uso, consomem 10,4% de toda a energia elétrica produzida [19]. A eficiência destes sistemas, portanto, impacta significativamente no consumo global de energia. Além do uso de motores mais eficientes, o emprego de sistemas de acionamento em velocidade variável permite uma redução considerável do consumo de energia em muitas aplicações, já que é possível ajustar a velocidade do motor para que o processo funcione no ponto ótimo do ponto de vista de consumo. O aumento da eficiência global do sistema é dependente do tipo de processo e de quanto tempo o sistema opera fora da velocidade nominal de rotação. Em [20], é sugerido que a troca de um sistema de acionamento antigo sem controle de velocidade por um mais moderno com

controle de velocidade pode aumentar a eficiência global de um sistema de bombeamento de 28% para 82%. Na média, um sistema VSD pode economizar pelo menos 50% de energia em aplicações que empregam bombas e ventiladores [21].

Além de contribuir com a manutenção da habitabilidade do planeta, a operação em velocidade variável pode trazer outras vantagens. Embora o custo inicial de um sistema empregando um VSD seja maior na maioria dos casos, este ainda é pequeno, em torno de 3%, quando comparado ao custo total do sistema durante toda a sua vida útil [22]. O menor consumo de energia usualmente se paga em poucos anos, às vezes em menos de um. Em [23], um caso de renovação de um sistema de resfriamento de uma usina de aço nos Estados Unidos é investigado. Os sistemas de partida e parada de cinco motores de 400 hp/4,16 kV foram substituídos por cinco inversores de média tensão. O tempo de retorno calculado do investimento, incluindo despesas adicionais não previstas, foi de apenas 1,22 ano.

O conversor CC/CA ou inversor, como é comumente chamado, permite controlar precisamente a velocidade da máquina, rejeitando perturbações de torque causadas por variações de carga. Dependendo do processo, isto pode resultar numa qualidade maior do produto. Os esforços mecânicos e elétricos durante a partida também são minimizados, já que o inversor permite a partida suave do sistema. Se a inércia da carga é muito grande, uma máquina maior pode ser necessária apenas para garantir a aceleração do sistema no caso em que a partida direta é empregada. O uso de um VSD evita este problema. Esforços mecânicos durante a operação também podem ser diminuídos especialmente quando comparados aos casos em que o ponto de operação do sistema é controlado mecanicamente, como no caso de válvulas de recirculação em sistemas de bombeamento. O controle preciso do torque também permite a diminuição de vibrações mecânicas, aumentando a vida útil do sistema. O desacoplamento da rede proporcionado pelo VSD torna o processo menos vulnerável a afundamentos e outros distúrbios da rede elétrica [24]. Por demandar menos do sistema elétrico, o uso de inversores também favorece a implantação de sistemas de geração distribuída, que resultam, geralmente, em redes mais fracas.

Devido às inúmeras vantagens do funcionamento em velocidade variável e a melhoria constante dos sistemas eletrônicos de acionamento em termos de robustez, fator de potência, injeção de harmônicos na rede e oscilações de torque, os VSDs têm sido empregados em potências cada vez maiores, chegando a valores superiores a 100 MW [25]. A partir das centenas de quilowatts, as correntes drenadas pelas máquinas tornam-se elevadas, requerendo o uso de condutores de elevada seção, que têm maior custo e dificultam o processo de montagem da máquina. Os semicondutores e dispositivos empregados nos sistemas de acionamento também operam desfavoravelmente em altas correntes, já que as perdas em suas resistências parasitas aumentam de forma quadrática com a corrente. Assim, com o aumento da potência dos sistemas de acionamento, houve também uma tendência do aumento da tensão de operação, sendo usual, hoje, valores entre 1,5 kV e

13,8 kV.

1.1 Principais topologias empregadas em média tensão

Por mais de 20 anos, a máxima tensão de bloqueio de dispositivos semicondutores autocomutados comerciais têm sido em torno de 6,5 kV. As principais razões desta estagnação são a espessura do *wafer* necessária, a elevada densidade de dissipação de potência e o desenvolvimento de encapsulamentos para alta tensão. A maneira mais direta de contornar esta limitação é o uso de dispositivos em série [26], permitindo o uso do inversor de dois níveis em tensões mais elevadas. A divisão de tensão sobre os interruptores é garantida através de *snubbers* dissipativos, ou através de *gate drivers* especiais que controlam ativamente as transições de tensão por meio da tensão de *gate*, no caso do emprego de IGBTs. A velocidade de comutação é, em geral, reduzida. Em ambos os casos as perdas de comutação são aumentadas. Assim, é necessário diminuir a frequência de comutação de modo a manter as perdas aceitáveis, ao mesmo tempo aumentando a distorção nas correntes da máquina. Esta limitação levou ao surgimento dos chamados conversores multiníveis, que permitem a geração de tensões mais elevadas que a de bloqueio dos semicondutores, ainda garantindo que esta não será ultrapassada, por meio de circuitos mais complexos ou por meios de associação série de conversores [27]. Os conversores multiníveis, em geral, têm vantagens adicionais, como a reduzida distorção da tensão gerada e o menor conteúdo de alta frequência gerado, e por isso se tornaram a principal solução para aplicações em médias tensões. Contudo, a conexão série de semicondutores ainda é usada principalmente em conversores do tipo fonte de corrente de muito alta potência [28].

O conversor *Neutral Point Clamped* (NPC) é uma das topologias mais empregadas atualmente em médias tensões, principalmente em níveis mais baixos [29–31]. Cada fase do conversor é composta por quatro interruptores controlados e dois diodos, responsáveis pelo grampeamento das tensões nos interruptores principais [32]. A estrutura permite a geração de três níveis por fase, possibilitando a síntese de uma tensão com distorção reduzida quando comparado ao conversor de dois níveis, mas ainda elevada quando comparada à distorção gerada por conversores com maior número de níveis. Os degraus que formam a tensão de saída também têm uma amplitude menor, resultando em menor dv/dt e, conseqüentemente, em menores sobretensões na máquina, especialmente se um cabo longo é empregado para interconexão [33]. Cada dispositivo é submetido apenas à metade da tensão total do barramento, permitindo o desenvolvimento de sistemas de acionamento de até 4,6 kV quando IGBTs e diodos de 6,5 kV são empregados. Uma das desvantagens do NPC é a má distribuição das perdas entre os semicondutores. O conversor *Active Neutral Point Clamped* (ANPC) é uma versão melhorada do NPC, no qual os dois diodos são substituídos por dois interruptores controlados. Esta configuração permite sintetizar uma tensão nula através de dois estados topológicos diferentes, independentemente do sentido

da corrente. Um esquema de modulação adequado permite obter uma melhor distribuição das perdas [34]. O H-NPC é formado por três células conectadas em estrela, cada célula é formada por duas pernas de NPC conectadas ao mesmo barramento CC. Esta configuração permite gerar tensões de linha com cinco níveis de até 6,9 kV quando dispositivos de 6,5 kV são empregados [29]. As principais desvantagens deste conversor são a necessidade de pelo menos três fontes isoladas de tensão e a maior ondulação de tensão nos capacitores.

Para tensões maiores que 4,6 kV, o conversor *Cascaded H-Bridge* (CHB) é uma das topologias mais empregadas em VSDs [35, 36]. A topologia possui uma estrutura quase modular, na qual cada fase é composta por múltiplas células monofásicas conectadas em série, cada célula composta por um conversor *full-bridge* e um retificador trifásico. Cada célula é alimentada por um enrolamento isolado de um transformador multi-pulso. Os esforços de tensão são divididos entre as múltiplas células, de modo que é possível empregar semicondutores de baixa tensão, que possuem perdas de comutação menor e são mais baratos. A estrutura permite sintetizar um grande número de níveis, que se traduz em uma baixa distorção da tensão gerada. Outra vantagem do conversor é a possibilidade de continuar operando mesmo quando uma ou mais células falham, desde que um mecanismo de *bypass* seja implementado [37]. A principal desvantagem desta topologia é a necessidade de alimentar cada célula individualmente, o que requer o emprego de um complexo transformador com um grande número de enrolamentos defasados, de potência aparente maior que um transformador convencional. As conexões entre o transformador e as células podem se tornar uma limitação em cenários em que é vantajoso ou necessário que o transformador seja instalado em um local diferente do resto do conversor.

O conversor *Flying Capacitor Converter* (FCC) emprega semicondutores em série cujas tensões são grampeadas por capacitores flutuantes [38]. Uma das vantagens do FCC é a alimentação com um barramento CC simples, simplificando o conversor retificador, que pode até ser outro FCC, no caso em que operação com fluxo bidirecional é desejada. Os estados redundantes permitem balancear as tensões dos capacitores na frequência de comutação. Contudo, dispositivos de alta potência comutam em frequências relativamente baixas, de modo a minimizar as perdas de comutação, o que traduz-se na necessidade de elevados valores de capacitância para que as ondulações sejam mantidas baixas [27]. Outra desvantagem é a necessidade de pré-carga dos capacitores com diferentes valores de tensão durante a inicialização do conversor. Idealmente, conversores com um número qualquer de níveis podem ser gerados com esta estrutura, bastando a adição de mais células (compostas por dois interruptores e um capacitor). Devido às limitações mencionadas, contudo, apenas conversores de quatro níveis são comercializados em aplicações de acionamento em média tensão [39]. O *Stacked Multicell Converter* (SMC) emprega conversores capazes de gerar três níveis como célula, em vez de dois, como no caso do FCC, possibilitando gerar tensões como menor distorção [40, 41]. Outra topologia híbrida comercializada atualmente é o conversor *Active Neutral Point Clamped 5-Level* (ANPC-5L), que combina um ANPC com

uma célula a capacitor flutuante, permitindo a geração de dois níveis de tensão adicionais [42, 43].

Inúmeras outras topologias de conversores multiníveis foram propostas nas últimas décadas [44–47]. Dentre elas, o *Modular Multilevel Converter* (MMC) [48] tem recebido e continua recebendo especial atenção. Composto pela conexão série de submódulos iguais (quantos forem necessários para gerar a tensão requerida pela aplicação), estes não requerem alimentação individual, diferentemente de outras topologias como o CHB. Esta característica torna o conversor aplicável, teoricamente, em qualquer nível de tensão. Embora inicialmente concebido para uso em sistemas de transmissão *High Voltage Direct Current* (HVDC), estão sendo pesquisadas e desenvolvidas aplicações nas áreas de armazenamento [49], tração [50], parques eólicos [51] e sistemas de acionamento de máquinas [52]. Nesta última aplicação, produtos de pelo menos dois fabricantes já estão disponíveis [53, 54]. As características do MMC são descritas a seguir.

1.1.1 O Conversor Modular Multinível

O MMC foi proposto no início dos anos 2000 como solução para a conversão CA-CC em sistemas de transmissão em HVDC [55]. A Figura 1.1 apresenta o circuito de potência do conversor quando aplicado em um sistema de acionamento de máquina. Um braço do conversor é formado pela conexão série de vários Submódulos (SMs), sendo cada SM, neste caso, um conversor meia ponte. Indutores de braço L_b são empregados para limitar a corrente que circula entre os braços devido às diferenças instantâneas de tensão. Um circuito auxiliar com resistor, R_{pc} , e contactores, K_1 e K_2 , é necessário para limitar a corrente no barramento CC durante a pré-carga dos capacitores dos SMs na inicialização

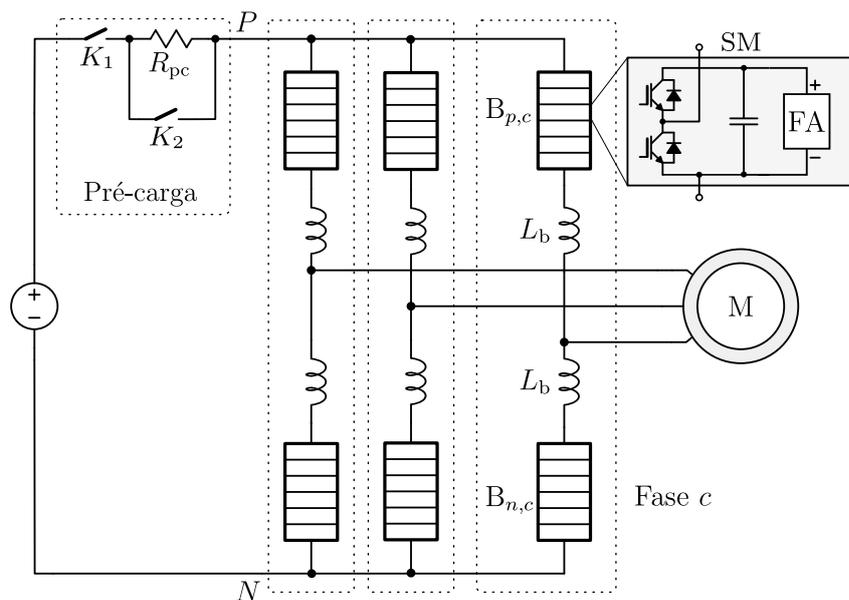


Figura 1.1 – Conversor MMC em uma aplicação de acionamento de máquina em velocidade variável.

do conversor. A alimentação dos circuitos de controle de um SM é provida por uma fonte auxiliar (FA) conectada ao próprio capacitor do SM, evitando-se a necessidade de isolamento em média tensão. Uma desvantagem desta estratégia é a instabilidade do circuito resultante durante a etapa de pré-carga dos capacitores, enquanto os interruptores ainda não estão comutando [56, 57].

As principais características do MMC são:

- **Modularidade.** O conversor é composto por submódulos iguais, que do ponto de vista de projeto, fabricação e manutenção é uma grande vantagem. Além disso, é escalável para níveis de tensão maiores de maneira relativamente fácil, do ponto de vista do circuito de potência, bastando, para isso, aumentar o número de submódulos. Outra característica derivada da modularidade é a divisão dos esforços de tensão entre os submódulos, permitindo a utilização dos semicondutores de baixa tensão, em geral mais baratos e robustos, para processar energia em níveis muito elevados de tensão.
- **Disponibilidade.** Devido à sua estrutura modular e a conexão em série dos submódulos, um esquema de redundância pode ser implementado de forma simples. Quando um submódulo falha, basta colocar seus terminais em curto-circuito para que o conversor continue operando, desde que ainda haja um número suficiente de submódulos para gerar a tensão necessária. É esta é uma característica importante que viabiliza a operação deste conversor em sistemas de transmissão de energia.
- **Baixa distorção.** Se um grande número de submódulos é empregado, a tensão gerada pelo conversor possui um grande número de níveis, resultando numa baixa distorção harmônica. Os sinais de alta frequência resultantes da comutação dos interruptores são facilmente filtradas, de modo que aplicações em HVDC empregando o MMC normalmente não requerem elementos de filtragem além dos próprios indutores de braço e as indutâncias de dispersão do transformador elevador.
- **Baixo ruído.** Apenas as correntes internas a um submódulo do MMC são comutadas, ficando as componentes de alta frequência restritas a uma área pequena. Isto gera uma quantidade de ruído eletromagnético menor quando comparado aos conversores com menor número de níveis que empregam dispositivos em série.
- **Complexidade.** Cada submódulo do conversor possui um capacitor cuja tensão precisa ser monitorada e controlada. Além disso, diferentemente da maioria dos conversores, o MMC possui cinco correntes independentes, totalizando um número muito maior de variáveis a serem controladas quando comparado a outros conversores.
- **Graus de liberdade.** Das cinco corrente independentes, duas delas, chamadas correntes de circulação, fluem apenas internamente ao conversor, não interferindo diretamente nas variáveis externas do conversor. Sozinhas ou em conjunto com a

tensão de modo comum, as correntes de circulação podem ser empregadas para otimizar diversos aspectos do funcionamento do MMC.

- **Energia armazenada.** O capacitor presente em cada submódulo do MMC deve absorver uma potência oscilante com componentes na frequência da tensão da porta CA e no dobro desta. Para que o valor de pico da tensão mantenha-se dentro de uma faixa aceitável, um valor elevado de capacitância é necessário. Quando comparado a outros conversores tais como o NPC, cujo capacitor é concentrado no barramento CC, o MMC requer mais energia acumulada.

Um dos desafios no emprego do MMC em sistemas de acionamento é o aumento da ondulação de energia dos capacitores, e, conseqüentemente, das tensões, de maneira quase inversamente proporcional à frequência de operação para uma mesma amplitude de corrente CA, se nenhuma contramedida é adotada. A Figura 1.2 ilustra este fenômeno. As formas de onda referem-se à desaceleração de uma máquina de indução de três pares de polos através de um sistema de acionamento baseado em um conversor MMC de baixa tensão². Em $t = 0$ s, a frequência elétrica aplicada à máquina é de aproximadamente 60 Hz,

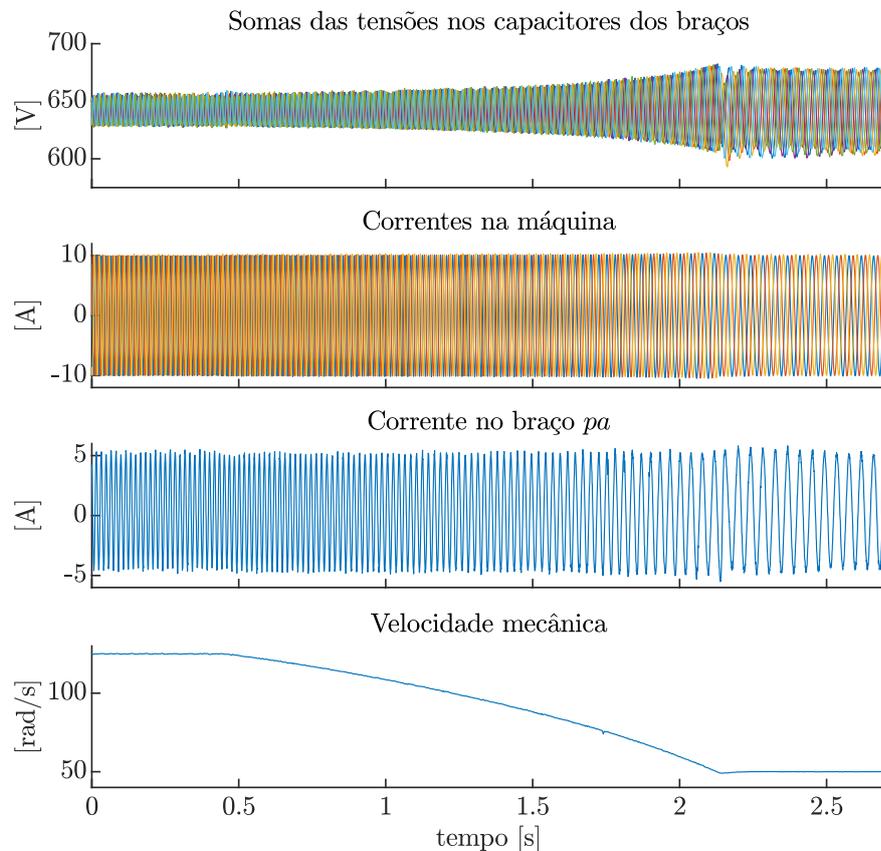


Figura 1.2 – Desaceleração de uma máquina de indução através de um sistema de acionamento baseado no conversor MMC. A máquina possui três pares de polos e gira sem carga mecânica.

²Mais detalhes do protótipo e da bancada experimental podem ser vistos no Capítulo 7

e a ondulação de tensão resultante nos capacitores de um braço (soma das tensões dos SMs) é de aproximadamente 28,8 V pico a pico. Ao final da desaceleração, a frequência elétrica é aproximadamente 23,8 Hz e o valor pico a pico da ondulação de tensão passa a ser 74,5 V. A ondulação de tensão tenderia a aumentar ainda mais à medida que a velocidade diminui. A operação com frequência zero, usual durante a magnetização da máquina de indução, não seria possível: as tensões de alguns braços tenderiam a aumentar, enquanto os capacitores de outros braços teriam suas tensões diminuídas até que a operação se tornasse inviável.

A partida de máquinas utilizando o MMC requer estratégias específicas de controle que empregam os graus de liberdade do conversor, as correntes de circulação e a tensão de modo comum [52, 58]. Componentes de média frequência são empregadas para trocar energia entre os braços, contrapondo a tendência natural de aumento da ondulação de energia existente no método convencional. O emprego das correntes de circulação aumenta consideravelmente as perdas nos semicondutores, limitando a disponibilidade de torque em baixa frequência. A troca de energia é resultado do produto entre a tensão de modo comum e as correntes de circulação, de forma que a maximização da amplitude da tensão de modo comum resulta numa menor amplitude das correntes de circulação para um mesmo valor de ondulação de tensão resultante nos capacitores. A tensão máxima que um braço pode gerar, contudo, é limitada pela soma das tensões de seus capacitores. Uma tensão de modo comum elevada pode resultar em sobremodulação, que pode causar distorções e sobrecorrentes, inviabilizando o funcionamento do sistema. Em geral, as estratégias propostas na literatura definem um valor máximo de utilização da tensão de braço de forma empírica. A margem resultante evita que o conversor opere na região de sobremodulação durante transitórios, mas, ao mesmo tempo, resulta em uma operação subótima do ponto de vista de perdas.

1.2 Objetivos

O objetivo principal desta tese é propor melhorias, em termos de rendimento e resposta dinâmica, para os sistemas de acionamento de máquinas baseado em conversores modulares multiníveis através de novas estratégias de modulação e controle. Este trabalho foi desenvolvido em parceria com a empresa brasileira WEG [59], e também teve como objetivo transferir conhecimentos e tecnologias sobre conversores modulares multiníveis para a empresa.

1.3 Contribuições

As principais contribuições deste trabalho são:

- CP1. Um estratégia de controle com esquema *anti-windup* integrado que permite a utilização de toda a faixa de tensão disponibilizada pelos capacitores, não sendo necessário

especificar valores de saturação de tensão para cada uma das malhas de controle de corrente do conversor.

- CP2. Uma estratégia de modulação descontínua que permite maximizar a tensão de modo comum do MMC, e, conseqüentemente, minimizar as perdas no sistema quando operando no modo de baixa frequência, que faz uso desta tensão para transferir potência entre os braços do conversor. O esquema proposto também garante que a adição da tensão de modo comum não satura os sinais moduladores dos braços, assegurando a síntese das tensões calculadas pelos controladores de corrente.

Contribuições secundárias relativas ao desenvolvimento do tema principal são:

- CS1. O desenvolvimento de um modelo no domínio da frequência para o conversor MMC em forma fechada, que permite calcular as principais variáveis do sistema em regime permanente num certo ponto de operação e sinais de entrada quaisquer.
- CS2. Um modelo do MMC com apenas uma variável de estado por braço voltado para simulação que permite reproduzir com fidelidade os efeitos do tempo morto dos sinais de acionamento dos semicondutores. Este efeitos costumam ser mais significativos em sistemas de média tensão, nos quais as indutâncias de braço podem ter valores menores. Este modelo é útil para que se possa avaliar com rapidez e flexibilidade estratégias de modulação e controle.
- CS3. A proposição de modelos dinâmicos para conversores CC-CA que empregam sobreamostragem das correntes.
- CS4. Uma estratégia de *feedforward* otimizado para sistemas com atraso baseada na estrutura RST.
- CS5. Obtenção de funções de transferência exatas de sistemas discretos em eixos dq .
- CS6. Análise de sistemas variantes em tempo discretos por meio de fasores dinâmicos discretos.
- CS7. Estratégia de balanceamento intra-braço das tensões dos capacitores que leva em consideração a duração mínima dos pulsos dos IGBTs.
- CS8. Um modelo genérico para as potências médias absorvidas pelos braços do conversor MMC e uma estratégia de controle baseada neste modelo.
- CS9. Um PLL com custo computacional reduzido empregando filtros *Cascaded Integrator-Comb* (CIC).
- CS10. Desenvolvimento de uma estratégia que permite guiar o projeto de um resistor (conectado em paralelo com o capacitor do SM) que estabilize as tensões dos capacitores durante a etapa de pré-carga do conversor [57].

1.3.1 Publicações

As publicações diretamente relacionados com esta tese realizadas durante o desenvolvimento desta foram:

- PD1. Modeling and control of a Modular Multilevel Converter for medium voltage drives rectifier applications, *24th IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)* [60] - Descreve uma estratégia de controle para o MMC para operação como retificador em aplicações de acionamento de máquina;
- PD2. Concentrated Submodule Model For Modular Multilevel Converters, *IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)* [61] - Propõe um modelo de um braço do MMC com apenas um estado, mas que ainda permite reproduzir os efeitos do tempo morto. O tempo de simulação é substancialmente reduzido comparado aos modelo completo, especialmente quando um grande número de SMs é empregado.
- PD3. Passive Capacitor Voltage Balancing in Modular Multilevel Converter During its Pre-charge: Analysis and Design, *IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)* [62] - Descreve a dinâmica do MMC durante a fase de pré-carga e analisa sua estabilidade.
- PD4. Passive Voltage Balancing in Modular Multilevel Converter During Precharge: Analysis and Design, *Revista Eletrônica de Potência* [57] - Extensão do trabalho anterior. Um guia para o projeto do resistor de estabilização para conversores com um grande número de SMs é proposto.
- PD5. Modulação para conversores modulares multiníveis capaz de maximizar a tensão de modo comum reduzindo correntes circulantes (patente internacional depositada) [63] - Descreve uma modulação descontínua capaz de maximizar a tensão de modo comum gerada pelo MMC, generalizada para qualquer número de fases e tipo de SM, ao mesmo tempo garantindo não haver sobremodulação.

Outros trabalhos publicados sobre conversores modulares multiníveis, mas indiretamente ligados ao tema da tese:

- PI1. Hybrid Unidirectional MMC-Based Rectifier , *IEEE 4th Southern Power Electronics Conference (SPEC)* [64] - Descreve uma topologia de retificador híbrido baseado em injeção de terceira harmônica com apenas dois braços e reduzida ondulação de energia. Seis diodos e seis interruptores de alta tensão adicionais operam em baixa frequência.
- PI2. Sistema de conversão CC-CC para aplicações de alta potência em média ou alta tensão (patente publicada) [65] - Descreve um sistema de conversão CC/CC isolado para aplicações em média/alta tensão baseado no conversor MMC e retificadores multipulso.

1.4 Estrutura do documento

Este documento é composto por oito capítulos. Este, o primeiro, introduz o tema. Apresenta os sistemas de acionamento de máquinas e elenca as principais características que os tornam importantes numa indústria moderna, apresenta o conversor MMC, suas principais características e os desafios e vantagens de sua aplicação em sistemas de acionamento em velocidade variável.

O segundo capítulo apresenta uma introdução aos conversores modulares multiníveis. Uma análise genérica é primeiramente realizada para um número qualquer de fases, que depois é apresentada de forma mais específica para o MMC trifásico CC/CA, objeto de estudo dos próximos capítulos.

O terceiro capítulo é destinado à modelagem do conversor MMC em tempo contínuo, permitindo identificar relações entre variáveis de controle e variáveis controladas. O capítulo também propõe modelos que auxiliam o projeto de sistemas baseados em MMC, tais como modelos de regime permanente, de simulação e de perdas.

O quarto capítulo apresenta, inicialmente, a operação em malha aberta do MMC, mecanismos de compensação de tempo morto e a modelagem de conversores CC-CA que empregam técnicas de sobreamostragem das correntes, que permitem uma redução significativa do ruído de medição. Uma estratégia de controle das correntes baseada nos modelos propostos com mecanismo *antiwindup* e otimização da malha *feedforward* é proposta.

O quinto capítulo apresenta as estratégias de controle de tensão e energia propostas para o modo de operação em alta frequência. Uma modelagem genérica das potências médias absorvidas pelos braços do conversor permite a obtenção de uma estrutura genérica de controle, que pode ser adaptada para o funcionamento como retificador ou inversor, em condições de tensões CA desbalanceadas ou não, e que pode ser facilmente adaptada para outras topologias de conversores MMC.

O sexto capítulo é destinado ao estudo do MMC operando em baixa frequência. Estratégias de funcionamento específicos utilizando todos os graus de liberdade disponíveis são necessárias para que o conversor opere adequadamente. Uma revisão das técnicas de controle anteriormente propostas é apresentada e uma nova estratégia de modulação descontínua que otimiza as perdas do conversor é proposta.

O sétimo capítulo apresenta um protótipo de MMC implementado no laboratório e a organização dos sistemas de controle e comunicação necessários para seu funcionamento. Estratégias de pré-carga também são discutidas. Os resultados experimentais apresentados ao longo dos capítulos foram obtidos com este protótipo. Este capítulo ainda demonstra o funcionamento de um sistema de acionamento em configuração *back-to-back* de dois conversores MMC.

Por último, são tecidas as considerações finais no capítulo oito.

Capítulo 2

O conversor modular multinível

Dada a limitação atual dos semicondutores de potência, cujas tensões de bloqueio são menores que 10 kV, tipicamente 6,5 kV para IGBTs de silício [66], as soluções encontradas para operação em maiores tensões são basicamente duas. A mais direta consiste na utilização de dispositivos em série, e a segunda consiste na utilização de topologias que permitam a divisão de esforços de tensão, como a maioria das topologias multiníveis.

O maior desafio na conexão série de dispositivos semicondutores é o balanceamento dinâmico e estático das tensões, dada as variações paramétricas intrínsecas aos processos de fabricação dos interruptores estáticos e as variações nos atrasos dos *drivers*. As técnicas mais simples de equalização dinâmica consistem na utilização de *snubbers* passivos do tipo Resistor-Capacitor (RC) ou Resistor-Capacitor-Diodo (RCD), enquanto resistores de alto valor em paralelo com os dispositivos asseguram a divisão estática dos esforços [26]. Métodos ativos de balanceamento, nos casos quais IGBTs são utilizados, em geral, derivam de três vertentes principais. A primeira consiste em atrasar diferentemente os sinais de comando de cada interruptor de modo que as transições de tensão, depois que o sistema de controle do *gate driver* entra em regime permanente, acontecem no mesmo instante para todos os dispositivos [67]. Outra vertente busca controlar a tensão coletor emissor diretamente, ou a derivada desta, através de circuitos de controle analógicos de alta velocidade [68, 69]. A principal vantagem deste método é a melhor distribuição de perdas entre os dispositivos, uma vez que tensões e correntes tendem a ser instantaneamente as mesmas em todos os dispositivos. A última abordagem aqui mencionada consiste no grampeamento das tensões individualmente, usualmente através de um circuito de realimentação entre coletor e porta, que força o transistor a entrar na região ativa caso a tensão coletor-emissor ultrapasse certo valor definido pelos parâmetros do circuito [70, 71]. Embora seja simples, a desvantagem desta técnica é a menor garantia de equalização das perdas de comutação dos dispositivos. Há também proposições que usam simultaneamente mais de uma das vertentes acima, como grampeamento e compensação dos atrasos [72]. Uma revisão das técnicas de balanceamento para conexão série de IGBTs pode ser vista em [73].

Para quase todas as técnicas de conexão série de IGBTs, principalmente para

aquelas que possuem controle instantâneo da tensão, ou derivada desta, sobre o dispositivo, a velocidade de comutação é reduzida, aumentando as perdas relativas a este processo. A conexão série de conversores, por outro lado, requer o equilíbrio de tensão dos vários capacitores utilizados no braço. Porém, este procedimento é realizado na modulação ou controle do conversor, não requerendo circuitos de *gate driver* especiais, nem a diminuição da velocidade de comutação, o que usualmente resulta em menores perdas. Também não requer que dispositivos de características mais similares sejam escolhidos para utilização em um braço. Dispositivos conectados em série são atualmente utilizados em conversores com baixo número de níveis, dois ou três, e em tensões não muito elevadas. Para tensões maiores, a conexão série de conversores é preferida.

2.1 Conversores conectados em série

A principal característica de um conversor modular multinível é a utilização de conversores em série, comumente denominados submódulos, como apresentado na Figura 2.1. O objetivo primeiro que motiva essa estrutura é a divisão dos esforços de tensão sobre os dispositivos semicondutores, permitindo a operação em tensões mais elevadas. Cada um dos submódulos, representados por SM_n , onde $n \in \{1, 2, \dots, N\}$, é formado pelos mesmos elementos presentes em conversores CA/CC com baixo número de níveis, um capacitor, C_{SM_n} , e uma célula de comutação, SC_n . Esta última é composta por dispositivos semicondutores unidirecionais em tensão e bidirecionais em corrente. Uma cadeia ou arranjo de submódulos conectados em série é usualmente denominada braço. Assim como um submódulo pode ser visto como elemento básico de construção de um braço, um braço pode ser visto como um elemento de construção em um nível mais alto, referente à estrutura ou topologia do conversor como um todo. Diversas topologias de conversores modulares multiníveis foram propostas ultimamente, sendo as principais diferenças entre elas os tipos de célula de comutação empregadas em cada submódulo e a forma como os vários braços são conectados. Com o objetivo de simplificar as representações dos conversores, o símbolo apresentado na Figura 2.1 à direita será utilizado como representação de um braço.

Embora não haja uma definição formal, um conversor modular pode ser visto como aquele em que uma modificação no número de submódulos não requer outra alteração

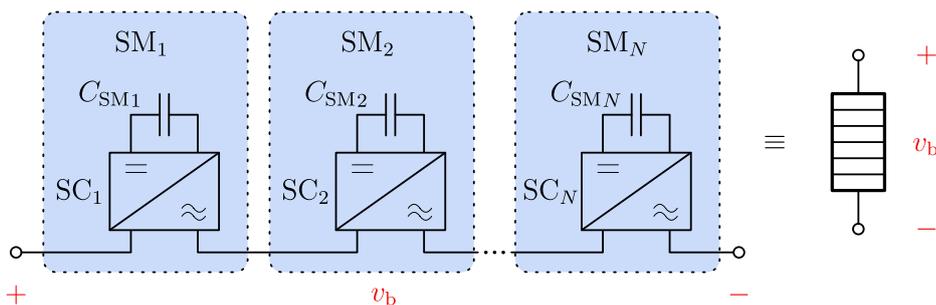


Figura 2.1 – Braço de um conversor modular multinível e sua representação neste trabalho.

estrutural senão a própria retirada ou incremento de células. Assim, conversores que requerem alimentação individual de suas células, como o CHB, nesta definição, não são considerados conversores modulares, uma vez que requerem alterações no transformador se houver modificação no número de submódulos.

Conversores modulares são inerentemente capazes de gerar tensões multiníveis, com menor distorção devido à maior frequência de comutação equivalente e aos menores degraus de tensão gerados. A geração de degraus menores, por si só, já é uma vantagem, uma vez que estressa muito menos as isolações dos condutores, indutores e da máquina, em caso de aplicações em acionamento. As perdas de comutação também são reduzidas, uma vez que não é necessário desacelerar a comutação com circuitos especiais. Outra vantagem dos conversores modulares é a continuidade da corrente que atravessa a cadeia de submódulos, enquanto que a corrente que atravessa uma cadeia de interruptores em série é necessariamente descontínua, com derivadas elevadas, gerando maiores emissões eletromagnéticas em alta frequência.

Os conversores modulares, entretanto, têm suas desvantagens. Para bloquear uma mesma tensão, ou gerar, no caso de um braço, uma conexão série de IGBTs requer menor número de semicondutores e circuitos associados ao acionamento destes. No conversor modular, as tensões de todos os capacitores devem ser monitoradas, não apenas para finalidades de proteção, mas para o controle de balanceamento, em geral centralizado, e portanto, requerem uma maior complexidade no sistema de amostragem e comunicação do conversor. A energia armazenada em conversores modulares é significativamente maior quando comparada a conversores de baixo número de níveis, uma vez que há componentes de tensão e corrente de baixa frequência em um braço que resultam numa ondulação de energia de baixa frequência. Conversores de dois ou três níveis, *a priori*, poderiam ter seus capacitores dimensionados para absorver apenas componentes de alta frequência, considerando-se um sistema trifásico equilibrado.

2.2 Principais topologias de submódulo

Como apresentado na Figura 2.1, cada célula ou submódulo SM_n de um braço é composto, tipicamente, por um capacitor C_{SM_n} e uma célula de comutação SC_n . Outros tipos de elementos armazenadores de energia ainda são encontrados na literatura, como baterias [49, 74] e supercapacitores [75, 76], em sistemas de armazenamento de energia, ou mesmo indutores [77], com o objetivo de maior robustez. Contudo, o tipo de submódulo mais utilizado, tanto em aplicações quanto em pesquisas, até o momento, é o SM-HB (Submódulo do tipo *Half Bridge*), proposto no primeiro trabalho sobre conversores modulares multiníveis [48, 78]. A estrutura deste submódulo pode ser observada na Figura 2.2, onde verifica-se que o SM-HB é composto por dois interruptores controlados unidirecionais em tensão, S_1 e S_2 , usualmente IGBTs, que formam a célula de comutação, e um capacitor. A mesma figura também apresenta os possíveis estados de comutação deste submódulo em função

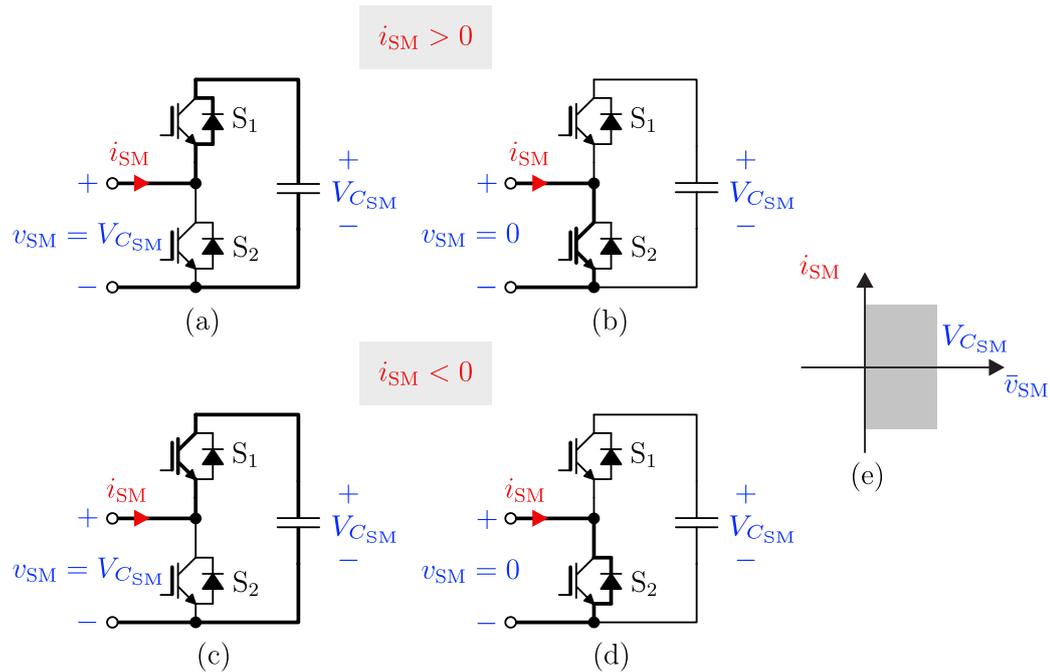


Figura 2.2 – Possíveis estados de operação do SM-HB para corrente positiva - (a) e (b), e corrente negativa - (c) e (d). Os quadrantes de operação do SM-HB são apresentados em (e).

da polaridade da corrente que o atravessa. Verifica-se que é possível gerar dois níveis de tensão com essa topologia. Quando S_2 é comandado a conduzir, diz-se que o submódulo está desconectado, e a tensão gerada por este é nula. Este nível de tensão também pode ser gerado se a corrente no submódulo (i_{SM}) é negativa e nenhum interruptor é comandado a conduzir, como apresentado na Figura 2.2 (d). Quando S_1 é comandado a conduzir, diz-se que o submódulo está inserido, e o nível de tensão gerado vale $V_{C_{SM}}$, a tensão sobre o capacitor de um submódulo. A tensão $V_{C_{SM}}$ também pode aparecer sobre os terminais do SM-HB se a corrente é positiva e nenhum interruptor é comandado a conduzir, como apresentado na Figura 2.2 (a). Para qualquer combinação de acionamento e polaridade da corrente, a tensão média gerada por este submódulo é sempre positiva, como indicado na Figura 2.2 (e).

Outro tipo de submódulo comumente encontrado na literatura é o Submódulo do tipo *Full Bridge* (SM-FB) (SM-FB), cuja estrutura pode ser identificada na Figura 2.3. A célula de comutação deste submódulo é composta por quatro interruptores unidirecionais em tensão, S_1 ao S_4 , permitindo diferentes conexões do capacitor ao restante do circuito de braço. A Figura 2.3 apresenta todos os possíveis estados de comutação em função da polaridade da correntes e dos possíveis interruptores acionados. Verifica-se que a tensão gerada pelo SM-FB (v_{SM}) pode ser positiva, se S_1 e S_4 ou seus respectivos diodos estão conduzindo - (b), (f), ou negativa, se S_2 e S_3 ou seus respectivos diodos - (c), (g). Há ainda quatro diferentes estados que geram tensão nula na saída do SM - (a), (d), (e) e (h), sendo dois deles redundantes. Esta redundância pode ser utilizada para redistribuir

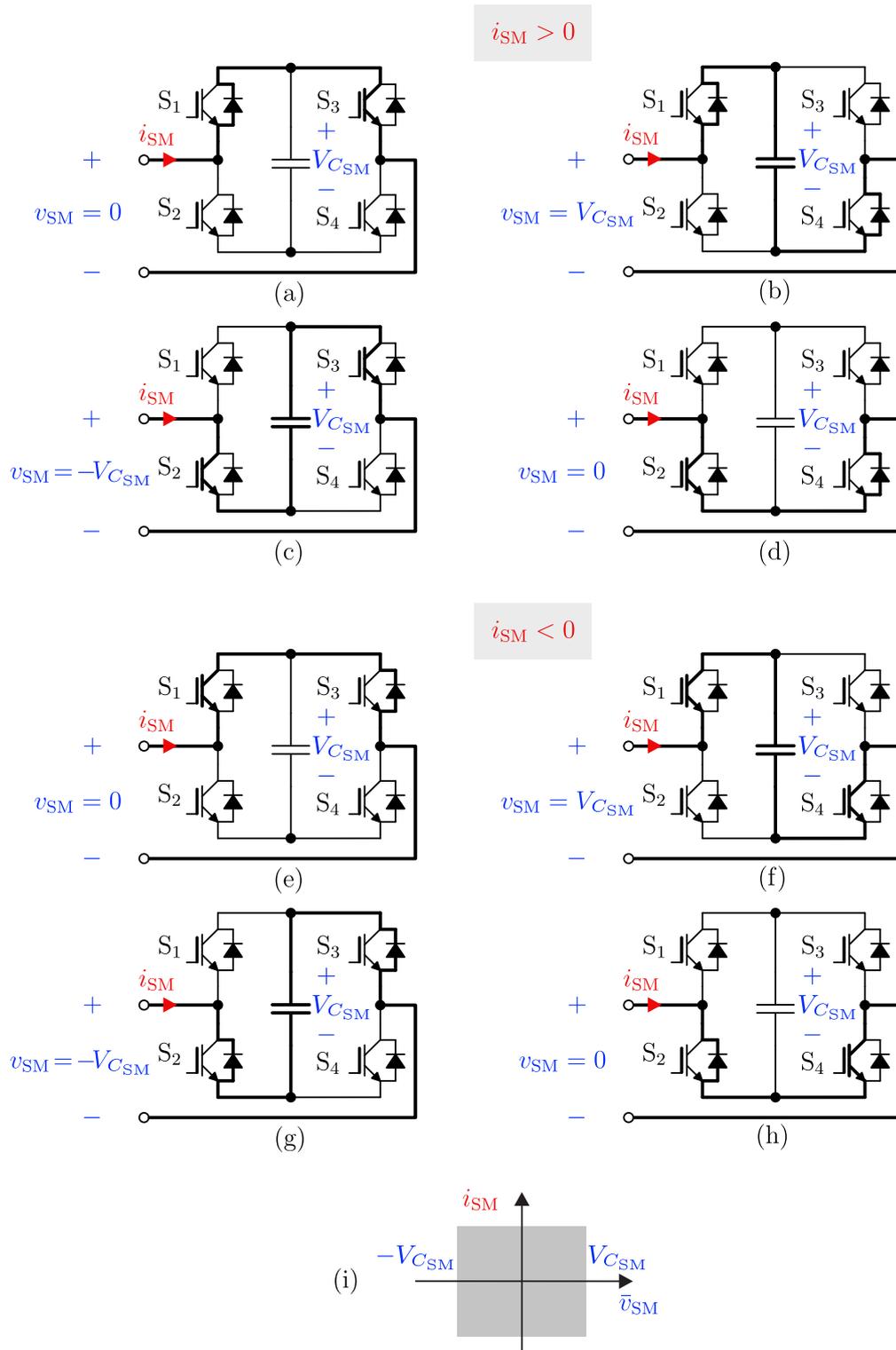


Figura 2.3 – Possíveis estados de operação do SM-FB para corrente positiva - (a) até (d), e corrente negativa - (e) até (h). Os quadrantes de operação do SM-FB são apresentados em (i).

parcialmente as perdas entre os semicondutores. A análise dos possíveis estados revela que a tensão média gerada pelo SM-FB pode ser qualquer valor entre $-V_{CSM}$ e V_{CSM} , estendendo a região de operação na qual opera o conversor composto por submódulos deste tipo, quando comparado a outro cujos braços são compostos por SMs-HB. Como principal desvantagem, tem-se mais semicondutores no caminho da corrente, resultando, necessariamente, em maiores perdas de condução e possíveis maiores perdas de comutação.

2.2.1 Submódulos híbridos

Além das apresentadas, muitas outras topologias de submódulos foram propostas na literatura. A maioria é resultado da aglutinação de dois submódulos, ou derivações de conversores com maior número de níveis. O objetivo, na maioria dos casos, é estender a faixa da tensão gerada com menor número de interruptores e/ou menores perdas de condução. A importância da extensão da faixa de operação é verificada em situações de falta. A topologia mais usual de MMC, como pode ser visto na Seção 2.4, é o conversor CA/CC composto por submódulos do tipo SM-HB, sendo atualmente já utilizada em diversas estações de HVDC. Este conversor não tem a capacidade de bloquear correntes de falta em situações de curto-circuito na porta CC, sendo necessário utilizar dispositivos de proteção como os disjuntores CC, ou dimensionar os semicondutores de modo que esses possam tolerar as correntes de falta enquanto o sistema de proteção do lado CA não interrompe o circuito. Semicondutores adicionais, usualmente tiristores, que possuem maior capacidade para resistir a sobrecorrentes, também podem ser empregados em paralelo com os SMs e acionados quando a falta é detectada [79]. Outra alternativa é a utilização de submódulos que permitam ao conversor gerar tensões de saída próximas de zero mesmo quando há tensão nominal no lado CA. Para isto, é necessário que o submódulo consiga gerar tensões negativas.

Como já demonstrado, o SM-FB tem a capacidade de gerar tensão negativa. Contudo, possui o dobro do número de semicondutores do SM-HB. Se a aplicação não requer que a faixa de tensão negativa gerada seja igual a faixa de tensão positiva, uma alternativa com menores perdas é um braço composto pelos dois tipos de submódulos [80], ou ainda um submódulo composto pelos dois tipos de célula [81], como apresentado na Figura 2.4 (a). Em (b), na mesma figura, é apresentado o submódulo *Semi-full-bridge*, o qual consiste na integração de dois SM-FB num só, com a supressão de um interruptor. As duas topologias conseguem gerar tensões médias de saída entre $-V_{CSM}$ e $2V_{CSM}$, como apresentado na Figura 2.4 (c). Embora a topologia (b) tenha um interruptor a mais, esta tem a capacidade de operar com os capacitores em paralelo, reduzindo a ondulação de tensão nestes para 59% [82]. A análise dos problemas relativos à conexão paralela dos capacitores pode ser vista nesta mesma referência. Outra topologia proposta similar ao *Semi-full-bridge* é o *Double-clamped-cell*, o qual possui a mesma estrutura apresentada na Figura 2.4 (b), mas com diodos em vez dos interruptores S_3 e S_7 [83]. Devido à unidirecionalidade dos diodos,

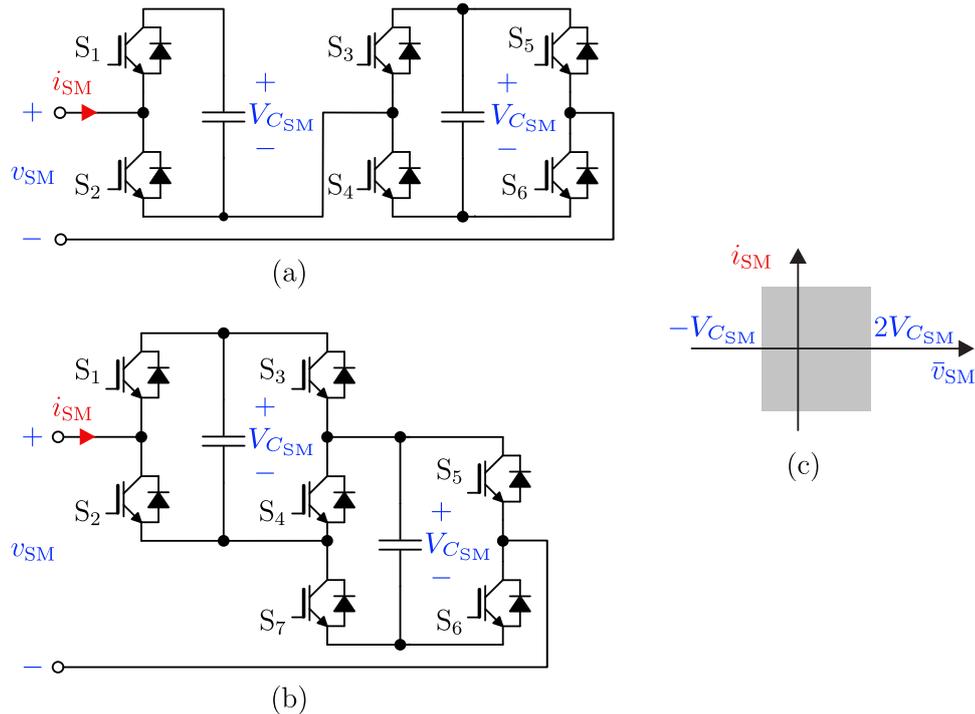


Figura 2.4 – Topologias de submódulos híbridos do tipo (a) *Mixed-cell* e (b) *Semi-full-bridge*. Ambas geram as faixas de tensão apresentadas em (c).

este SM gera tensão negativa apenas quando a corrente também é negativa, e apenas nesta condição o paralelismo dos capacitores pode ser realizado.

Muitos outros tipos de submódulos foram propostos na literatura nos últimos anos, a maioria são células multiníveis com capacidade de gerar tensões negativas. Algumas delas são:

- *Unidirectional submodule* [84] - Este submódulo é composto por uma célula de comutação do tipo *buck*, mas com um interruptor controlado bidirecional em corrente. O uso desta célula permite a construção de um MMC unidirecional com relação ao fluxo de potência e com número de semicondutores controlados reduzido.
- *Unipolar-Voltage Full-Bridge Submodule* [85] - Este submódulo é composto pela célula *full-bridge* no qual um dos interruptores é substituído por um diodo. O objetivo não é gerar continuamente tensões com três níveis, mas apenas gerar tensão negativa em caso de falta no lado CC, o que pode ser conseguido simplesmente através do desligamento de todos os interruptores.
- *Clamped Single-Submodule* [86] - Também é composto pela célula *full-bridge*, mas o barramento capacitivo é dividido ao meio, e dois dos interruptores são submetidos apenas à metade da tensão total. Um dos interruptores fica permanentemente ligado em regime normal de operação, e no evento de uma falta, todos são comandados a desligar, e uma tensão negativa pode ser gerada. Outra versão deste SM com todos os

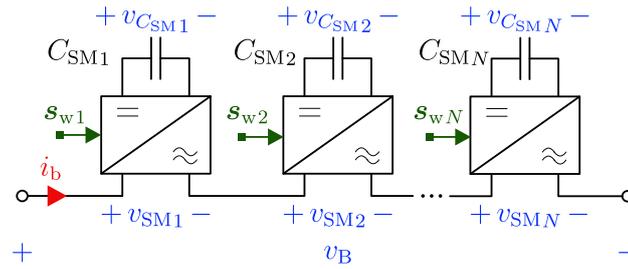


Figura 2.5 – Tensões e correntes em um braço.

quatro interruptores controlados é apresentada em [87], sob o nome de *Asymmetrical Double Commutated Cell*. Neste caso, o SM é capaz de gerar quatro níveis de tensão (apenas um negativo) para qualquer polaridade da corrente que o atravessa.

- *Cross-Connected Submodules* - Consiste em submódulos do tipo *half-bridge* conectados em cruz [88]. A versão de cinco níveis possui características similares ao submódulo *mixed-cell*, em termos de perdas, mas necessita de dispositivos com capacidade de bloquear o dobro da tensão, ou do uso de dispositivos em série. A versão de três níveis, proposta em [85], substitui um interruptor controlado por um diodo, reduzindo a área de operação do SM em condições normais, mas ainda garantindo a geração de tensão negativa.

O uso de topologias diferentes de SMs em sistemas de acionamentos, contudo, não traz muitas vantagens sob o ponto de vista de gerenciamento de faltas, visto que nesse tipo de sistema espera-se que as faltas ocorram na porta CA, cuja corrente pode ser sempre controlada, independentemente da topologia de SM empregada. No entanto, a faixa adicional de tensão que pode ser útil para diminuir os esforços de corrente nos semicondutores [89].

2.3 Modelo de um braço

Dada a complexidade dos conversores modulares multiníveis, devido ao grande número de interruptores e elementos armazenadores de energia, a modelagem destinada à análise teórica do conversor e ao projeto das malhas de controle necessárias é geralmente simplificada. A simplificação mais usual consiste em utilizar um circuito equivalente para o braço que possua apenas uma entrada de controle e um capacitor, reduzindo para apenas um o número de estados associados a um braço do conversor [90–92].

A Figura 2.5 apresenta as representações utilizadas para as variáveis de um braço. As variáveis v_b e i_b , são, respectivamente, a tensão sobre um braço e a corrente que o atravessa. A tensão sobre o capacitor do submódulo n vale $v_{C_{SMn}}$, enquanto que os sinais de acionamento dos interruptores S_1 e S_2 , no caso do SM-HB, ou S_1 a S_4 , no caso do SM-FB, são representados pelos vetores s_{wn} . A análise aqui apresentada é restrita a estes dois submódulos por possuírem apenas um capacitor. Considera-se, ainda, que há sempre um

interruptor conduzindo, no caso do SM-HB, e que há sempre dois interruptores apropriados conduzindo no SM-FB, como apresentado na Figura 2.3. Para o primeiro caso, o sinal de comutação de cada submódulo, que representa o estado deste, é definido como

$$s_n = \begin{cases} 1 & \text{se } s_{1n} = 1 \\ 0 & \text{caso contrário,} \end{cases} \quad (2.1)$$

onde $s_{xn} \in \{0, 1\}$ representa o estado do interruptor S_x do submódulo n . Para o SM-FB, define-se

$$s_n = \begin{cases} 1 & \text{se } s_{1n} = 1 \text{ e } s_{4n} = 1 \\ -1 & \text{se } s_{2n} = 1 \text{ e } s_{3n} = 1 \\ 0 & \text{para outros valores.} \end{cases} \quad (2.2)$$

A tensão gerada por um braço, para qualquer um dos dois tipos de SM considerados, é expressa por

$$v_b = \sum_{n=1}^N s_n v_{C_{SM}n}. \quad (2.3)$$

Em funcionamento normal do conversor, espera-se manter as tensões $v_{C_{SM}n}$ as mais próximas possíveis, resultando em distribuição balanceada das perdas de comutação e esforços de tensão entre os semicondutores. Como será visto adiante, malhas de controle adicionais ou algoritmos específicos são necessários para garantir este equilíbrio. Não pretende-se, com este modelo, capturar a dinâmica referente ao sistema de balanceamento interno do braço, mas sim obter um modelo simplificado, que possa representar um braço como um todo. Assim, assume-se que todas as tensões $v_{C_{SM}n}$ são iguais à $v_{C_{SM}}$, reduzindo para um o número de estados, como desejado. Define-se a função de comutação multinível do braço como sendo

$$s_b = \sum_{n=1}^N s_n, \quad (2.4)$$

onde $s_b \in \{0, \dots, N\}$ para o SM-HB e $s_b \in \{-N, \dots, N\}$ para o SM-FB. Substituindo (2.4) em (2.3), obtém-se

$$v_b = s_b v_{C_{SM}}. \quad (2.5)$$

Posto que deseja-se um modelo equivalente para um braço, resulta em maior utilidade definir uma variável que representa a soma das tensões dos capacitores de todos os submódulos,

$$v_C = N v_{C_{SM}}. \quad (2.6)$$

Escolheu-se apenas o subscrito C por simplicidade da notação. (2.6) substituída em (2.5), resulta em

$$v_b = \frac{s_b}{N} v_C. \quad (2.7)$$

A variação da soma das tensões de todos os capacitores do braço é dada por

$$\frac{d}{dt} \sum_{n=1}^N v_{C_{SM}n} = \frac{1}{C_{SM}} \sum_{n=1}^N s_n i_b, \quad (2.8)$$

onde todas as capacitâncias C_{SM_n} foram consideradas iguais à C_{SM} . Sob a mesma simplificação anterior ($v_{C_{SM_n}} = v_{C_{SM}}$), e considerando as definições (2.4) e (2.6), simplifica-se (2.8), resultando em

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C_{SM}} s_b i_b. \quad (2.9)$$

As equações (2.7) e (2.9) formam um modelo comutado para um braço com apenas um estado.

2.3.1 Modelo médio

O uso de modelos comutados na análise dinâmica e desenvolvimento de sistemas de controle para conversores estáticos resulta, geralmente, num grau de complexidade elevado. A modelagem por valores médios locais, por outro lado, mostra-se uma ferramenta de grande utilidade neste tipo de modelagem [93]. A tensão média gerada pelo braço, segundo a técnica, é dada por

$$\bar{v}_b = \frac{1}{T_{eq}} \int_{t-T_{eq}}^t v_b d\tau, \quad (2.10)$$

onde o símbolo ($\bar{\cdot}$) é utilizado para indicar variáveis médias, e T_{eq} é o inverso da frequência na qual os pulsos são gerados pelo braço. Do ponto de vista do domínio da frequência, a operação acima remove todos os componentes de frequência múltiplos de $1/T_{eq}$, ou seja, toda a alta frequência gerada pela comutação dos interruptores. Aplicando a operação à (2.7), obtém-se

$$\bar{v}_b = \frac{1}{NT_{eq}} \int_{t-T_{eq}}^t (\bar{s}_b + \tilde{s}_b)(\bar{v}_C + \tilde{v}_C) d\tau. \quad (2.11)$$

As variáveis \tilde{s}_b e \tilde{v}_C representam o conteúdo de alta frequência presente em s_b e v_C , respectivamente, e possuem média nula dentro do intervalo de integração para um dado instante de tempo t . Levando em consideração, também, que \bar{s}_b e \bar{v}_C possuem valor constante no período de integração, (2.11) pode ser simplificada em

$$\bar{v}_b = \frac{\bar{s}_b \bar{v}_C}{N} + \frac{1}{NT_{eq}} \int_{t-T_{eq}}^t \tilde{s}_b \tilde{v}_C d\tau. \quad (2.12)$$

Desde que as componentes de alta frequência da tensão do capacitor equivalente tenham amplitudes reduzidas quando comparadas às de baixa frequência, o último termo da equação pode ser desprezado. Convém ainda definir o sinal de modulação $m_b = \frac{\bar{s}_b}{N} \in [0, 1]$ (SM-HB), ou $m_b \in [-1, 1]$ (SM-FB), que, em conjunto com a simplificação apresentada, transforma (2.12) em

$$\bar{v}_b = m_b \bar{v}_C. \quad (2.13)$$

Procedimento similar é realizado para (2.9). Considerando-se ainda a capacitância equivalente de braço, $C = \frac{C_{SM}}{N}$, aproxima-se a equação com

$$\frac{d\bar{v}_C}{dt} = \frac{1}{C} m_b \bar{i}_b. \quad (2.14)$$

As equações (2.13) e (2.14) formam o modelo médio de um braço. Verifica-se que as equações também representam o modelo de um transformador com relação de

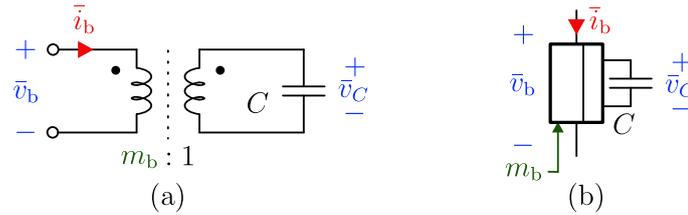


Figura 2.6 – (a) Circuito equivalente de um braço, (b) Símbolo utilizado para representar o modelo médio de um braço.

transformação variável [94]. A Figura 2.6 (a) apresenta o circuito equivalente em questão, enquanto (b) apresenta o símbolo utilizado para representar o modelo médio de um braço neste trabalho.

Embora o procedimento de modelagem apresentado considere a frequência de comutação fixa, outras que não a consideram resultam no mesmo modelo médio [90]. Nesta referência, a ideia principal do processo de modelagem consiste em tratar o braço como um capacitor variável, cuja capacitância depende do número de submódulos inseridos. Se o número de SMs é muito alto, pode-se aproximar o número de capacitores inseridos por uma variável contínua, equivalente ao m_b aqui definido.

Deste ponto em diante, por facilidade de representação, será omitido o símbolo ($\bar{\cdot}$). Qualquer variável será referente a um valor médio, a não ser que expressamente afirmado o contrário.

2.4 Topologias de conversores modulares multiníveis

A estrutura mais conhecida de conversor modular multinível proposta consiste num conversor CA/CC com estrutura do tipo dupla estrela (vide Subseção 2.4.1) [95], publicada no *Institute of Electrical and Electronic Engineers* (IEEE) por Lesnicar e Marquardt em 2003 [48]. No entanto, se considerado que um MMC é qualquer conversor composto principalmente por braços, como definidos anteriormente, outras topologias já haviam sido propostas previamente para compensação de reativos [96], cujas estruturas foram classificadas em [95] como estrela simples e delta simples. A grande diferença entre as duas proposições é o número de portas através das quais o conversor se conecta ao resto do circuito. Uma porta é definida como a interface entre o conversor e um sistema elétrico, CC ou CA com qualquer número de fases. Assim, pode-se definir uma primeira classificação dos conversores modulares em duas categorias:

- **MMCs com uma porta** - São conversores que possuem apenas uma porta CA, geralmente trifásica, destinados primariamente à compensação de reativos em sistemas de média tensão [96–98]. Usualmente são compostos por três braços, conectados através de indutores, numa estrutura delta ou estrela.
- **MMCs com duas portas** - Estes conversores possuem a função primária de transferir

potência ativa entre duas portas, que geralmente operam com frequências distintas, mas com níveis de tensão similares. O número de fases também pode ser distinto entre uma porta e outra. Os braços interligam fases de uma porta do conversor com fases da outra através de indutores de braço. Uma das portas pode ser CC, como no conversor CA/CC apresentado na Figura 2.7.

Conversores modulares com mais de duas portas não são usuais, visto que as frequências das portas devem ser diferentes, como será apresentado adiante. No entanto, sistemas multiportas compostos por vários MMCs de duas portas conectados a um único barramento, CC ou CA, já são estudados [99–101], principalmente para aplicações de transmissão HVDC multiportas ou integração de sistemas de geração renovável e de armazenamento com a rede.

A seguir são apresentadas as principais topologias de conversores modulares multiníveis de duas portas já propostos na literatura.

2.4.1 O conversor CA/CC

A Figura 2.7 apresenta a primeira topologia de MMC com duas portas proposta em conferência do IEEE em 2003 [48]. É composta por seis braços iguais, estes formados por submódulos do tipo SM-HB, e seis indutores de interconexão L_b , denominados indutores de braço. Em [48], a necessidade de utilização dos indutores de braço não foi comentada, embora, atualmente, todos trabalhos referentes ao MMC funcionando sob o modo de operação originalmente proposto apresentem indutores de braço. A principal função destes é limitar as correntes de alta frequência que surgem quando a soma das tensões dos braços de uma fase é instantaneamente diferente da soma das tensões de outro braço. Os indutores de braço apareceram primeiramente da versão CA/CA do conversor [102, 103], enquanto que no conversor CA/CC só aparecem na literatura em 2008 [104, 105].

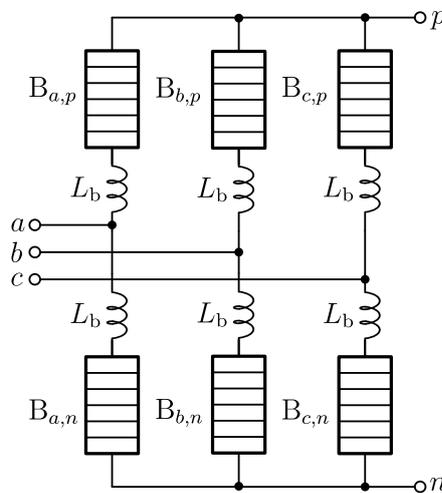


Figura 2.7 – Topologia do primeiro MMC CA/CC proposto [48].

A principal aplicação deste conversor dá-se em sistemas de HVDC. O primeiro projeto a utilizar esta topologia em estações de transmissão CC foi o *Trans Bay Cable*, que tornou-se operacional em 2010 [106], oito anos após a publicação da patente do conversor [78]. Além das vantagens já discutidas relativas à utilização de células em série, formando braços, outra vantagem deste conversor, especialmente em sistemas de transmissão, é a não utilização de capacitor diretamente conectado ao barramento CC, o que diminui consideravelmente o pico da corrente de falta em caso de curto-circuito na porta CC. Nestas aplicações, os indutores de braço são dimensionados de modo a limitar o crescimento destas correntes levando-se em consideração o atraso do sistema de proteção [107]. Outra aplicação do conversor é no acionamento de máquinas de média tensão [52, 108, 109], segmento no qual pelo menos duas empresas já comercializam sistemas baseados nesta topologia [53, 54].

Quando submódulos do tipo SM-HB são utilizados na composição dos braços, e uma modulação *Pulse Width Modulation* (PWM) do tipo *Phase Shift* (PS) é utilizada, o conversor poderá gerar $N + 1$ ou $2N + 1$ níveis de tensão na porta CA, dependendo da fase entre as portadoras dos braços positivos e negativos [94, 110].

2.4.2 O conversor CA/CA direto

A ideia da conversão direta CA/CA remonta ao início da década de 1980, com as primeiras proposições dos conversores matriciais por Alesina e Venturini [111]. Curiosamente, os autores também propõem a utilização de conversores em série, numa configuração similar a um braço composto por SMs-HB. Contudo, fontes de tensão são utilizadas no lugar dos capacitores, sendo mais provável que os autores se referiam a um funcionamento similar ao conversor CHB, com fontes de alimentação individuais. O conversor matricial multinível é proposto em [112], que pode ser considerado um conversor modular, mas com correntes comutadas de braço, por não possuir indutores em série com os mesmos. A versão monofásica do conversor modular multinível CA/CA direto, também chamado de *Modular Multilevel Matrix Converter* (MMMC), foi proposto em [50]. Como mencionado, a utilização explícita de indutores de braço não foi reportada, estes aparecendo explicitamente em [102, 103]. A versão trifásica do MMMC, como mostrado na Figura 2.8, é primeiramente apresentado em [113]. A aplicação deste conversor em um sistema de acionamento de máquinas para operação em baixa frequência é proposta em [114].

Dada a necessidade do braço gerar tensões positivas e negativas, o SM-FB é o submódulo mais empregado neste conversor.

2.4.3 O conversor CA/CA direto reduzido - *Hexverter*

O *hexverter*, primeiramente proposto em [115], pode ser entendido como uma versão reduzida do MMC CA/CA direto, no qual apenas o número mínimo de braços é utilizado. A Figura 2.9 apresenta a estrutura do conversor, composta por seis braços e seis indutores L_b .

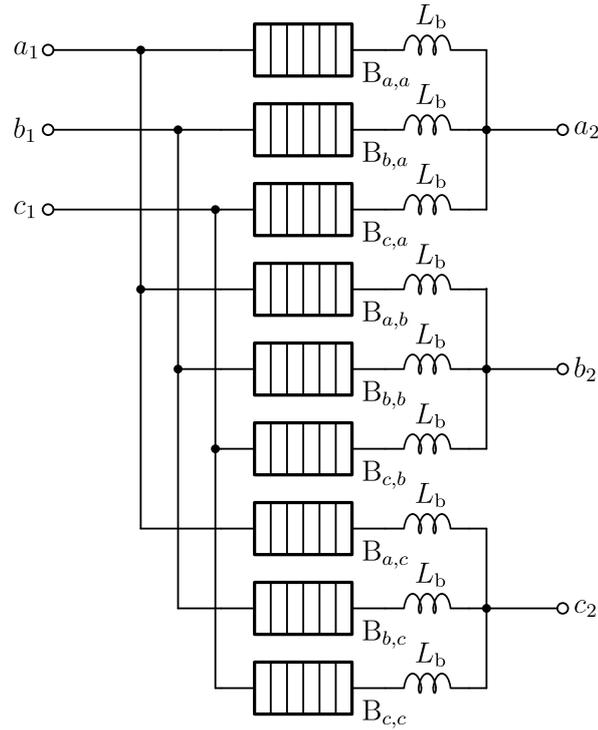


Figura 2.8 – Estrutura do MMC CA/CA direto.

Devido à redução de nove para seis braços, quando comparada com a topologia anterior, a os esforços de corrente neste conversor são maiores, já que a corrente de cada fase divide-se entre dois braços, em vez de três. Além disso, correntes internas adicionais são necessárias para manter o equilíbrio das tensões quando este opera com potência reativa numa porta ou nas duas [116]. De forma contrária ao que acontece com o MMC CA/CC, que apresentam maior ondulação de tensão quando operando em baixas frequências, os conversores diretos têm maior ondulação de energia quando operando em frequências próximas ou iguais, de modo que a operação nestas condições não é recomendada [116].

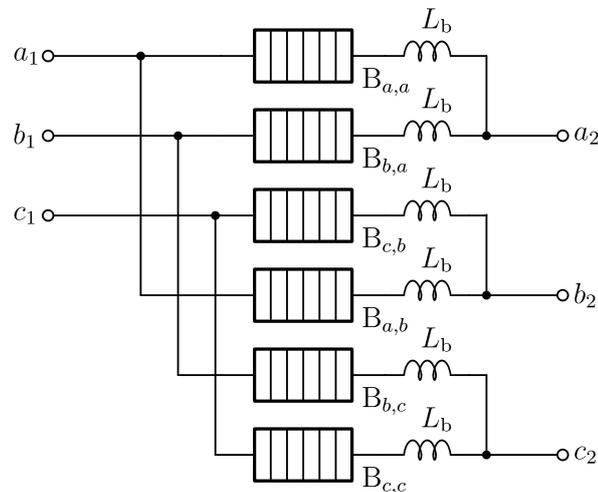


Figura 2.9 – Estrutura do MMC CA/CA reduzido (*Hexverer*).

Contudo, quando as frequências são muito diferentes, os conversores diretos são, em geral, a melhor escolha, devido, principalmente, à menor ondulação de energia [117].

2.4.4 O conversor CA/CA indireto

Embora não seja uma topologia por si só, mas uma conexão *back-to-back* de dois conversores MMC CA/CC iguais, como apresentado na Figura 2.10, o assim chamado conversor CA/CA indireto é usualmente comparado com os conversores diretos [114, 116, 118–120]. Considerada a operação normal, sem circulação de correntes adicionais, ou seja, que as correntes que circulam nos braços são apenas composições das correntes das portas, o conversor indireto possui menos esforços de corrente, requerendo uma menor área de silício, muito embora tenha um número maior de braços. Por outro lado, a quantidade de energia armazenada necessária pode ser muito maior se pelo menos uma das portas opera em baixa frequência e nenhuma técnica de controle que minimize a ondulação de energia é utilizada. Se empregadas, estas técnicas aumentam as perdas do conversor.

Uma vantagem deste tipo de configuração é a existência de um barramento CC comum, o que possibilita a conexão de vários conversores, formando um sistema multiporta. Num sistema de acionamento para múltiplas máquinas, por exemplo, poder-se-ia ter apenas um retificador e mais de um inversor conectado ao mesmo barramento.

2.5 Estrutura generalizada e princípio de funcionamento

A análise apresentada aqui é destinada aos conversores de duas portas, por terem maior número de aplicações e maior variabilidade com relação às suas estruturas. A Figura 2.11 apresenta uma representação generalizada do MMC. A porta 1 do conversor, à esquerda, possui F fases, e a tensão em cada uma delas é representada por $v_{j,1}$, onde $j \in \{1, \dots, F\}$. A porta 2, à direita, possui H fases, e a tensão em cada uma é representada por $v_{k,2}$, onde $k \in \{1, \dots, H\}$. As correntes em cada porta, $i_{j,1}$ e $i_{k,2}$, são definidas similarmente.

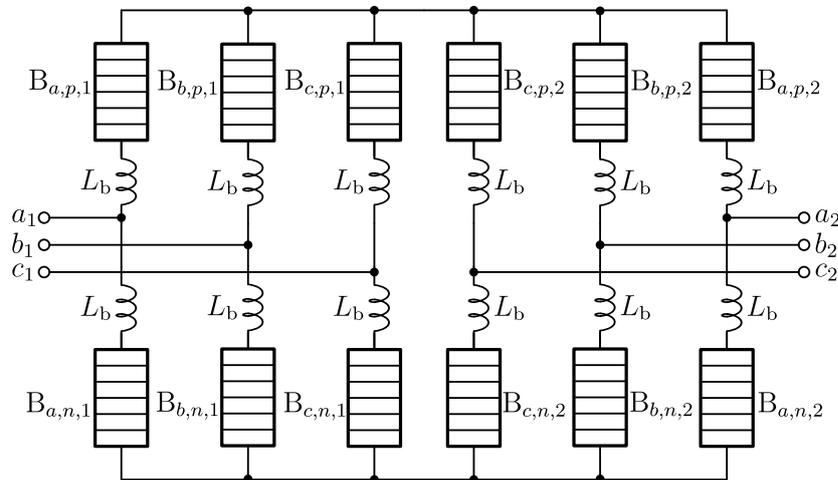


Figura 2.10 – Estrutura generalizada do MMC.

Cada uma das fases da porta 1 é conectada através de um braço, $B_{j,k}$, e um indutor de braço, L_b , em série, a uma fase da porta 2, resultando num número total de braços $N_b = FH$. Considerando sistemas senoidais com qualquer número de conexões maior ou igual a 2, tensões e correntes na porta 1 são dadas por

$$v_{j,1} = \hat{V}_1 \cos \left(\omega_1 t - \frac{j-1}{F} 2\pi \right) \quad (2.15)$$

$$i_{j,1} = \hat{I}_1 \cos \left(\omega_1 t - \frac{j-1}{F} 2\pi + \phi_1 \right), \quad (2.16)$$

enquanto na porta 2, estas variáveis são definidas com

$$v_{k,2} = \hat{V}_2 \cos \left(\omega_2 t - \frac{k-1}{H} 2\pi + \varphi \right) \quad (2.17)$$

$$i_{k,2} = \hat{I}_2 \cos \left(\omega_2 t - \frac{k-1}{H} 2\pi + \varphi + \phi_2 \right), \quad (2.18)$$

onde φ representa a defasagem entre as tensões das fases 1 da porta 1 e da porta 2, ϕ_1 e ϕ_2 são os ângulos entre tensões e correntes de cada uma das portas.

Os resistores em linha descontinua presentes na Figura 2.11 apenas representam que a tensão de modo comum, v_{cm} , é a média das tensões da porta 2 com relação ao terra, que é definido como sendo o ponto central das tensões da porta 1. Numa aplicação real, a carga pode ser de qualquer natureza, embora aqui apenas tensões e correntes senoidais são consideradas.

2.5.1 Número de correntes controláveis

A estrutura genérica do MMC apresentada na Figura 2.11 possui FH indutores. Contudo, dada a restrição do circuito

$$\sum_{j,k} i_{b_{j,k}} = 0, \quad (2.19)$$

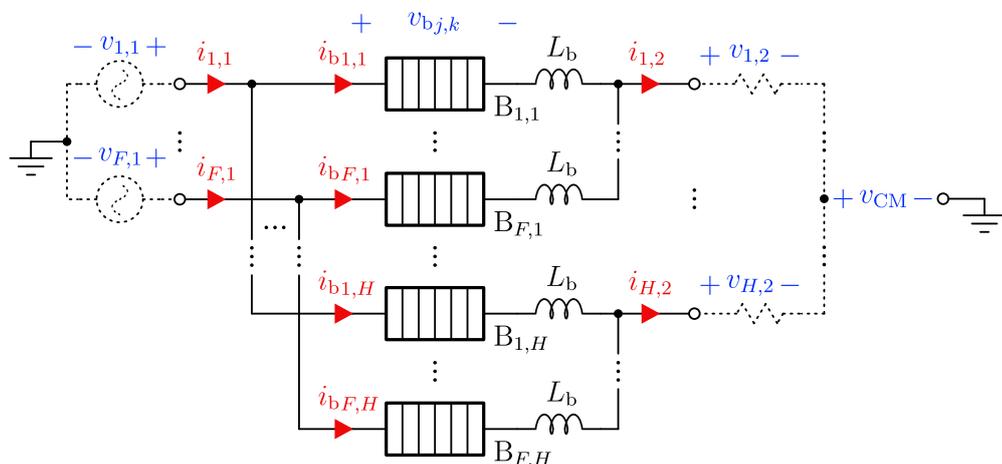


Figura 2.11 – Estrutura generalizada do MMC.

uma das correntes de braço, ou combinação destas, é dependente, sendo possível controlar independentemente apenas $FH - 1$ correntes. Este resultado também pode ser encontrado calculando-se o número de malhas independentes do circuito, dado por $N_i = N_e - N_n + 1$, onde N_e é o número de elementos do circuito e N_n é o número de nós.

Considerando como um elemento só a conexão série de um braço e um indutor de braço, o número total de elementos do circuito da Figura 2.11 é composto por FH braços, F elementos conectados à porta 1 e H elementos conectados à porta 2, totalizando $N_e = FH + F + H$ elementos. O número total de nós do circuito, considerando a conexão em estrela apresentada, vale $N_n = F + H + 2$. Assim, o número total de malhas ou correntes independentes no circuito vale $N_i = N_e - N_n + 1 = FH - 1$. Já que o número de correntes independentes que flui em uma porta conectada a N_c fios vale $N_c - 1$, o número total de correntes independentes fluindo nas duas portas do conversor MMC vale $N_{ip} = F + H - 2$. As outras $N_{ic} = FH - F - H + 1$ correntes independentes são chamadas correntes de circulação e fluem internamente ao conversor.

As correntes de circulação provêm graus de liberdade adicionais ao controle do conversor, e podem ser utilizadas para diversas finalidades, como otimização de perdas [121], balanceamento das energias armazenadas nos braços [60, 122] e redução da ondulação de tensão nos capacitores [123, 124]. Se não há o desejo do uso das correntes de circulação para finalidade específica, usualmente estas são suprimidas através de malhas de controle adequadas [125–128], evitando o aumento das perdas do conversor e possíveis ressonâncias [94].

A Tabela 2.1 apresenta o número de correntes independentes para diferentes combinações de números de fases do MMC. Embora o *Hexverter* não possa ser derivado a partir da estrutura genérica apresentada, por possuir um número reduzido de braços, ele foi incluído para efeito de comparação. A tabela também inclui conversores de

Tabela 2.1 – Número de correntes independentes para algumas configurações de MMC.

	F	H	N_{ip}	N_{ic}
MMC CC/CA (Figura 2.7)	2	3	3	2
MMC CA/CA (Figura 2.8)	3	3	4	4
<i>Hexverter</i> (Figura 2.9)	3	3	4	1
MMC CA-3f/CA-5f	3	5	6	8
MMC CA-3f/CA-6f	3	6	7	10

Pode-se definir uma corrente de fase j da porta 1 do conversor MMC genérico, em função das correntes de braço, como sendo a soma daquelas conectadas à fase em questão e que retornam ao sistema conectado à porta 1 através de todos os outros braços, exceto

aqueles conectados a fase j . De forma similar pode-se definir as correntes da porta 2, logo,

$$i_{j,1} = \frac{1}{2} \left(\sum_{k=1}^H i_{b_j,k} - \sum_{\substack{x=1 \\ x \neq j}}^F \sum_{k=1}^H i_{b_x,k} \right) \quad (2.20)$$

$$i_{k,2} = \frac{1}{2} \left(\sum_{j=1}^F i_{b_j,k} - \sum_{\substack{x=1 \\ x \neq k}}^H \sum_{j=1}^F i_{b_j,x} \right). \quad (2.21)$$

Cada corrente de braço pode ser escrita como uma combinação das correntes das duas portas e da corrente de circulação daquele braço, aqui definida como sendo qualquer corrente que venha a desviar da simetria as divisões das correntes das portas entre os braços¹, ou seja,

$$i_{c_j,k} = i_{b_j,k} - \frac{i_{j,1}}{H} - \frac{i_{k,2}}{F}. \quad (2.22)$$

Como já discutido, apenas uma parcela das correntes de circulação definidas em (2.22) são independentes. As seguintes restrições são consequências da definição de que correntes de circulação circulam apenas internamente ao conversor.

$$\sum_{j=1}^F i_{c_j,k} = 0 \quad \text{para } k \in \{1, \dots, H\} \quad (2.23)$$

$$\sum_{k=1}^H i_{c_j,k} = 0 \quad \text{para } j \in \{1, \dots, F\}. \quad (2.24)$$

Destas $H + F$ restrições, conclui-se que uma é redundante, combinação de outras, uma vez que HF correntes de circulação foram definidas em (2.22), e $N_{ic} = FH - F - H + 1$. Por exemplo, para o conversor MMC CC/CA, considerando que a porta 1 (à esquerda na Figura 2.11) é a porta CC, obtém-se as restrições

$$i_{c1,1} + i_{c1,2} + i_{c1,3} = 0 \quad (2.25)$$

$$i_{c2,1} + i_{c2,2} + i_{c2,3} = 0 \quad (2.26)$$

$$i_{c1,1} + i_{c2,1} = 0 \quad (2.27)$$

$$i_{c1,2} + i_{c2,2} = 0 \quad (2.28)$$

$$i_{c1,3} + i_{c2,3} = 0. \quad (2.29)$$

Percebe-se que a soma das duas primeiras equações é igual à soma das últimas três. Assim, de fato existem quatro restrições, sobrando, das seis correntes de circulação definidas em (2.22), apenas duas correntes de circulação independentes.

¹Esta é a definição normalmente utilizada na análise dos diferentes tipos de MMC, mas generalizada neste trabalho.

2.5.2 Dinâmica das correntes

Da análise do circuito generalizado do MMC, conclui-se que a corrente no braço de índice j, k tem sua dinâmica imposta pela equação

$$L_b \frac{di_{b_{j,k}}}{dt} = v_{j,1} - v_{k,2} - v_{cm} - v_{b_{j,k}}. \quad (2.30)$$

Considerando-se as tensões equilibradas definidas em (2.15) e (2.17), ainda da análise do circuito, a tensão de modo comum vale $v_{cm} = \frac{1}{HF} \sum_{j,k} v_{b_{j,k}}$. Logo, pode-se reescrever (2.30) como

$$L_b \frac{di_{b_{j,k}}}{dt} = v_{j,1} - v_{k,2} - \left(v_{b_{j,k}} + \frac{1}{HF} \sum_{j,k} v_{b_{j,k}} \right). \quad (2.31)$$

Percebe-se que a tensão gerada por um braço influencia todas as correntes do conversor. Os esquemas de controle das correntes do MMC usualmente empregam transformações de variáveis que resultam em $NF - 1$ sistemas desacoplados, possibilitando o uso de controladores simples. É usual também o uso de sistemas em cascata, no qual malhas de controle que regulam o valor médio das tensões dos capacitores – ou o valor médio das energias – geram referências para as malhas de controle das correntes [60, 129]. O termo “médio” é aqui usado para designar o valor médio referente ao período da ondulação de energia, e não ao período de comutação dos interruptores. A tensão de modo comum v_{cm} é outro grau de liberdade explorado na minimização da ondulação de tensão dos capacitores, como por exemplo em [130].

2.5.3 Energia armazenada nos braços

O principal requisito para o funcionamento do MMC é a inexistência de componente de potência constante sendo absorvida pelo braço, uma vez que este pode armazenar apenas uma quantidade finita de energia. Ou seja, desconsiderando-se as perdas inerentes à realização física do conversor, têm-se

$$\bar{p}_{B_{j,k}} = \int_{t-T_b}^t v_{b_{j,k}} i_{b_{j,k}} d\tau = 0, \quad (2.32)$$

onde T_b representa o período de $p_{b_{j,k}}$, a potência instantânea absorvida pelo braço j, k .

Antes de continuar a análise, apresenta-se necessário definir um modo de funcionamento para o conversor. Por simplicidade será considerado que o conversor opera sem correntes de circulação, ou seja,

$$i_{b_{j,k}} = \frac{i_{j,1}}{H} + \frac{i_{k,2}}{F}. \quad (2.33)$$

Considera-se ainda que todas as correntes do conversor são controladas. As correntes das portas seguem referências senoidais, como representado em (2.16) e (2.18). As correntes de circulação seguem referências nulas.

Os indutores L_b possuem a principal finalidade de limitar as correntes de alta frequência, geradas pela diferença instantânea das tensões geradas pelos braços. Portanto,

em geral, possuem reatância significativa apenas em frequências iguais e maiores que a frequência de comutação². As quedas de tensão sobre estes referentes às frequências ω_1 e ω_2 podem ser desprezadas. Considerando-se também que o processo de controle e modulação não gera tensão de modo comum de baixa frequência, pode-se, da mesma forma, desprezar o termo v_{cm} , resultando em

$$v_{b,j,k} = v_{j,1} - v_{k,2}. \quad (2.34)$$

Dadas estas considerações e substituindo-se as equações (2.15) à (2.18) em (2.33) e (2.34), calcula-se a potência instantânea absorvida pelo braço de índice j, k através do produto destas duas últimas equações, resultando em cinco termos, cada um correspondente a uma frequência,

$$p_{b,j,k} = p_{b,j,k0} + p_{b,j,k1} + p_{b,j,k2} + p_{b,j,k3} + p_{b,j,k4}. \quad (2.35)$$

Cada um dos termos que compõem $p_{b,j,k}$ é desenvolvido no apêndice B, no qual encontra-se que

$$p_{b,j,k0} = \frac{\hat{V}_1 \hat{I}_1}{2H} \cos(\phi_1) - \frac{\hat{V}_2 \hat{I}_2}{2F} \cos(\phi_2) \quad (2.36)$$

$$p_{b,j,k1} = \frac{\hat{V}_1 \hat{I}_1}{2H} \cos\left(2\omega_1 t - \frac{j-1}{F} 4\pi + \phi_1\right) \quad (2.37)$$

$$p_{b,j,k2} = -\frac{\hat{V}_2 \hat{I}_2}{2F} \cos\left(2\omega_2 t - \frac{k-1}{F} 4\pi + \phi_2\right) \quad (2.38)$$

$$p_{b,j,k3} = P_{b,j,k3} \cos(\omega_3 t + \gamma_{j,k3}) \quad (2.39)$$

$$p_{b,j,k4} = P_{b,j,k4} \cos(\omega_4 t + \gamma_{j,k4}), \quad (2.40)$$

onde as amplitudes $P_{b,j,k3}$ e $P_{b,j,k4}$ e as fases $\gamma_{j,k3}$ e $\gamma_{j,k4}$ podem ser vistas no referido apêndice. As frequências ω_3 e ω_4 correspondem à soma e a diferença das frequências das portas, $\omega_3 = \omega_1 + \omega_2$ e $\omega_4 = \omega_1 - \omega_2$.

O termo $p_{b,j,k0}$, quando ambas as frequências são diferentes de zero, equivale ao valor médio da potência absorvida pelo braço j, k , e, como já explicado, deve ser nulo para que o conversor opere adequadamente. Assim, no caso do conversor CA/CA direto, o balanço entre as potências de entrada e saída ocorre para a seguinte relação entre as amplitudes das correntes:

$$\frac{\hat{I}_1}{\hat{I}_2} = \frac{\hat{V}_2 H \cos(\phi_2)}{\hat{V}_1 F \cos(\phi_1)}. \quad (2.41)$$

O termo $p_{b,j,k1}$ é referente a uma ondulação de potência com o dobro da frequência da porta 1, $p_{b,j,k2}$ refere-se a uma componente com o dobro da frequência da porta 2, e os termos $p_{b,j,k3}$ e $p_{b,j,k4}$ correspondem às ondulações cujas frequências são a soma e a diferença das

²Contudo, aplicações em HVDC que utilizam o SM-HB usualmente requerem que os indutores de braço sejam dimensionados levando-se em consideração também a limitação da corrente na porta CC em caso de curto-circuito, resultando em reatâncias bem mais elevadas que as necessárias para limitar as correntes de alta frequência

frequências das portas, respectivamente. A energia armazenada no braço j, k é encontrada com

$$e_{b,j,k} = E + \sum_{y=1}^4 \int P_{b,j,ky} \cos(\omega_y t + \gamma_{j,ky}) dt \quad (2.42)$$

$$e_{b,j,k} = E + \sum_{y=1}^4 \frac{P_{b,j,ky}}{\omega_y} \text{sen}(\omega_y t + \gamma_{j,ky}), \quad (2.43)$$

onde E é o valor da energia média armazenada no braço. Usualmente, existirá uma malha de controle que forçará E a seguir um valor constante, diretamente, se a energia armazenada no braço é controlada, ou indiretamente, se a tensão média do capacitor equivalente do braço é controlada. Neste último caso, se a ondulação de tensão é pequena, E pode ser aproximado com $E \approx \frac{1}{2} CV_C^2$.

De (2.43), percebe-se que a ondulação da energia armazenada no braço, consequentemente, da tensão também, aumenta se componentes de potência de baixa frequência estão presentes. Assim, quando uma das portas possui frequência baixa, para o modo de operação apresentado, ou seja, com a corrente de cada fase se dividindo igualmente entre os braços aos quais se conecta, há a necessidade de uma maior capacidade de armazenamento de energia para que as tensões máxima e mínima se mantenham dentro de uma faixa apropriada. Uma solução para operação com frequência baixa em uma das portas consiste em distribuir as correntes de maior frequência de maneira desigual entre os braços conectados à porta correspondente, de forma a modular a amplitude das correntes de maior frequência com as de menor frequência, deslocando a ondulação de tensão nos capacitores para uma frequência maior [114].

Em conjunto com correntes de circulação, a utilização de tensão de modo comum alternada, ambas com mesma frequência, torna possível a troca de energia entre os braços do conversor numa frequência maior que as das portas, permitindo reduzir as ondulações de energia quando as frequências das portas são próximas, tanto no caso do MMC CA/CA [131], quanto no caso do MMC CC/CA [52].

A ondulação de energia do MMC CC/CA e as técnicas de mitigação destas serão estudadas em mais detalhes no capítulo 6.

2.6 Funcionamento do MMC CC/CA trifásico

Esta seção tem como objetivo apresentar o funcionamento e a modelagem do MMC CC/CA trifásico, conversor escolhido como tema principal deste trabalho. A Figura 2.12 apresenta os elementos principais que formam um sistema de conversão CC/CA. Além dos elementos presentes na estrutura genérica apresentada na Figura 2.11, foram adicionados o indutor de filtro da porta CC, L_{cc} e os indutores de filtro da porta CA, L_f , além de suas respectivas resistências equivalentes. Estes não são estritamente necessários para o funcionamento do conversor, uma vez que os indutores de braço já agem no sentido de

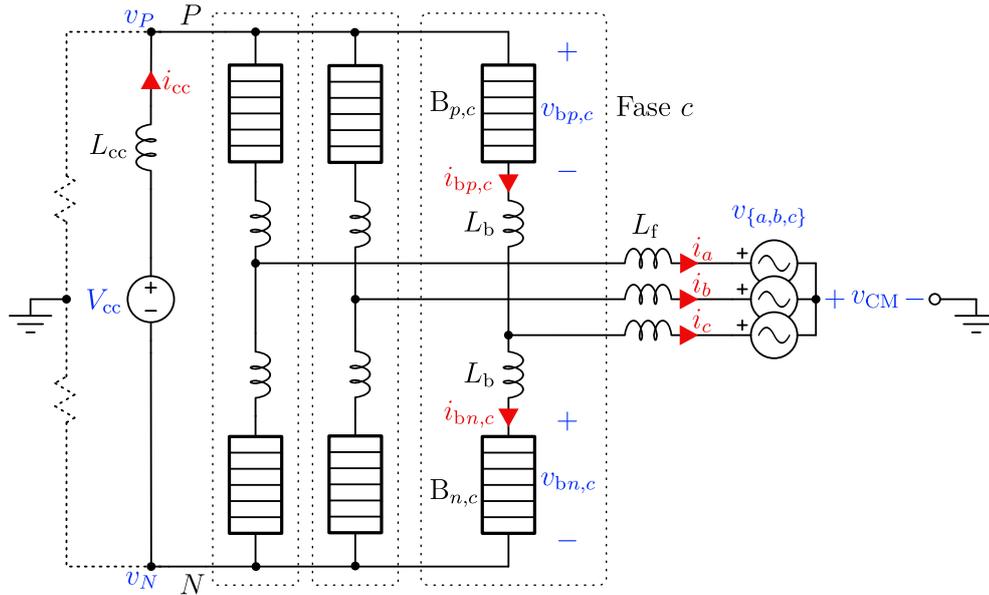


Figura 2.12 – Representação de um MMC CC/CA trifásico.

filtrar a corrente nas portas. Contudo, em aplicações onde há conexão direta a uma rede de distribuição e o número de níveis do conversor não é muito alto, pode ser necessário o uso de filtragem adicional para que haja conformidade com as normas relativas à injeção de harmônicos/ruído eletromagnético na rede. Em um cenário onde a porta CA está conectada a uma máquina, não haveria necessidade do uso de filtros, uma vez que a própria indutância da máquina já é grande o suficiente para garantir uma distorção mínima nas correntes.

Com o objetivo de obter maior simplicidade e manter a conformidade com as definições mais usuais na literatura, optou-se pelas seguintes mudanças com relação ao modelo genérico:

- No modelo genérico definiu-se F correntes para a porta 1. Diferentemente de um sistema multifásico, quando há apenas duas conexões, ou seja, um sistema monofásico, torna-se mais intuitivo definir apenas uma corrente, diminuindo também o número de equações. Assim, utiliza-se apenas a corrente i_{cc} para a porta CC.
- Em vez de valores numéricos, os índices $j \in \{p, n\}$ são usados como referência a elementos da porta CC, enquanto os índices $k \in \{a, b, c\}$ são utilizados como referência a elementos da porta CA. Os braços conectados ao nó P serão chamados braços positivos, enquanto aqueles conectados ao nó N serão chamados braços negativos.
- As correntes e tensões geradas pelos braços negativos possuem um sentido contrário aos definidos no modelo genérico, ainda com o motivo de manter uma conformidade e permitir uma modelagem mais compreensiva.
- Como esta topologia possui apenas uma fonte na porta 1, o ponto utilizado como

referências para a tensão do circuito é representado de maneira diferente daquela da Figura 2.11, através dos resistores pontilhados na Figura 2.12. O resultado é similar ao modelo genérico, $v_P + v_N = 0$.

Considerando-se tensões alternadas equilibradas e controladores ideais, tensões e correntes na porta CA do conversor são dadas por

$$v_k = \hat{V} \cos(\omega t + \alpha_k) \quad (2.44)$$

$$i_k = \hat{I} \cos(\omega t + \alpha_k + \phi), \quad (2.45)$$

onde $\alpha_a = 0$, $\alpha_b = -2\pi/3$ e $\alpha_c = 2\pi/3$.

Com o intuito de generalização, introduz-se os valores normalizados do valor de pico-a-pico da tensão da porta CA e da porta CC [94],

$$M = \frac{2\hat{V}}{V_C} \quad (2.46)$$

$$G = \frac{V_{cc}}{V_C}. \quad (2.47)$$

As faixas de tensão possíveis de serem geradas pelo conversor dependem, se as ondulações de tensão são desconsideradas, exclusivamente das tensões dos capacitores e da topologia do submódulo empregado. Para o SM-HB, por exemplo, uma vez que não pode gerar tensões negativas nem maiores que V_C , têm-se as seguintes restrições

$$\frac{G}{2} + \frac{M}{2} < 1 \quad (2.48)$$

$$\frac{G}{2} - \frac{M}{2} > 0 \quad (2.49)$$

Destas equações infere-se que uma maior faixa de variação da tensão da porta CA é possível se o conversor opera com $G = 1$ [94], ou seja, $V_C = V_{cc}$. Este é normalmente o ponto de operação escolhido na quase totalidade dos trabalhos publicados. Contudo, quando as ondulações de tensão são consideradas, a região de operação do conversor pode ser estendida ou comprimida, dependendo, principalmente, de ϕ [132].

2.6.1 Operação sem correntes de circulação

Um dos esquemas mais básicos empregados no controle do MMC consiste na supressão das correntes de circulação alternadas [126–128, 133]. Quando não controladas, as correntes de circulação podem aumentar as perdas do conversor, bem como instabilizá-lo devido à ressonâncias, dependendo da frequência de operação e dos valores de L_b e C_{SM} escolhidos. Esta seção apresenta as formas de onda teóricas esperadas de um MMC operando com controle de todas as correntes e com referências adequadas que permitam o balanço de energia no conversor.

Assim como na análise generalizada, considerando-se uma tensão de modo comum nula e negligenciando-se as quedas de tensão sobre os indutores, as tensões normalizadas

sobre os braços positivos e negativos são dadas por

$$v'_{bp,k} = \frac{G}{2} - \frac{M}{2} \cos(\omega t + \alpha_k) \quad (2.50)$$

$$v'_{bn,k} = \frac{G}{2} + \frac{M}{2} \cos(\omega t + \alpha_k). \quad (2.51)$$

Definindo-se um valor de base para a normalização das correntes como sendo o valor de pico da corrente CA, \hat{I} , e considerando-se a operação sem correntes de circulação definida em (2.33), ou seja, que a corrente de cada fase de cada porta divide-se igualmente entre os braços a ela conectados, têm-se

$$i'_{bp,k} = \frac{1}{3}i'_{cc} + \frac{1}{2} \cos(\omega t + \alpha_k + \phi) \quad (2.52)$$

$$i'_{bn,k} = \frac{1}{3}i'_{cc} - \frac{1}{2} \cos(\omega t + \alpha_k + \phi). \quad (2.53)$$

Do balanço de potência do conversor, desconsiderando-se qualquer perda, encontra-se a relação entre a corrente CC e o valor de pico das correntes CA,

$$i'_{cc} = \frac{3M}{4G} \cos \phi. \quad (2.54)$$

A Figura 2.13 apresenta as principais formas de onda normalizadas teóricas obtidas para $G = 1$, $M = 0,92$ e $\cos \phi = 0,85$ atrasado.

2.6.2 Ondulação de energia

Uma das características mais críticas do MMC é a quantidade de energia que precisa ser armazenada nos capacitores dos submódulos do conversor. Uma vez que estes absorvem uma ondulação de potência de baixa frequência, resultado do produto das tensões e correntes de braço, os picos de energia acumulados/fornecidos são altos, e para que os níveis de tensão mantenham-se em níveis que permitam o funcionamento do conversor, um grande valor de capacitância é necessário.

Uma vez integrado o produto entre $v'_{bp,k}$ e $i'_{bp,k}$, encontra-se que a ondulação de energia no braço positivo k , normalizada com relação a $V_C \hat{I} / \omega$, vale

$$\Delta e'_{p,k} = \frac{G}{4} \cos(\omega t + \alpha_k) \sin(\phi) + \frac{2G^2 - M^2}{8G} \sin(\omega t + \alpha_k) \cos(\phi) - \frac{M}{16} \sin(2\omega t + 2\alpha_k + \phi). \quad (2.55)$$

Analogamente, pode-se encontrar a ondulação de energia do braço negativo k .

$$\Delta e'_{n,k} = -\frac{G}{4} \cos(\omega t + \alpha_k) \sin(\phi) - \frac{2G^2 - M^2}{8G} \sin(\omega t + \alpha_k) \cos(\phi) - \frac{M}{16} \sin(2\omega t + 2\alpha_k + \phi). \quad (2.56)$$

Os resultados estão de acordo com a análise genérica apresentada na Seção 2.5. Uma vez que a frequência de uma das portas é zero, espera-se encontrar apenas termos com a frequência da porta CA (ω_3 e ω_4) e com o dobro desta frequência ($2\omega_2$).

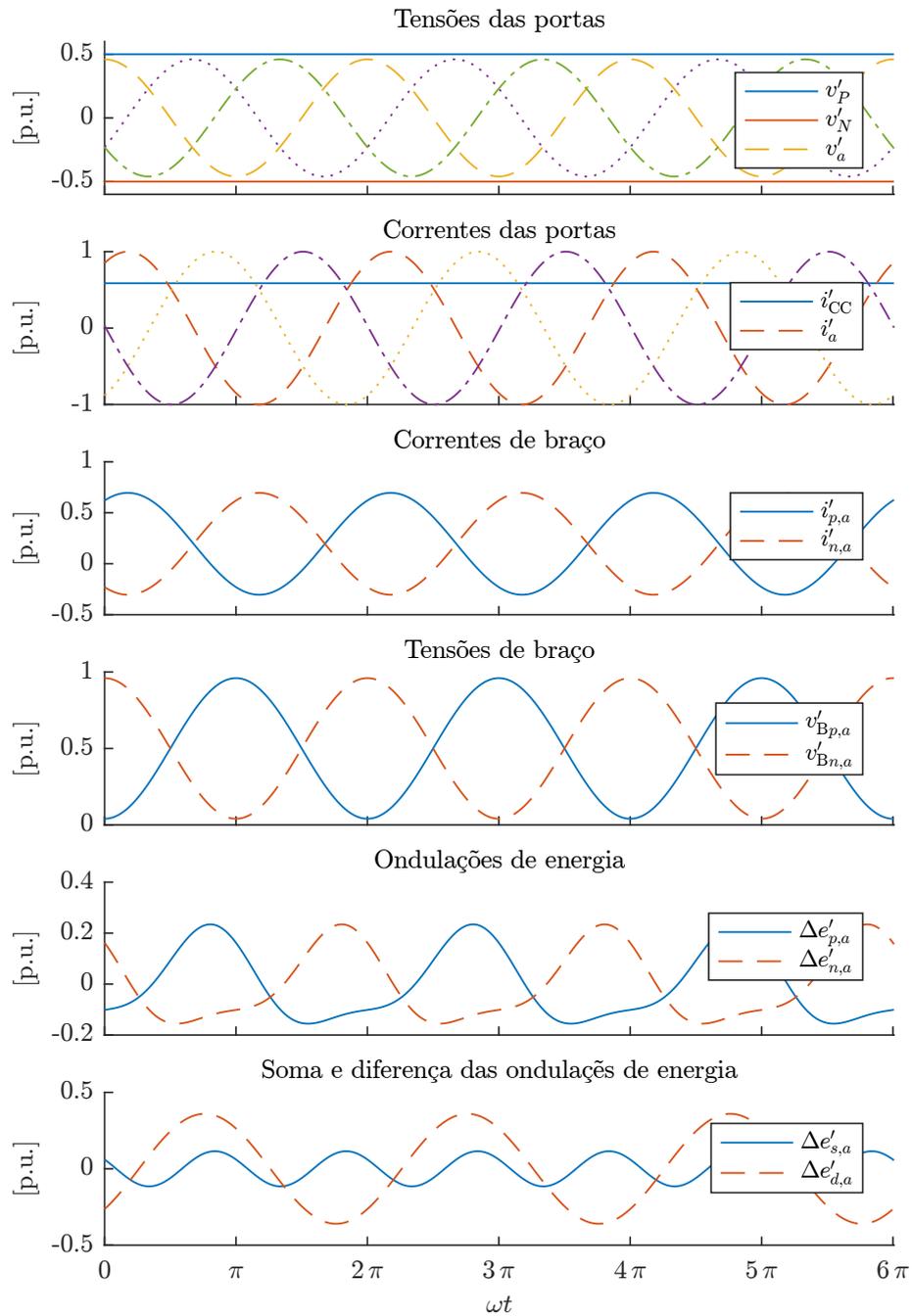


Figura 2.13 – Principais formas de onda normalizadas do conversor MMC para $G = 1$, $M = 0,92$ e $\cos \phi = 0,85$ atrasado.

A ondulação da energia armazenada na fase k , $\Delta e'_{s,k}$, é encontrada somando-se as equações (2.55) e (2.56),

$$\Delta e'_{s,k} = \Delta e'_{p,k} + \Delta e'_{n,k} \quad (2.57)$$

$$\Delta e'_{s,k} = -\frac{M}{8} \sin(2\omega t + 2\alpha_k + \phi) \quad (2.58)$$

resultando apenas nos termos referentes ao dobro da frequência da porta. A diferença entre a energia armazenada num braço positivo e num negativo,

$$\Delta e'_{d,k} = \Delta e'_{p,k} - \Delta e'_{n,k} \quad (2.59)$$

$$\Delta e'_{d,k} = \frac{G}{2} \cos(\omega t + \alpha_k) \sin(\phi) + \frac{2G^2 - M^2}{4G} \cos(\phi) \sin(\omega t + \alpha_k) \quad (2.60)$$

por outro lado, apresenta apenas os termos que possuem frequência fundamental. A Figura 2.13 ilustra as ondulações de energia para um caso hipotético.

Considerando que a amplitude da ondulação de energia é relativamente pequena em relação ao valor médio da energia armazenada, pode-se encontrar a ondulação de tensão nos capacitores através da relação linearizada $\Delta v_{Cj,k} = \frac{1}{V_C C} \Delta e_{j,k}$. Disto e de (2.55), resulta que

$$\Delta v_{Cj,k} = \frac{\hat{I}}{\omega C} \Delta e'_{j,k} \quad (2.61)$$

O valor pico-a-pico da ondulação de tensão pode ser encontrada através de $\max(\Delta e'_{j,k}) - \min(\Delta e'_{j,k})$, resultando em

$$\Delta V_C^{\text{pp}} = \frac{\hat{I}}{\omega C} \frac{[4G^2 - M^2 \cos^2(\phi)]^{\frac{3}{2}}}{16G^2} \quad (2.62)$$

Definindo-se a ondulação de tensão normalizada, ou o percentual de ondulação em relação ao valor médio da tensão no capacitor equivalente, $\Delta V_C^{\text{pp}'} = \Delta V_C^{\text{pp}}/V_C$, encontra-se a equação (2.63), que permite dimensionar a capacitância equivalente de braço que garante uma ondulação máxima de tensão em função de outros parâmetros e do ponto de operação do conversor.

$$C \geq \frac{\hat{I}}{\omega \Delta V_C^{\text{pp}'} V_C} \frac{[4G^2 - M^2 \cos^2(\phi)]^{\frac{3}{2}}}{16G^2}. \quad (2.63)$$

Vale salientar que esta equação é válida apenas para operação sem correntes de circulação e sem injeção de qualquer tensão de modo comum.

2.7 Conclusão

Este capítulo apresentou uma introdução aos conversores modulares multiníveis, e mais detalhadamente ao MMC CC/CA trifásico. As topologias principais de submódulos e conversores foram apresentadas em conjunto com suas principais aplicações. Dada a complexidade do conversor, é usual considerar um braço como um elemento mínimo na modelagem do sistema. Desprezando-se as possíveis diferenças de tensão entre os

capacitores dos submódulos é possível obter um modelo de braço com apenas uma variável de estado, tornando possível uma análise simplificada, mas eficiente, do conversor.

O capítulo também apresentou uma análise genérica dos conversores MMC, identificando quantas correntes de circulação existem nas topologias mais usuais e em topologias com número qualquer de fases. A análise das ondulações de energia presentes nos braços do conversor quando as correntes de circulação são suprimidas demonstram que estas tendem a crescer quando a frequência de operação em uma das portas é baixa, ou quando a diferença entre as frequências das portas é baixa. Isto requer modos de funcionamento diferentes que reduzam a ondulação de energia, permitindo a utilização de valores mais baixos de capacitância.

Capítulo 3

Modelagem

A primeira etapa no projeto dos controladores de corrente e energia do conversor é a obtenção de modelos dinâmicos para as plantas correspondentes. Este capítulo apresenta modelos contínuos base que serão utilizados tanto para obtenção das plantas discretas empregadas no projeto dos controladores, quanto para a obtenção de outros modelos que podem ser úteis no projeto tanto do circuito de potência e no sistema de controle do conversor, como modelo de regime permanente e modelos para simulação, incluindo estimação de perdas.

O modelo base desenvolvido nesta seção emprega o modelo médio de braço apresentado anteriormente na Seção 2.5. Uma das considerações, portanto, é que existe algum mecanismo de controle que mantém equilibradas as tensões dos capacitores de cada braço. Desconsidera-se também a alta frequência gerada pelos braços, importando apenas o valor médio dentro de um período de comutação que este gera. Por último, concentra-se todas as resistências presentes no braço, tais como as dos semicondutores, condutores utilizados para interconexão dos submódulos, indutores de braço e a *Equivalent Series Resistance* (ESR) dos capacitores inseridos no braço. Embora o número destes seja variante no tempo, com o objetivo de simplificação do modelo, considera-se apenas o valor médio aproximado da ESR total inserida. A Figura 3.1 apresenta do modelo do MMC adotado – Deste ponto em diante, a sigla MMC refere-se ao MMC CC/CA trifásico. Considera-se ainda as resistências dos indutores de filtro das portas do conversor.

As entradas do modelo são os seis sinais de modulação $m_{j,k}$, e no total existem onze variáveis de estado, as seis tensões equivalentes $v_{Cj,k}$, e cinco correntes independentes, duas correntes na porta CA, duas correntes de circulação e a corrente i_{cc} .

3.1 Modelagem das correntes

Esta seção apresenta o processo de obtenção de um modelo para as correntes das portas e internas do MMC. Os modelos finais são similares aos já propostos na literatura, em geral adaptados da versão monofásica [90] ou através da consideração de que a carga é conectada a quatro fios [134]. O processo de obtenção aqui apresentado já considera a estrutura trifásica desde o início. Da aplicação das leis das tensões de Kirchhoff ao circuito

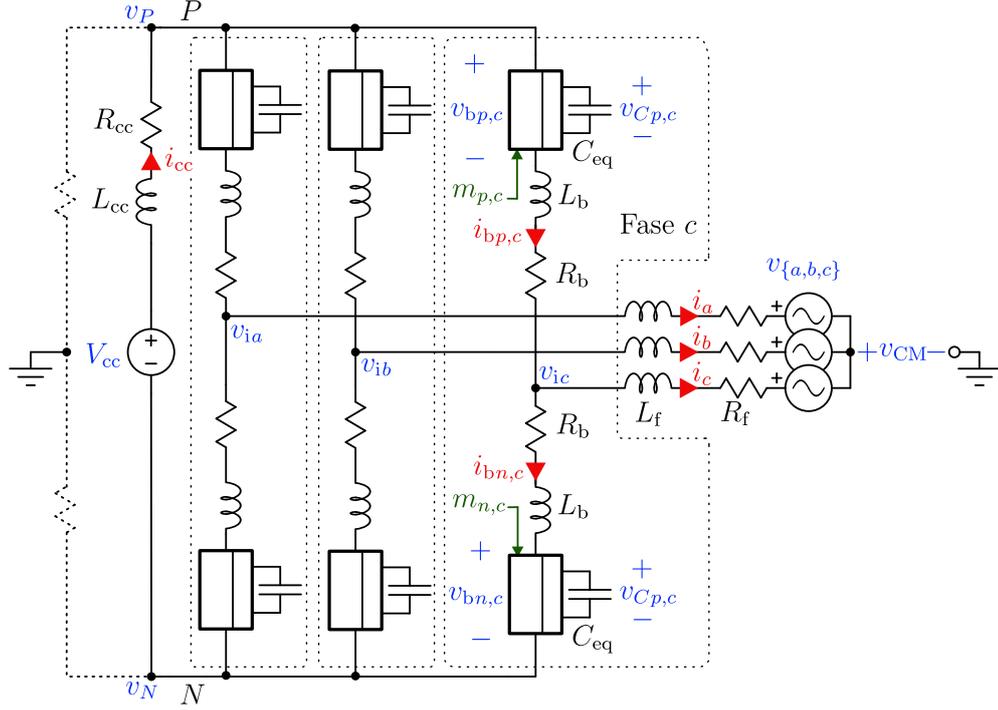


Figura 3.1 – Modelo do MMC empregando o modelo médio de braço.

da Figura 3.1, obtêm-se as cinco equações seguintes, onde $k \in \{a, b, c\}$.

$$v_P = v_{ik} + v_{bp,k} + L_b \frac{di_{bp,k}}{dt} + R_b i_{bp,k} \quad (3.1)$$

$$v_N = v_{ik} - v_{bn,k} - L_b \frac{di_{bn,k}}{dt} - R_b i_{bn,k} \quad (3.2)$$

$$v_{ik} = L_f \frac{di_k}{dt} + R_f i_k + v_k + v_{cm} \quad (3.3)$$

$$0 = V_{cc} - L_{cc} \frac{di_{cc}}{dt} - R_{cc} i_{cc} - v_P + v_N \quad (3.4)$$

$$0 = v_P + v_N. \quad (3.5)$$

Os resistores representados em pontilhado são fictícios, de mesmo valor, e têm como função apenas indicar o nó escolhido como referência para as tensões do circuito. A motivação para esta escolha é apenas a simplificação dos equacionamentos.

3.1.1 Correntes da porta CA

Somando (3.2) à (3.1) e levando-se em consideração que

$$i_k = i_{bp,k} - i_{bn,k}, \quad (3.6)$$

obtida a partir da aplicação da lei de Kirchhoff das correntes, chega-se à

$$0 = 2v_{ik} + (v_{bp,k} - v_{bn,k}) + L_b \frac{di_k}{dt} + R_b i_k. \quad (3.7)$$

Percebe-se que as correntes da porta CA são influenciadas pela diferença das tensões dos braços positivos e negativos, motivando a definição da variável

$$v_{bd,k} = \frac{1}{2}(v_{bp,k} - v_{bn,k}). \quad (3.8)$$

Assim, (3.7) pode ser reescrita como

$$0 = 2v_{i_k} + 2v_{bd,k} + L_b \frac{di_k}{dt} + R_b i_k. \quad (3.9)$$

O ganho $1/2$ em (3.8) foi escolhido de modo que a tensão diferença $v_{bd,k}$ se aproxime da tensão da rede em regime permanente¹, assim como acontece com a tensão gerada por qualquer outro inversor. O objetivo é facilitar o entendimento e a depuração de simulações e experimentos.

Ainda da aplicação da lei de Kirchhoff das correntes ao circuito da Figura 3.1, infere-se que $\sum i_k = 0$, já que a porta CA do conversor é conectada a três fios, portanto, não podendo existir componente de modo comum ou de eixo zero. Substituindo este resultado em (3.9), encontra-se que

$$\sum v_{i_k} = - \sum v_{bd,k}. \quad (3.10)$$

Aplicando-se um somatório em k em ambos os lados de (3.3), substituindo-se (3.10) e considerando ainda $\sum i_k = 0$, conclui-se que a tensão de modo comum vale

$$v_{cm} = -\frac{1}{3} \sum_k v_{bd,k} - \frac{1}{3} \sum_k v_k. \quad (3.11)$$

Do conjunto de equações (3.3), (3.9) e (3.11) encontra-se a relação entre as diferenças das tensões de braço e as correntes da porta CA do conversor,

$$\left(\frac{L_b}{2} + L_f \right) \frac{di_k}{dt} = - \left(\frac{R_b}{2} + R_f \right) i_k - v_k - v_{bd,k} + \frac{1}{3} \sum_k (v_k + v_{bd,k}), \quad (3.12)$$

que pode ainda ser escrita na forma matricial

$$\left(\frac{L_b}{2} + L_f \right) \frac{d\mathbf{i}}{dt} = - \left(\frac{R_b}{2} + R_f \right) \mathbf{i} - \mathbf{M}(\mathbf{v} + \mathbf{v}_{bd}), \quad (3.13)$$

onde,

$$\mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}_{bd} = \begin{bmatrix} v_{bd,a} \\ v_{bd,b} \\ v_{bd,c} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{M} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}. \quad (3.14)$$

Como comentado anteriormente, apenas duas das três correntes i_k são independentes. Transformações de variáveis adicionais, tais como a transformadas de Clarke e Park, são geralmente realizadas para o controle de correntes em sistemas trifásicos conectados a três fios.

3.1.2 Correntes de circulação e da porta CC

Devido à restrição das correntes de circulação fluírem apenas dentro do conversor, deduz-se que a corrente de circulação que flui no braço positivo k é a mesma que flui no

¹Isto é válido apenas para as componentes de modo diferencial quando a queda de tensão sobre os indutores de filtro e de braço são pequenas.

braço negativo da mesma fase, de modo que nenhuma corrente de circulação flui através da porta CA do MMC. Pode-se, portanto, definir uma corrente de circulação para cada fase. A corrente de braço é uma composição das correntes das portas e da corrente de circulação, resultando em

$$i_{bp,k} = \frac{1}{3}i_{cc} + \frac{1}{2}i_k + i_{ck} \quad (3.15)$$

$$i_{bn,k} = \frac{1}{3}i_{cc} - \frac{1}{2}i_k + i_{ck}. \quad (3.16)$$

Das três correntes i_{ck} , apenas duas delas são independentes, devido à restrição de que nenhuma corrente de circulação flui na porta CC do conversor, representada pela equação $\sum i_{ck} = 0$. Somando-se as equações (3.15) e (3.16) e resolvendo para i_{ck} resulta em

$$i_{ck} = \frac{1}{2}(i_{bp,k} + i_{bn,k}) - \frac{1}{3}i_{cc}, \quad (3.17)$$

a qual também sugere a definição de uma variável referente à soma das correntes dos braços positivo e negativo,

$$i_{bs,k} = \frac{1}{2}(i_{bp,k} + i_{bn,k}). \quad (3.18)$$

Da subtração de (3.1) de (3.2) em conjunto com (3.4), encontra-se que a soma das tensões de braço influencia diretamente na soma das correntes de braço e na corrente da porta CC,

$$V_{cc} - L_{cc} \frac{di_{cc}}{dt} - R_{cc} i_{cc} = (v_{bp,k} + v_{bn,k}) + 2L_b \frac{di_{bs,k}}{dt} + 2R_b i_{bs,k}. \quad (3.19)$$

Definindo-se

$$v_{bs,k} = v_{bp,k} + v_{bn,k} \quad (3.20)$$

e substituindo $i_{bs,k}$, a componente soma das correntes de braço, em (3.19), pelos termos relativos às correntes de circulação e CC que a compõe, obtêm-se

$$V_{cc} - \left(L_{cc} + \frac{2}{3}L_b\right) \frac{di_{cc}}{dt} - \left(R_{cc} + \frac{2}{3}L_b\right) i_{cc} = v_{bs,k} + 2L_b \frac{di_{ck}}{dt} + 2R_b i_{ck}. \quad (3.21)$$

Aplicando-se o somatório em k a ambos os lados de (3.21), encontra-se a equação que modela a dinâmica da corrente i_{cc} em função da soma das tensões de braço,

$$V_{cc} - \left(L_{cc} + \frac{2}{3}L_b\right) \frac{di_{cc}}{dt} - \left(R_{cc} + \frac{2}{3}R_b\right) i_{cc} = \frac{1}{3} \sum_k v_{bs,k}. \quad (3.22)$$

Subtraindo-se (3.22) de (3.21) e levando-se em consideração a definição das correntes de circulação em (3.17), encontra-se um modelo dinâmico para estas:

$$2L_b \frac{di_{ck}}{dt} + 2R_b i_{ck} = -v_{bs,k} + \frac{1}{3} \sum_k v_{bs,k}. \quad (3.23)$$

As equações (3.22) e (3.23) podem ainda ser escritas na forma matricial,

$$\left(L_{cc} + \frac{2}{3}L_b\right) \frac{di_{cc}}{dt} = - \left(R_{cc} + \frac{2}{3}R_b\right) i_{cc} + V_{cc} - \mathbf{S}v_{bs} \quad (3.24)$$

$$2L_b \frac{di_c}{dt} = - 2R_b i_c - \mathbf{M}v_{bs}, \quad (3.25)$$

onde,

$$\mathbf{v}_{\mathbf{b}_s} = \begin{bmatrix} v_{\mathbf{b}_s,a} \\ v_{\mathbf{b}_s,b} \\ v_{\mathbf{b}_s,c} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i}_{\mathbf{c}} = \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{S} = \begin{bmatrix} 1/3 & 1/3 & 1/3 \end{bmatrix}. \quad (3.26)$$

Nota-se que a componente de modo comum $v_{\mathbf{b}_s,0} = \mathbf{S}\mathbf{v}_{\mathbf{b}_s}$ controla a corrente i_{cc} , enquanto suas componentes diferenciais atuam sobre as correntes de circulação. O vetor $\mathbf{i}_{\mathbf{c}}$ possui uma corrente dependente, já que o MMC trifásico apresenta apenas duas correntes de circulação (ver Tabela 2.1). Transformações adicionais como a transformada de Clark e Park são usualmente utilizadas nos esquemas de controle das correntes de circulação e apenas as duas componentes independentes são controladas.

3.1.3 Modelo desacoplado e por fase

A partir das equações (3.13), (3.24) e (3.25) torna-se possível redesenhar o circuito do MMC utilizando as variáveis soma, compreendendo correntes de circulação e do barramento CC, e diferença definidas nesta seção, como apresentado na Figura 3.2. O propósito desta figura é apenas ilustrar o desacoplamento dos três conjuntos de correntes quando $v_{\mathbf{b}_s}$ e $v_{\mathbf{b}_d}$ são as entradas do sistema. O circuito equivalente referente à dinâmica das correntes da porta CA, (b), é similar ao circuito equivalente de um conversor CC/CA dois níveis convencional, a não ser pelo sinal de menos em $v_{\mathbf{b}_d,k}$.

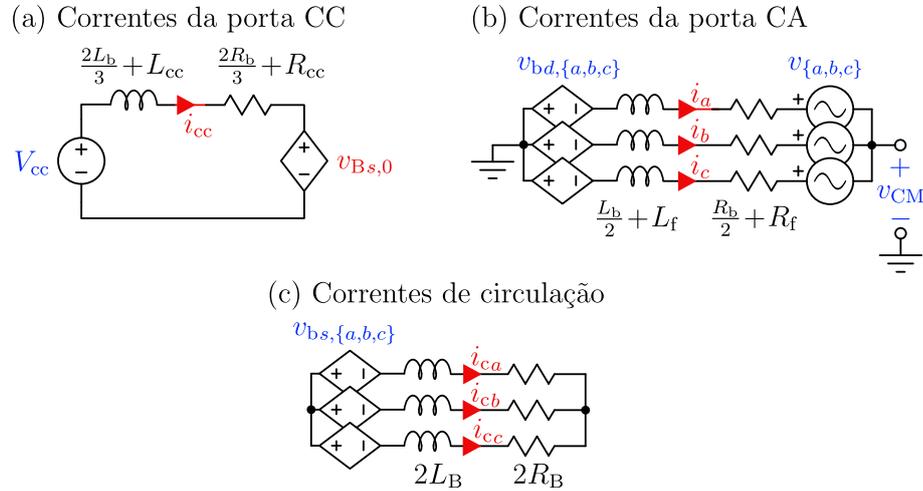


Figura 3.2 – Circuitos equivalentes do MMC.

Quando não se faz uso do filtro na porta CC do conversor, é usual o emprego do chamado controle por fase [135, 136]. Sem a queda de tensão sobre elementos do filtro, não há acoplamento entre as correntes $i_{\mathbf{b}_s,k}$. Sob esta consideração, (3.19) pode ser reescrita como

$$2L_b \frac{d\mathbf{i}_{\mathbf{b}_s}}{dt} = -2R_b \mathbf{i}_{\mathbf{b}_s} + V_{cc} - \mathbf{v}_{\mathbf{b}_s}. \quad (3.27)$$

Neste modelo não há distinção entre correntes de circulação e corrente da porta CC. Do ponto de vista das correntes $i_{\mathbf{b}_s,k}$, cada fase do MMC é tratada como um conversor

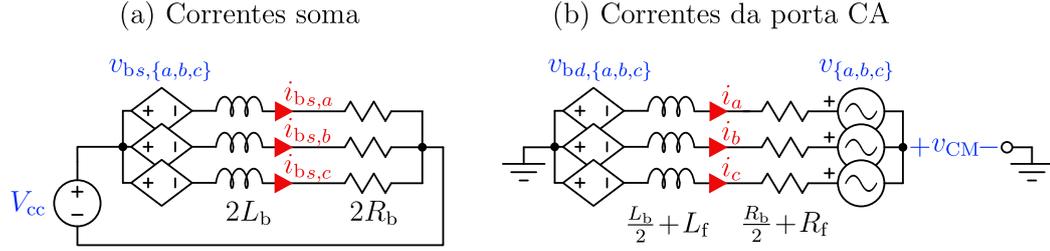


Figura 3.3 – Circuito equivalente das (a) correntes $i_{b_{s,k}}$ e das (b) correntes da porta CA.

monofásico independente. A vantagem de uma estratégia de controle baseada neste modelo é a maior simplicidade. Por outro lado, a impossibilidade de controlar a corrente da porta CC diretamente pode resultar em maiores variações e ondulações de corrente nesta porta. É usual a utilização de componentes alternadas nas correntes $i_{b_{s,k}}$ como o objetivo de controle das energias armazenadas, como será visto na Seção 3.2. Como cada fase do inversor é tratada separadamente, não há garantias de que a soma destas componentes alternadas será nula, resultando em ondulações em i_{cc} . O circuito equivalente deste modelo pode ser visto na Figura 3.3.

3.1.4 Modelo para controle

Os modelos apresentados até então possuem como entradas as tensões $v_{b_{s,k}}$ e $v_{b_{d,k}}$. Como estes são os sinais que influenciam de forma mais direta e desacoplada as correntes das portas do conversor, é lógico pensar num sistema no qual os controladores de corrente calculam as tensões $v_{b_{s,k}}$ e $v_{b_{d,k}}$ que os braços devem aplicar ao circuito, como apresentado no esquema de controle em cascata simplificado mostrado na Figura 3.4. As tensões que devem ser geradas pelos braços positivos, $v_{b_{p,k}}$, e negativos, $v_{b_{n,k}}$, são calculadas a partir das tensões $v_{b_{d,k}}$ e $v_{b_{s,k}}$ por meio da transformação \mathbf{T}_v^{-1} , que representa as equações

$$v_{b_{p,k}} = \frac{1}{2}v_{b_{s,k}} + v_{b_{d,k}} \quad (3.28)$$

$$v_{b_{n,k}} = \frac{1}{2}v_{b_{s,k}} - v_{b_{d,k}}, \quad (3.29)$$

obtidas a partir das definições (3.8) e (3.20). A relação entre sinal modulador e a tensão gerada por cada braço é diretamente encontrada através de (2.13), e é dada por

$$v_{b_{j,k}} = m_{j,k}v_{C_{j,k}}. \quad (3.30)$$

Vale salientar que a implementação digital de um modulador insere atrasos no sistema. Estes efeitos serão discutidos no Capítulo 4. Se a tensão de cada capacitor é uma constante V_C , a tensão gerada por um braço é simplesmente proporcional ao sinal modulador, considerando-se o modelo médio simplificado do qual (3.30) deriva. É possível definir também, com o objetivo de melhor entender a influência das ondulações de tensão, componentes soma e

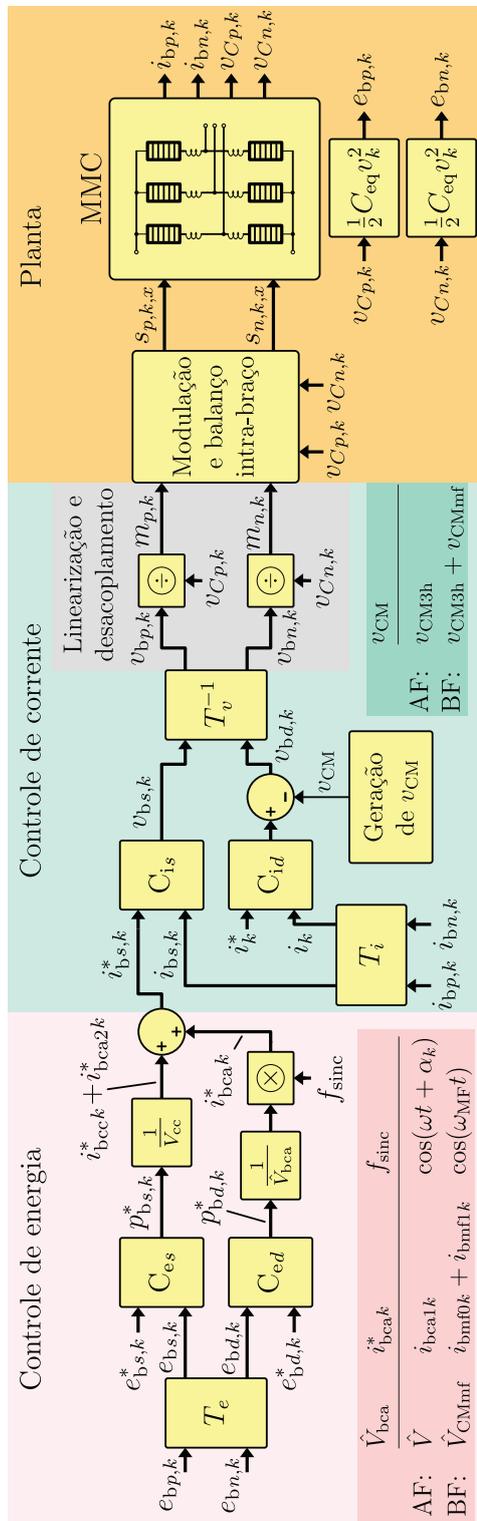


Figura 3.4 – Sistema de controle simplificado por fase do conversor MMC. Dois modos de operação são descritos na figura: AF (alta frequência) e BF (baixa frequência).

diferença para os sinais moduladores e tensões dos capacitores,

$$m_{d,k} = \frac{1}{2} (m_{p,k} - m_{n,k}) \quad (3.31)$$

$$m_{s,k} = m_{p,k} + m_{n,k} \quad (3.32)$$

$$v_{Cd,k} = v_{Cp,k} - v_{Cn,k} \quad (3.33)$$

$$v_{Cs,k} = \frac{1}{2} (v_{Cp,k} + v_{Cn,k}). \quad (3.34)$$

Os ganhos das transformações foram arbitrariamente ajustados para que os valores das componentes soma e diferença em regime permanente facilitem a verificação e o entendimento dos fenômenos. Por exemplo, $m_{s,k}$ tem um valor de aproximadamente 1 quando o conversor opera com $G = 1$; Para um índice de modulação da porta CA M , o valor de pico da tensão $m_{d,k}$ vale aproximadamente $M/2$; e o valor médio de $v_{Cs,k}$ vale aproximadamente V_C .

As tensões $v_{bs,k}$ e $v_{bd,k}$ podem ser recalculadas em função destas novas variáveis, o que resulta em

$$v_{bd,k} = m_{d,k} v_{Cs,k} + \frac{1}{4} m_{s,k} v_{Cd,k} \quad (3.35)$$

$$v_{bs,k} = m_{s,k} v_{Cs,k} + m_{d,k} v_{Cd,k}. \quad (3.36)$$

Verifica-se que o termo $v_{Cd,k}$, ou seja, a diferença instantânea das tensões dos capacitores equivalentes positivos e negativos, gera um acoplamento entre as tensões $v_{bd,k}$ e $v_{bs,k}$, e consequentemente também influenciará as correntes i_k e $i_{bs,k}$ de maneira adversa. Além disso, como $v_{Cs,k}$ possui uma ondulação, que depende do próprio sinal modulador, já que todas as tensões e correntes do conversor são resultado das tensões das portas e dos sinais moduladores, o sistema é não linear. No caso da componente soma, essas não idealidades dão origem às correntes de circulação. No caso da componente diferença, o resultado das não idealidades é a injeção de harmônicos na porta CA. O objetivo desta análise é apresentar uma motivação para a estratégia de linearização existente na Figura 3.4 (fundo em cinza) e apresentada a seguir.

3.1.4.1 Linearização e desacoplamento das tensões dos capacitores

Substituindo-se (3.28) e (3.29) em (3.30) resulta em

$$m_{p,k} = \frac{1}{v_{Cp,k}} \left(\frac{1}{2} v_{bs,k} + v_{bd,k} \right) \quad (3.37)$$

$$m_{n,k} = \frac{1}{v_{Cn,k}} \left(\frac{1}{2} v_{bs,k} - v_{bd,k} \right). \quad (3.38)$$

Os trabalhos publicados até então apresentam dois métodos principais de se calcular os sinais moduladores a partir das tensões $v_{bs,k}$ e $v_{bd,k}$ calculadas pelos controladores. O primeiro consiste em usar diretamente (3.37) e (3.38). A divisão pela tensões medidas dos capacitores lineariza e desacopla o sistema [60, 137], já que os braços agora geram as

tensões $v_{bs,k}$ e $v_{bd,k}$ calculadas pelos controladores de corrente, independentemente das ondulações de tensão. A desvantagem principal é que o mecanismo de balanceamento inerente ao conversor [138] é perdido, já que mesmo havendo um grande desbalanço de tensão entre os capacitores equivalentes, nenhuma tensão adicional é gerada pelos braços, e conseqüentemente nenhuma corrente de circulação que tenderia a compensar este desbalanço surgiria. As componentes de segunda e quarta harmônicas usuais das correntes de circulação também são efetivamente atenuadas.

A segunda consiste em simplesmente negligenciar o acoplamento e a não linearidade causados pela ondulação de tensão dos capacitores. Para isto, basta considerar apenas a componente CC das tensões dos capacitores V_C em (3.37) e (3.38). Grande parte dos trabalhos encontrados na literatura adota este esquema. A supressão das correntes de circulação é geralmente obtida através do uso de controladores *Proportional-Integral* (PI) em eixos dq [126, 133], controladores ressonantes [125, 139] ou repetitivos [128]. A principal vantagem é que a característica de balanceamento natural do conversor continua funcionando [138], não sendo mandatória a utilização de malhas de controle para as tensões equivalentes dos capacitores.

3.2 Modelagem das tensões e energias dos capacitores

Os capacitores equivalentes de um braço carregam-se e descarregam-se em função da corrente que o atravessa e de seu respectivo sinal modulador, como já apresentado na equação (2.14), ou ainda, mais especificamente no caso do MMC trifásico,

$$C \frac{dv_{Cj,k}}{dt} = m_{j,k} i_{bj,k}. \quad (3.39)$$

Outra variável relativa aos capacitores de um braço é a sua energia total acumulada, cuja dinâmica é dada por

$$\frac{de_{bj,k}}{dt} = v_{bj,k} i_{bj,k}. \quad (3.40)$$

As quedas de tensão nos dispositivos semicondutores e demais resistências presentes no braço do conversor foram desprezadas. A modelagem da energia armazenada no braço é relevante principalmente para modelos direcionados ao controle do conversor, como apresentado a seguir.

3.2.1 Modelo para controle

Seis variáveis de controle, os seis sinais moduladores, são utilizados para controlar as onze variáveis do MMC, cinco correntes e seis tensões. Claramente, não há graus de liberdade suficientes para controlar cada variável independentemente. Usualmente, as estratégias de controle em eletrônica de potência são do tipo cascata, na qual um controlador de tensão gera referências para um controlador de corrente. Os sinais moduladores são utilizados diretamente para o controle das correntes, e as tensões são controladas a partir

de modificações nas referências de corrente. Quando há sinais alternados envolvidos, como no caso de inversores e retificadores, normalmente se controla apenas os valores médios das tensões do(s) capacitor(es) que compõe(m) o(s) barramento(s) CC. Esta estratégia é também a mais utilizada para o controle do conversor MMC, e será aplicada neste trabalho também. A seguir será apresentado um modelo direcionado para o projeto deste tipo de estratégia.

3.2.1.1 Escolha da variável a ser modelada/controlada

Dado um ponto de operação e valores usuais para os parâmetros do conversor, as tensões de braço são majoritariamente composições das tensões das portas do conversor e da tensão de modo comum. Isto pode ser confirmado ao se desconsiderar as quedas de tensão sobre indutores e resistores nas equações (3.1) à (3.5), a partir das quais encontra-se que as tensões sintetizadas pelos braços positivos e negativos valem aproximadamente

$$v_{bp,k} \approx \frac{1}{2}V_{cc} - v_k - v_{cm} \quad (3.41)$$

$$v_{bn,k} \approx \frac{1}{2}V_{cc} + v_k + v_{cm}. \quad (3.42)$$

Sob essa consideração, as tensões geradas pelos braços são independentes das tensões dos capacitores e das correntes que os atravessam. O modelo para as energias armazenadas descrito por (3.40) é, portanto, linear. Já a equação (3.39), uma vez que $m_{j,k}$ é função da tensão do capacitor do braço j, k , não é linear (de acordo com (3.30), $m_{j,k} = v_{bj,k}/v_{Cj,k}$). Os efeitos dessa não linearidade podem ser pequenos se os capacitores são dimensionados de modo que a ondulação de tensão resultante seja reduzida. Contudo, sendo melhor fazer menos considerações a respeito do sistema a ser controlado ou ter que superdimensionar os capacitores por questões relativas ao controle, preferiu-se por controlar a energia neste trabalho.

3.2.1.2 Variáveis de controle

As correntes de braço são dadas por

$$i_{bp,k} = i_{bs,k} + \frac{1}{2}i_k \quad (3.43)$$

$$i_{bn,k} = i_{bs,k} - \frac{1}{2}i_k. \quad (3.44)$$

Considerando-se uma aplicação do tipo inversor, as referências das correntes CA i_k serão definidas por alguma malha externa às de controle do conversor, um sistema de controle de máquina ou de potência injetada na rede, por exemplo. Restam as correntes $i_{bs,k}$ para o controle das energias armazenadas. Existem duas energias a serem controladas por fase e apenas uma corrente, impossibilitando o controle individual desacoplado das energias armazenadas em cada braço. A solução usualmente empregada consiste no controle do valor médio das energias através de correntes de circulação com frequências específicas,

sendo os controladores responsáveis por calcular a amplitude das diferentes componentes de $i_{b,s,k}$. Abordagens do tipo cascata [109] e multivariável [140] foram propostas na literatura.

Para que se obtenha troca de potência ativa ao longo dos ciclos das tensões da porta CA, e com isso variação da energia média armazenada no braço, é necessário que as correntes $i_{b,s,k}$ possuam as mesmas frequências das tensões geradas pelos braços. Substituindo-se as tensões e correntes dos braços (3.41), (3.42), (3.43) e (3.44) em (3.40) resulta em

$$\frac{de_{bp,k}}{dt} = \left(\frac{1}{2}V_{cc} - v_k - v_{cm} \right) \left(i_{b,s,k} + \frac{1}{2}i_k \right) \quad (3.45)$$

$$\frac{de_{bn,k}}{dt} = \left(\frac{1}{2}V_{cc} + v_k + v_{cm} \right) \left(i_{b,s,k} - \frac{1}{2}i_k \right). \quad (3.46)$$

Percebe-se que uma corrente CC tende a aumentar a energia dos dois braços de uma fase, uma vez que ambos geram um tensão média com mesma polaridade, $1/2V_{cc}$, e que uma corrente $i_{b,s,k}$ alternada com a mesma frequência e fase da tensão da porta CA, v_k , leva a uma perda de energia no braço positivo e um ganho no braço negativo, já que os que braços de uma mesma fase geram tensões alternadas com polaridades opostas. Isto motiva mais uma vez uma transformação de variáveis que leva à soma e diferença das energias, $e_{b,s,k} = e_{bp,k} + e_{bn,k}$ e $e_{b,d,k} = e_{bp,k} - e_{bn,k}$. Aplicando-se essas transformações de variáveis em (3.45) e (3.46), encontra-se

$$\frac{de_{b,s,k}}{dt} = V_{cc} i_{b,s,k} - (v_k + v_{cm})i_k \quad (3.47)$$

$$\frac{de_{b,d,k}}{dt} = \frac{1}{2}V_{cc} i_k - 2(v_k + v_{cm})i_{b,s,k}. \quad (3.48)$$

A vantagem de se modelar as energias em termos soma e diferença é que as equações resultantes são desacopladas. A componente alternada presente em $i_{b,s,k}$ não altera o valor médio de $\frac{de_{b,s,k}}{dt}$, enquanto que sua componente CC não modifica o valor médio de $\frac{de_{b,d,k}}{dt}$.

Da análise da Seção 2.6.2 sabe-se que em regime permanente, desconsiderando o uso de qualquer corrente de circulação ou tensão de modo comum, a ondulação de $e_{b,s,k}$ possui o dobro da frequência da porta CA, dada pela parcela oscilante do produto $v_k i_k$, enquanto que a ondulação de $e_{b,d,k}$ possui a mesma frequência da porta CA, sendo os dois produtos do lado direito de (3.48) responsáveis por esta. Se correntes de circulação e/ou tensão de modo comum estão presentes, então componentes adicionais de frequência podem aparecer nas ondulações de energia.

Agora, define-se as possíveis componentes de frequência presentes nas correntes soma de braço $i_{b,s,k}$ que podem resultar em potência ativa sendo absorvida ou drenada pelos braços, ou ainda que possam gerar algum outro efeito benéfico, como a diminuição da ondulação de tensão e/ou das perdas nos semicondutores. Assim, considera-se que a corrente soma

$$i_{b,s,k} = i_{bcck} + i_{bbfk} + i_{bmfk}, \quad (3.49)$$

pode ser composta por pelo menos por algumas das componentes abaixo descritas.

- i_{bcck} - Componente CC da corrente $i_{b,s,k}$. Em regime permanente, desconsiderando-se possíveis desbalanços no conversor, $i_{bcck} = i_{cc}/3$. Assumindo uma operação como inversor, a componente $i_{b,s,k}$ é responsável por manter regulado o valor médio de $e_{b,s,k}$ através da troca de energia com a porta CC, como modelado pelo termo $V_{cc}i_{b,s,k}$ em (3.47).
- i_{bbfk} - Componentes CA de baixa frequência de $i_{b,s,k}$. Duas frequências são usualmente utilizadas.
 - i_{bca1k} - Uma componente de frequência ω cuja amplitude pode ser determinada pelo controlador de tensão/energia com o objetivo de transferir potência entre os braços positivo e negativo da fase k , restabelecendo o equilíbrio das energias/tensões [90, 140, 141].
 - i_{bca2k} - Uma componente de frequência 2ω utilizada para compensar a segunda harmônica de $e_{b,s,k}$ (que surge devido ao termo $-v_k i_k$) através do termo $V_{cc}i_{b,s,k}$, diminuindo a ondulação de tensão total. Ou ainda, a componente em 2ω pode diminuir as perdas no conversor se sua amplitude e fase forem otimizadas para tal fim [121, 142]. No primeiro caso, esta componente pode surgir espontaneamente devido ao ganho ainda alto do controlador de $e_{b,s,k}$ em 2ω , ou pode-se empregar um controlador que assegure erro nulo em nesta frequência [143]. Outra possibilidade é o controle da ondulação de tensão em malha aberta, através da injeção de i_{bca2k} com fase e amplitude otimizadas para diminuição da ondulação de tensão total [124, 144–148]. Outros harmônicos de ordem maior, como o quarto, também podem ser empregados para se obter mais graus de liberdade na otimização das ondulações de energia.
- i_{bmfk} - Uma componente de média frequência, usualmente na faixa de 100 a 200 Hz, empregada em conjunto com uma tensão de modo comum de mesma frequência. O termo $v_{cm}i_{b,s,k}$ em (3.48) indica que se há componentes de mesma frequência na tensão de modo comum e nas correntes de circulação, é possível influenciar o valor médio das diferenças das tensões dos braços positivos e negativos. A operação do MMC em baixa frequência é possível graças a este mecanismo de transferência de energia [52, 109, 149–161]. Duas componentes de média frequência são usualmente utilizadas.
 - i_{bmf0k} - Componente de média frequência de amplitude constante, resultando também numa transferência constante de energia entre os braços de uma mesma fase. Pode surgir quando há diferenças entre as perdas dos braços positivo e negativo, ou durante transitórios.
 - i_{bmf1k} - Componente de média frequência modulada senoidalmente. O produto entre esta componente e a tensão de modo comum de média frequência de

amplitude constante resulta numa potência senoidal transferida entre os braços de frequência ω . É empregada para eliminar ou mitigar a ondulação de baixa frequência em $e_{bd,k}$, causada principalmente pelo termo $1/2V_{cc}i_k$.

O outro grau de liberdade usualmente empregado na otimização e controle do conversor MMC é a tensão de modo comum. As seguintes componentes são usualmente utilizadas.

- v_{CM3h} - Componentes harmônicas de ordens triplas. Uma tensão de modo comum composta por uma terceira harmônica com amplitude equivalente a 1/6 da amplitude das tensões de fase é usualmente empregado em conversores trifásicos com o objetivo de aumentar a amplitude da máxima tensão de linha gerada em 15% [162]. Métodos de emulação da *Space Vector Modulation* (SVM) por meio de portadoras naturalmente geram componentes harmônicas de ordem $3h$, $h \in \{1, 2, 3, \dots\}$, e são facilmente implementáveis [163, 164]. Esta estratégia funciona de maneira ótima, com relação ao aumento da tensão de linha do conversor, quando a tensão do barramento CC é constante, como em conversores trifásicos de dois níveis. Quando há uma grande ondulação de tensão, como no conversor MMC, os valores ótimos de amplitude e fase de cada harmônico triplo presente em v_{cm} tornam-se diferentes [144].
- v_{cmmf} - Componente de média frequência da tensão v_{cm} que pode ser utilizada para trocar energia entre braços positivos e negativos do conversor em conjunto com i_{bmfk} numa frequência maior que a da porta CA. Este meio de transferência de energia é usualmente empregada em aplicações nas quais o MMC opera em baixa frequência (BF), permitindo compensar as ondulações de energia que, sem uma estratégia específica de operação, seriam demasiadamente grandes [52, 109, 149–161].

3.2.1.3 Visão geral do sistema de controle de energia

O sistema de controle de energia simplificado apresentado na Figura 3.4 apresenta dois modos de operação: AF (Alta Frequência) e BF (Baixa Frequência)². O primeiro faz uso das componentes i_{bcck} e i_{bca1k} para manter reguladas as tensões dos capacitores. O diagrama apresentado refere-se ao sistema de controle de um conversor MMC configurado a operar como inversor, empregando o sistema de controle por fase, base para outros esquemas em cascata mais complexos. As energias armazenadas nos braços positivos e negativos são calculadas a partir das tensões medidas dos capacitores e do valor de capacitância nominal C . Os controladores soma, C_{es} , e diferença das energias, C_{ed} , são responsáveis por comparar $e_{bs,k}$ e $e_{bd,k}$ com suas referências e calcular as componentes de potência ativa soma, $p_{bs,k}^*$, e diferença, $p_{bd,k}^*$, que devem ser absorvidas pelos braços para

²Alta frequência, neste contexto, refere-se à faixa de frequências da porta CA em que a ondulação de tensão nos capacitores é suficientemente baixa, de forma que não é necessária nenhuma estratégia de compensação de ondulação.

Tabela 3.1 – Frequências presentes na energia armazenada em um braço do MMC como resultado do produto entre possíveis componentes de tensão (V) e correntes (I) de braço. Considera-se $\omega_{mf} > 2\omega$.

	V	V_{cc}	v_k	v_{cmbf}	v_{cmmf}
I	Freq.	0	ω	$3h\omega$	ω_{mf}
i_k	ω	ω	0 e 2ω	$(3h \pm 1)\omega$	$\omega_{mf} \pm \omega$
i_{bcck}	0	0	ω	$3h\omega$	ω_{mf}
i_{bca1k}	ω	ω	0 e 2ω	$(3h \pm 1)\omega$	-
i_{bca2k}	2ω	2ω	ω e 3ω	$(3h \pm 2)\omega$	$\omega_{mf} \pm 2\omega$
i_{bmf0k}	ω_{mf}	ω_{mf}	$\omega_{mf} \pm \omega$	$ 3h\omega \pm \omega_{mf} $	0 e $2\omega_{mf}$
i_{bmf1k}	$\omega_{mf} \pm \omega$	$\omega_{mf} \pm \omega$	ω_{mf} e $\omega_{mf} \pm 2\omega$	$ \omega_{mf} \pm (3h \pm 1)\omega $	ω e $2\omega_{mf} \pm \omega$

- Presente em $e_{bs,k}$.
- Presente em $e_{bd,k}$.
- Usada nos modos AF e BF.
- Usada apenas no modo AF.
- Usada apenas no modo BF.

que suas energias permaneçam reguladas. A divisão de $p_{bs,k}^*$ por V_{cc} resulta na componente de corrente contínua i_{bcck}^* . Se a ondulação em 2ω presente em $e_{bs,k}$ não é rejeitada pelo controlador C_{es} , surgirá também uma componente alternada i_{bca2k}^* que tenderá a atenuar esta ondulação. Estas correntes adicionais podem aumentar as perdas no conversor, uma vez que surgem naturalmente e podem não corresponder aos valores ótimos que levariam a uma diminuição mais efetiva da ondulação ou das perdas do conversor. Caso busque-se apenas a regulação do valor médio das tensões, é possível adicionar um filtro que rejeite a ondulação em 2ω à malha de controle de $e_{bs,k}$, eliminando i_{bca2k}^* . Isto só é possível, no entanto, no modo Alta Frequência (AF), já que quando operando em baixa frequência a supressão ou compensação parcial da ondulação em 2ω presente em $e_{bs,k}$ é necessária. Considerando ainda a operação em AF, a amplitude da componente alternada de $i_{bs,k}$ é obtida a partir da divisão de $p_{bd,k}^*$ (que corresponde ao valor médio do termo $2v_k i_{bs,k}$ em (3.48)) pela amplitude da tensão CA presente na respectiva porta do conversor. A referência da componente alternada i_{bca1k}^* de fase k é calculada a partir do produto desta amplitude com uma onda cossenoidal sincronizada com a tensão presente na respectiva fase da porta CA. A referência final para a componente de corrente soma $i_{bs,k}$ é a soma das componentes contínua e alternada. A tensão de modo comum é composta apenas de v_{CM3h} , empregada para aumentar a disponibilidade de tensão de linha do conversor.

O resultado, em termos de frequência, das interações das componentes de correntes e tensões no conversor entre si é mostrado na Tabela 3.1. Além dos termos que interessam

ao balanceamento do conversor, ou seja, os que geram potência ativa sendo absorvida pelos braços (frequência zero), há muita outras componentes de diferentes frequências que surgem como subproduto destas interações. O produto entre i_{bca2k} e v_k também gera uma componente em ω na diferença das energias, $e_{bd,k}$, por exemplo. Outras frequências de ordem mais elevadas aparecem em $e_{bs,k}$ e $e_{bd,k}$ por conta da interação entre os harmônicos da tensão de modo comum e as correntes presentes nos braços. A amplitude destes, no entanto, é pequena, já que os capacitores possuem menor impedância em frequências mais altas e a amplitude de v_{cm} é baixa quando comparada à de v_k .

A operação em Baixa Frequência (BF) torna-se possível se a troca de energia entre braços positivos e negativos é realizada através de v_{cmmf} e i_{bmfk} , em vez de i_{bca1k} , como já apresentado. A potência transferida em média frequência é responsável tanto por manter os valores médios das energias dos braços equilibradas, ou seja, o valor médio de $e_{bd,k}$ nulo, tanto por diminuir a ondulação em $e_{bd,k}$. Neste caso, \hat{V}_{bca} corresponde à amplitude de v_{cmmf} na Figura 3.4. Em vez de multiplicar a amplitude da componente CA por $\cos(\omega t + \alpha_k)$, é utilizada uma onda cossenoidal $\cos(\omega_{mf}t)$, em fase com v_{cmmf} . As formas de onda da tensão de modo comum e das correntes de circulação não necessariamente precisam ser senoidais, mas são assim consideradas para facilitar a análise. O uso de outras funções será abordado no Capítulo 5. Os controladores de energia C_{ed} são projetados de modo a rejeitar a ondulação em ω presente em $e_{bd,k}$. Uma malha do tipo *feed-forward* pode ser adicionada para melhorar a rejeição a esta perturbação. A referência i_{bca}^* pode conter duas componentes, i_{bmf0k} e i_{bmf1k} . A primeira possui apenas uma componente em ω_{mf} , enquanto a segunda, por ter uma amplitude modulada, possui duas componentes em $\omega_{mf} \pm \omega$. Esta última, quando multiplicada por v_{cmmf} , resulta em componentes de potência em ω e $\omega_{mf} \pm 2\omega$. A primeira é a usada para compensar a ondulação em $e_{bd,k}$, proveniente principalmente de $V_{cc}i_k$.

3.2.1.4 Modelos dinâmicos

Os modelos apresentados nessa seção servirão como base para as estratégias de controle apresentadas nos Capítulos 5 e 6, que tratam da operação em AF e BF, respectivamente. Em ambos os modos de funcionamento, o modelo da soma das energias de um braço é o mesmo, dado por

$$\frac{de_{bs,k}}{dt} = V_{cc} i_{bcck} - \frac{1}{2} \hat{V} \hat{i}_k. \quad (3.50)$$

A variável de controle é i_{bcck} , e o segundo termo à direita de (3.50) pode ser utilizado numa malha de *feed-forward* para melhorar a rejeição às variações de carga do conversor. \hat{i}_k é o valor de pico de i_k .

No modo de operação AF, o modelo referente à diferença de energia pode ser obtido de (3.48). Considerando-se apenas o termo que resulta em potência média não nula, $v_k i_{bs,k}$,

o modelo resultante é

$$\frac{de_{bd,k}}{dt} = \hat{V} \hat{i}_{bca1k}, \quad (3.51)$$

no qual \hat{i}_{bca1k} é o valor de pico de i_{bca1k} . Assume-se, na obtenção de (3.50) e (3.51), que as formas de onda de v_k e i_k são perfeitamente senoidais. Apenas o valor médio dos produtos entre tensões e correntes em um ciclo da frequência fundamental é considerado, de modo que as ondulações são desprezadas. A consequência imediata desta assunção é que os erros dos modelos aumentam quando as amplitudes das variáveis senoidais mudam muito rapidamente.

No modo de operação de baixa frequência, são as ondulações em ω_{mf} e seus harmônicos que são desprezadas. Por outro lado, as ondulações resultantes de baixa frequência, principalmente em ω , devem ser consideradas, já que o sistema de controle deve atuar sobre estas, minimizando suas amplitudes. Verifica-se, na Tabela 3.1, que os termos de potência $V_{cc}i_k$ e $v_k i_{bcck}$ geram ondulações de frequência ω . Os valores instantâneos destas ondulações podem ser facilmente calculadas a partir das medições das tensões e correntes das portas CC e CA, portanto, podem ser compensadas através de *feed-forward*. Os produtos $v_k i_{bca2k}$ e $v_{cmbf} i_{bca2k}$ também geram ondulações em ω , além de 3ω e 5ω , respectivamente, mas possuem amplitude reduzida em aplicações de acionamento de máquinas, já que a tensão de saída do conversor se reduz proporcionalmente com a frequência. O modelo final para a diferença das energias no modo de operação em baixa frequência que considera apenas as principais componentes de potência é

$$\frac{de_{bd,k}}{dt} = -2p_{mfk} + \frac{1}{2}V_{cc}i_k + 2v_k i_{bcck}. \quad (3.52)$$

Onde $p_{mfk} = v_{cmf} i_{bmfk}$ é a potência transferida entre os braços devido às variáveis de média frequência.

3.3 Modelo de regime permanente

O projeto de qualquer conversor estático de potência passa pela etapa de dimensionamento de seus elementos passivos e semicondutores. Estes são escolhidos de forma que tensões, correntes e potências dissipadas estejam dentro de limites seguros tanto durante transitórios, mas principalmente em regime permanente. Assim, um modelo capaz de retornar essas variáveis torna-se necessário para o projeto do sistema conversor. Embora a simulação de modelos adequados possa prover estes valores, esta tem a desvantagem de ser lenta, devido à complexidade do conversor e à necessidade de se esperar o sistema entrar em regime permanente. Um modelo analítico específico para o solução do sistema em regime permanente pode ser calculado muito mais rapidamente, viabilizando também o desenvolvimento de rotinas de otimização de perdas [121, 146] ou ondulação de energia [123, 147, 148] através dos graus de liberdade do conversor—correntes de circulação e tensão de modo comum.

3.3.1 Sinais moduladores como entradas

Este modelo tem como entradas os valores de tensão das fontes conectadas ao MMC e os sinais moduladores. Como saídas, tem-se as correntes nas portas e de circulação e as tensões nos capacitores equivalentes. O modelo de regime permanente é derivado do modelo dinâmico desenvolvido nas seções anteriores. Por comodidade, um resumo das equações encontradas é apresentado a seguir.

As seguintes transformações de variáveis foram definidas:

$$i_k = i_{bp,k} - i_{bn,k} \quad (3.53)$$

$$i_{bs,k} = \frac{1}{2}(i_{bp,k} + i_{bn,k}) \quad (3.54)$$

$$i_{ck} = i_{bs,k} - \frac{1}{3}i_{cc} \quad (3.55)$$

$$i_{cc} = \sum_k i_{bs,k} \quad (3.56)$$

$$v_{bd,k} = \frac{1}{2}(v_{bp,k} - v_{bn,k}) \quad (3.57)$$

$$v_{bs,k} = v_{bp,k} + v_{bn,k} \quad (3.58)$$

$$v_{cm} = -\frac{1}{3} \sum_k v_{bd,k} - \frac{1}{3} \sum_k v_k \quad (3.59)$$

$$m_{d,k} = \frac{1}{2}(m_{p,k} - m_{n,k}) \quad (3.60)$$

$$m_{s,k} = m_{p,k} + m_{n,k} \quad (3.61)$$

$$v_{Cd,k} = v_{Cp,k} - v_{Cn,k} \quad (3.62)$$

$$v_{Cs,k} = \frac{1}{2}(v_{Cp,k} + v_{Cn,k}) \quad (3.63)$$

A relação entre a componente diferença das tensões de braço e as correntes da porta CA é dada por

$$\left(L_f + \frac{L_b}{2}\right) \frac{di_k}{dt} = -\left(R_f + \frac{R_b}{2}\right) i_k - v_k - v_{bd,k} + \frac{1}{3} \sum_k (v_k + v_{bd,k}), \quad (3.64)$$

enquanto as dinâmicas relativas às correntes de circulação e da porta CC são representadas por

$$\left(L_{cc} + \frac{2L_b}{3}\right) \frac{di_{cc}}{dt} = V_{cc} - \left(R_{cc} + \frac{2}{3}R_b\right) i_{cc} - \frac{1}{3} \sum_k v_{bs,k} \quad (3.65)$$

$$2L_b \frac{di_{ck}}{dt} = -2R_b i_{ck} - v_{bs,k} + \frac{1}{3} \sum_k v_{bs,k}. \quad (3.66)$$

As tensões de braço, já transformadas em componentes soma e diferença, podem ser calculadas com

$$v_{bd,k} = m_{d,k} v_{Cs,k} + \frac{1}{4} m_{s,k} v_{Cd,k} \quad (3.67)$$

$$v_{bs,k} = m_{s,k} v_{Cs,k} + m_{d,k} v_{Cd,k}. \quad (3.68)$$

Por último, a dinâmica das tensões dos capacitores equivalentes são modeladas por

$$C \frac{dv_{C_{d,k}}}{dt} = 2m_{d,k}i_{b,s,k} + \frac{1}{2}m_{s,k}i_k \quad (3.69)$$

$$C \frac{dv_{C_{s,k}}}{dt} = \frac{1}{2}m_{s,k}i_{b,s,k} + \frac{1}{2}m_{d,k}i_k. \quad (3.70)$$

Já que nos interessa somente a resposta em regime permanente, apenas a solução particular do sistema de equações desenvolvido é necessária. Mas, uma vez que os sinais moduladores $m_{s,k}$ e $m_{d,k}$ não são constantes, este é um sistema variante no tempo, de solução mais difícil. Em [165], os autores consideram que os sinais moduladores contêm apenas uma componente CC e outra correspondente à frequência fundamental, e de antemão supõem apenas a segunda e a quarta harmônica nas correntes de circulação, que juntamente com as corrente das portas, consideradas perfeitamente constante e senoidais, respectivamente para para a porta CC e para a CA, formam as correntes de braço. Integrando essas componentes duas vezes, uma para encontrar as tensões nos capacitores através de (3.39), e outra para encontrar novamente as correntes de braço, é possível descobrir as amplitudes dos componentes que compõem correntes de circulação e tensões dos capacitores. A corrente no barramento CC é obtida através do balanço de potências entre as portas do conversor, enquanto que as correntes na porta CA são consideradas senoidais.

Em [166] e [94] os autores propõem métodos para obtenção das correntes de circulação através da análise no domínio da frequência. Cada variável do conversor é periódica em ω quando em regime permanente, portanto pode ser representada por uma série de Fourier, como genericamente apresentado para uma variável $x(t)$,

$$x(t) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} \hat{x}_h e^{jh\omega t}, \quad (3.71)$$

onde $j = \sqrt{-1}$. Pode-se, então, definir um vetor $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{x}_{-H} \cdots \hat{x}_0 \cdots \hat{x}_H]^T$, composto pelos elementos x_k , que é uma representação aproximada de $x(t)$ no domínio da frequência. Sendo o MMC um sistema real, é esperado que tenha características passa-baixas e que um número finito H de harmônicos seja suficiente para se obter uma boa precisão. Uma vez que todas as variáveis do MMC foram transformadas para este domínio, as equações diferenciais do conversor podem ser reescritas como equações algébricas de fácil solução. As análises realizadas nos referidos trabalhos indicam que as correntes de circulação possuem apenas harmônicos pares, sendo a segunda, para valores esperados de indutores de braço e capacitâncias, a de maior amplitude. As tensões dos capacitores possuem harmônicos de todas as frequências, as ímpares aparecendo na componente relativa a diferença das tensões e as pares na componente soma. Os resultados também advertem para a possibilidade de ressonâncias nas correntes de circulação, o que pode ser evitado através da escolha adequada dos indutores de braço e capacitores ou através do controle destas correntes. Também nestes trabalhos as correntes das portas e os sinais moduladores são considerados

ideais, sem componentes harmônicos. Esta é uma simplificação, já que se as tensões dos capacitores possuem componentes em todas as frequências, de (3.67) e (3.68) infere-se que as tensões geradas pelos braços também as terão, introduzindo harmônicos nas correntes na porta CA.

Os modelos apresentados em [166] e [94], uma vez que consideram as correntes CA puramente senoidais, são adequados para uma operação em malha fechada parcial, na qual as correntes das portas são controladas, mas não as correntes de circulação. Uma análise no domínio da frequência com o objetivo de encontrar um modelo cujas entradas são os sinais moduladores, ou seja, considerando uma operação totalmente em malha aberta é apresentada na sequência.

As equações (3.67) e (3.68) podem ser transformadas para o domínio da frequência através da propriedade da multiplicação da série de Fourier [167], que afirma que o produto de dois sinais no domínio do tempo equivale à convolução discreta dos termos de suas séries no domínio da frequência. Considerando apenas a fase a , já que as outras podem ser obtidas simplesmente através da defasagem dos resultados obtidos para a primeira, as tensões soma e diferença de braço no domínio da frequência são dadas por³

$$\hat{\mathbf{v}}_{bd} = \hat{\mathbf{m}}_d * \hat{\mathbf{v}}_{Cs} + \frac{1}{4} \hat{\mathbf{m}}_s * \hat{\mathbf{v}}_{Cd} \quad (3.72)$$

$$\hat{\mathbf{v}}_{bs} = \hat{\mathbf{m}}_s * \hat{\mathbf{v}}_{Cs} + \hat{\mathbf{m}}_d * \hat{\mathbf{v}}_{Cd}. \quad (3.73)$$

O índice referente à fase a foi removido com o objetivo de simplificar a notação. A convolução discreta entre dois vetores de tamanho $2H + 1$ resultaria em outro de tamanho $4H + 1$. Mas como apenas H harmônicos são considerados, ignora-se os $2H$ elementos referentes às frequências mais elevadas. Com esta simplificação, a convolução genérica $\mathbf{z} = \mathbf{x} * \mathbf{y}$ pode ser calculada com

$$z_h = \begin{cases} \sum_{l=h-N}^N x_l y_{h-l} & \text{se } h \geq 0 \\ \sum_{l=-N}^{h+N} x_l y_{h-l} & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (3.74)$$

A equação (3.74) pode ainda ser reescrita na forma matricial $\mathbf{z} = \mathbf{X}\mathbf{y}$, com

$$\mathbf{X}_{2N+1 \times 2N+1} = \begin{bmatrix} x_0 & \cdots & x_{-N} & & \mathbf{0} \\ \vdots & & & \ddots & \\ x_N & & \ddots & & x_{-N} \\ & \ddots & & & \vdots \\ \mathbf{0} & & x_N & \cdots & x_0 \end{bmatrix}. \quad (3.75)$$

³A convolução é simbolizada por $*$.

Disto reescreve-se (3.72) e (3.73) como

$$\hat{\mathbf{v}}_{\mathbf{b}d} = \mathbf{M}_d \hat{\mathbf{v}}_{Cs} + \frac{1}{4} \mathbf{M}_s \hat{\mathbf{v}}_{Cd} \quad (3.76)$$

$$\hat{\mathbf{v}}_{\mathbf{b}s} = \mathbf{M}_s \hat{\mathbf{v}}_{Cs} + \mathbf{M}_d \hat{\mathbf{v}}_{Cd}, \quad (3.77)$$

nas quais os elementos das matrizes \mathbf{M}_s e \mathbf{M}_d são calculados a partir de $\hat{\mathbf{m}}_p$ e $\hat{\mathbf{m}}_n$, por meio de (3.60) e (3.61) e da definição (3.75). O próximo passo consiste em integrar a dinâmica das correntes soma e diferença ao modelo no domínio da frequência. A tensão de modo comum, definida em (3.11), depende de variáveis referentes às outras fases do conversor. Considerando-se uma operação equilibrada, uma variável qualquer das fases b e c pode ser encontrada apenas defasando de $-2\pi/3$ e $2\pi/3$ rad, respectivamente, a variável equivalente na fase a . Devido à propriedade do deslocamento no tempo da série de Fourier [167], a seguinte relação entre os componentes harmônicos das variáveis trifásicas hipotéticas x , x_b e x_c existe:

$$\hat{x}_{bh} = e^{-jh2\pi/3} \hat{x}_h \quad (3.78)$$

$$\hat{x}_{ch} = e^{jh2\pi/3} \hat{x}_h. \quad (3.79)$$

Isto permite escrever a composição harmônica de v_{cm} apenas em função de variáveis referentes à fase a , $\hat{v}_{CMh} = -1/3(1 + e^{-jh2\pi/3} + e^{jh2\pi/3})(\hat{v}_{bdh} + v_h)$. O somatório das exponenciais não cancela-se apenas nos harmônicos múltiplos de três, o que permite reescrever \hat{v}_{CMh} como

$$\hat{v}_{CMh} = \begin{cases} -(\hat{v}_{bdh} + v_h) & \text{se } h = 3a, \ a \in \mathbb{Z} \\ 0 & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (3.80)$$

Ou ainda, na forma matricial

$$\hat{\mathbf{v}}_{\mathbf{CM}} = -\mathbf{M}_0(\hat{\mathbf{v}}_{\mathbf{b}d} + \hat{\mathbf{v}}), \quad (3.81)$$

onde $\mathbf{M}_0 = \text{diag}(\mathbf{m}_0)$ e

$$m_{0h} = \begin{cases} 1 & \text{se } h = 3q, \ q \in \mathbb{Z} \\ 0 & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (3.82)$$

O vetor $\hat{\mathbf{v}}$ representa a tensão da porta CA no domínio da frequência. Outra propriedade da série de Fourier diz que se \hat{a}_h são os coeficientes da série referentes ao sinal $x(t)$, então os coeficientes da série referentes a $\frac{dx}{dt}$ valem $jh\omega\hat{a}_h$ [167]. Isto, juntamente com (3.81), permite escrever (3.64) no domínio da frequência,

$$\mathbf{Z}_d \hat{\mathbf{i}} = -\mathbf{M}_2(\hat{\mathbf{v}}_{\mathbf{b}d} + \hat{\mathbf{v}}), \quad (3.83)$$

onde $\mathbf{M}_2 = \mathbf{I} - \mathbf{M}_0$, $\mathbf{Z}_d = \text{diag}(\mathbf{z}_d)$ e $z_{dh} = jh\omega(L_f + L_b/2) + R_f + R_b/2$. Combinando este resultado com (3.76) resulta em

$$\mathbf{Z}_d \hat{\mathbf{i}} = -\mathbf{M}_2 \mathbf{M}_d \hat{\mathbf{v}}_{Cs} - \frac{1}{4} \mathbf{M}_2 \mathbf{M}_s \hat{\mathbf{v}}_{Cd} - \mathbf{M}_2 \hat{\mathbf{v}}. \quad (3.84)$$

Até então encontramos uma expressão para a diferença das correntes de braço do MMC, que correspondem às correntes da porta CA, em função das tensões dos capacitores equivalentes e dos sinais moduladores. Falta-nos uma expressão para a componente soma. A relação entre i_{cc} e $i_{bs,k}$ é dada por (3.56). Mais uma vez fazendo uso da propriedade do deslocamento no tempo da série de Fourier, no domínio da frequência têm-se $\hat{i}_{cch} = (1 + e^{-jh2\pi/3} + e^{jh2\pi/3})\hat{i}_{sh}$, ou ainda, na forma vetorial, $\hat{\mathbf{i}}_{cc} = 3\mathbf{M}_0\hat{\mathbf{i}}_s$. Substituindo este resultado em (3.65) já transformada para o domínio da frequência resulta em

$$(3\mathbf{Z}_{cc}\mathbf{M}_0 + 2\mathbf{Z}_b)\hat{\mathbf{i}}_s = \hat{\mathbf{v}}_{cc} - \hat{\mathbf{v}}_{bs}, \quad (3.85)$$

onde $\hat{\mathbf{v}}_{cc}$ corresponde ao vetor dos coeficientes da série de Fourier da tensão da porta CC. Idealmente esta tensão é contínua, mas componentes alternadas podem ser adicionadas para se estudar seus efeitos em regime permanente no MMC. A única restrição é que o modelo é válido apenas para componentes harmônicos de sequência zero (triplas). Harmônicos não múltiplos de três levariam a uma operação não balanceada do conversor, e não seria mais possível representá-lo apenas com uma fase. Substituindo-se a tensão $\hat{\mathbf{v}}_{bs}$ definida em (3.77) na equação (3.85), resulta em

$$\mathbf{Z}_s\hat{\mathbf{i}}_s = \hat{\mathbf{v}}_{cc} - \mathbf{M}_s\hat{\mathbf{v}}_{Cs} - \mathbf{M}_d\hat{\mathbf{v}}_{Cd}, \quad (3.86)$$

onde $\mathbf{Z}_s = 3\mathbf{Z}_{cc}\mathbf{M}_0 + 2\mathbf{Z}_b$.

Fazendo uso mais uma vez das propriedades da multiplicação e da derivada no domínio do tempo da série de Fourier [167], em (3.69) e (3.70), encontra-se

$$\mathbf{Y}_C\hat{\mathbf{v}}_{Cd} = 2\mathbf{M}_d\hat{\mathbf{i}}_s + \frac{1}{2}\mathbf{M}_s\hat{\mathbf{i}} \quad (3.87)$$

$$\mathbf{Y}_C\hat{\mathbf{v}}_{Cs} = \frac{1}{2}\mathbf{M}_s\hat{\mathbf{i}}_s + \frac{1}{2}\mathbf{M}_d\hat{\mathbf{i}}, \quad (3.88)$$

onde $\mathbf{Y}_C = \text{diag}(y_{Ch})$ e $y_{Ch} = jh\omega C + 1/R_p$. A resistência R_p pode ser usada para modelar perdas conhecidas dos submódulos e também garante um melhor condicionamento da matriz final do modelo.

As equações (3.84), (3.86), (3.88) e (3.87) podem ser combinadas em uma equação matricial apenas, formando o modelo final da operação em regime permanente em malha aberta $\mathbf{H}\mathbf{x} = \mathbf{u}$. \mathbf{H} , \mathbf{x} e \mathbf{u} podem ser escritos como matriz/vetores em blocos:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Z}_d & \mathbf{0} & \frac{1}{2}\mathbf{M}_2\mathbf{M}_s & \mathbf{M}_2\mathbf{M}_d \\ \mathbf{0} & \mathbf{Z}_s & \mathbf{M}_d & \mathbf{M}_s \\ -\frac{1}{2}\mathbf{M}_s & 2\mathbf{M}_d & \mathbf{Y}_C & \mathbf{0} \\ -\frac{1}{2}\mathbf{M}_d & -\frac{1}{2}\mathbf{M}_s & \mathbf{0} & \mathbf{Y}_C \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}} \\ \hat{\mathbf{i}}_s \\ \hat{\mathbf{v}}_{Cd} \\ \hat{\mathbf{v}}_{Cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathbf{M}_2\hat{\mathbf{v}} \\ \hat{\mathbf{v}}_{cc} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}. \quad (3.89)$$

A composição harmônica das correntes e tensões do conversor em regime permanente pode ser obtida através da solução do sistema linear (3.89), do qual se obtém as componentes soma e diferença das correntes de braço e tensões dos capacitores. As variáveis referentes

aos braços positivos e negativos, bem como as correntes nas portas podem ser obtidas algebricamente através das relações (3.53) à (3.63).

A concordância entre a resposta do modelo proposto e a resposta do modelo de simulação detalhado apresentado na Seção 3.4.1 para os mesmos parâmetros e ponto de operação foi utilizada como critério de validação. A Tabela 3.2 apresenta os parâmetros e as entradas utilizadas, as quais referem-se a um hipotético conversor para aplicações de média tensão com tensões de linha de 6,9 kV com 7 submódulos por braço e frequência de comutação equivalente de 6,67 kHz. Uma tensão CC de 11,5 kV sem qualquer componente alternada foi aplicada à porta CC do conversor e uma carga RL foi conectada à porta CA (L_f e R_f são utilizados para representar o circuito equivalente do filtro e carga). Sinais moduladores correspondentes aos índices de modulação $G = 1$ e $M = 0.92$ foram empregados. Dado que a representação complexa da série de Fourier foi utilizada, as componentes alternadas têm suas energias divididas entre as frequências positivas e negativas, como mostrado na entrada $\hat{\mathbf{m}}_d$ na Tabela 3.2. Para $M = 0.92$, a amplitude da componente fundamental do sinal modulador deve ser 0,46, que é dividido igualmente entre as frequências referentes aos índices $h = -1$ e $h = 1$. No caso de um sinal modulador ou tensão com defasagem não nula, ou seja, que contenha uma parte complexa no domínio da frequência, deve-se ainda manter a relação, genericamente apresentada para um sinal y , $\hat{y}_{-h}^* = \hat{y}_h$, a qual sempre é válida para os coeficientes de Fourier de um sinal real [167].

A Figura 3.5 apresenta os resultados obtidos nos domínios do tempo e da frequência. Qualitativamente, percebe-se uma grande concordância entre ambos os modelos ao se observar as formas de onda no domínio do tempo, à esquerda. A maior diferença, como esperado, refere-se ao conteúdo de alta frequência decorrente da comutação presente na resposta obtida por simulação. Os efeitos da comutação são mais visíveis na corrente i_{cc} , já que representam a maior parte da ondulação neste sinal. Há ainda uma componente de baixa frequência referente à sexta harmônica, para a qual um erro em torno de 10% entre as amplitudes foi obtida. Uma das causas da diferença é provavelmente as diferenças entre as tensões dos capacitores dos submódulos de um mesmo braço, fenômeno não modelado nesta seção. As principais harmônicas das correntes de circulação são a segunda

Tabela 3.2 – Parâmetros e entradas utilizadas no modelo. Os vetores têm tamanho $2H + 1$

	Parâmetros				Entradas	
C	100 μF	R_p	100 $\text{M}\Omega$	$\hat{\mathbf{m}}_s$		$[\mathbf{0} \ 1 \ \mathbf{0}]^T$
L_b	750 μH	R_b	60 $\text{m}\Omega$	$\hat{\mathbf{m}}_d$	$[\mathbf{0} \ 0,23 \ 0 \ 0,23 \ \mathbf{0}]^T$	
L_{cc}	750 μH	R_{cc}	60 $\text{m}\Omega$	V_{cc}	$[\mathbf{0} \ 11,5 \ \mathbf{0}]^T$	kV
L_f	1.5 mH	R_f	22 Ω	$\hat{\mathbf{v}}$		$\mathbf{0}$ kV
N	7 SMs	T_{eq}	150 μs			
ω	$2\pi 60$ rad/s	H	10			

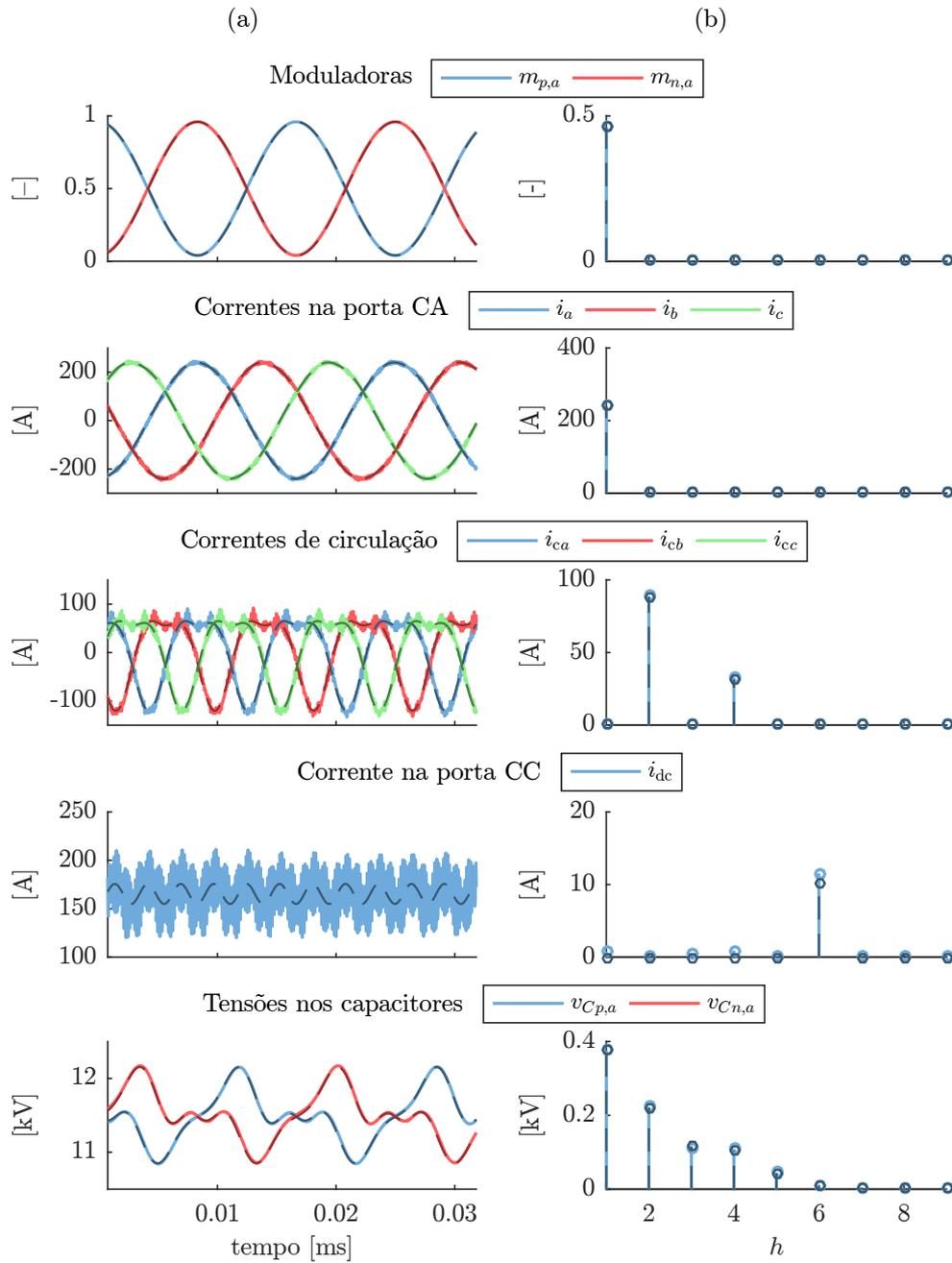


Figura 3.5 – Respostas em regime permanente no (a) domínio do tempo e no (b) domínio da frequência. As linhas cheias claras referem-se aos resultados obtidos por simulação, enquanto as tracejadas escuras referem-se às respostas obtidas com o modelo de regime permanente (3.89).

e a quarta, como tipicamente encontrado. As tensões nos capacitores possuem todos os harmônicos, sendo o quinto o último com uma amplitude significativa. Estes harmônicos aparecem, depois de deslocados na frequência, combinados com os dos braços positivos com os dos negativos e filtrados pela carga, na corrente da porta CA. As componentes pares são canceladas e as triplas não existem, já que a conexão é realizada a três fios, não havendo caminho para circulação de harmônicos de eixo zero. No final, sobram a quinta harmônica com amplitude de 0,88% e sétima com amplitude de 0,07% com relação à fundamental. A baixa distorção deve-se à pequena ondulação de 11,4% pico-a-pico na tensão dos capacitores. A escolha dos elementos passivos do MMC é mais criteriosa quando operando em malha aberta, pois é necessário evitar combinações que resultem em ressonância nas correntes de circulação.

3.4 Modelo para simulação

A verificação experimental é um teste adequado, com relação à qualidade das comprovações, de hipóteses relativas a novas topologias e/ou estratégias de controle e modulação de conversores de potência. A construção e teste de protótipos é, em contraponto, uma das etapas mais demoradas e, dependendo do nível de potência e da tecnologia dos dispositivos empregados, uma das mais caras também. Assim, tornou-se usual o uso de programas de simulação com o objetivo de pré-comprovação tanto do conceito proposto em si, quanto das camadas relativas à implementação prática do conceito: os componentes do circuito de potência, circuitos de aquisição, algoritmos de controle, *hardware* (usualmente implementado em *Field Programmable Gate Array* (FPGA)) de sistemas de modulação e comunicação, dentre outros. Os pacotes de modelagem e simulação disponíveis atualmente, como MATLAB® e Simulink®, permitem a criação de modelos em vários níveis, desde o uso de somente código para descrever a dinâmica do modelo até o uso de blocos que modelam um conversor inteiro.

Os simuladores e modelos usados em eletrônica de potência normalmente são adequados para uma simulação do tipo transitório, ou seja, as equações diferenciais que representam o circuito são discretizadas e resolvidas passo a passo no domínio do tempo a partir de uma condição inicial. Simulações de longos períodos de tempo, portanto, resultam em longos tempos de simulação, especialmente se o modelo é complexo, como no caso do MMC, onde um braço do conversor pode chegar a ter centenas de submódulos. Uma estratégia para lidar com sistemas complexos é usar diferentes níveis de modelagem. Modelos mais detalhados e mais complexos são usados para atestar o funcionamento de uma parte do sistema durante um evento específico ou em regime permanente. Uma vez verificado o funcionamento do sistema ou subsistema, pode-se usar modelos mais simples, mas ainda representativos, de forma a ser possível simular o sistema completo durante um intervalo de tempo maior. Outra opção cada vez mais comum é o uso de sistemas de simulação em tempo real [168–170], que permitem dividir o modelo em várias partes que

podem ser simuladas concomitantemente em vários núcleos de um processador, ou ainda num FPGA. Além da operação em tempo real, esses sistemas normalmente possibilitam a interface com o *hardware* de controle do conversor, permitindo uma simulação do tipo *Hardware In the Loop* (HIL). A principal desvantagem deste tipo de sistema é o custo elevado.

No caso do MMC, modelar todos os seus submódulos é a forma mais direta de se obter um modelo para o conversor. Dependendo do nível de detalhamento de cada submódulo, características como perdas de condução e comutação, estados de falta e variações paramétricas nos componentes do SM são facilmente implementadas. A desvantagem desta abordagem é a complexidade do modelo final e o esforço computacional necessário para realizar a simulação em tempo hábil. Assim, modelos simplificados que permitem uma simulação mais rápida foram propostos nos últimos anos. As próximas seções apresentam as implementações de um modelo detalhado, um, aqui chamado, modelo médio em tensão, e um modelo médio em tensão e tempo. Este último usa o termo “médio” também no sentido mais encontrado em eletrônica de potência, que corresponde ao uso dos valores médios das variáveis dentro de um período de comutação. Os últimos dois também são médios no sentido de que usam apenas uma variável de estado para representar a tensão de todos os submódulos de um braço. Os modelos foram implementados em ambiente Simulink®. A possibilidade que esta ferramenta oferece de trabalhar com sinais vetoriais possibilita a utilização de um mesmo modelo para qualquer número de submódulos, sendo necessários modificar apenas parâmetros de configuração.

3.4.1 Modelo detalhado

A simulação do comportamento dinâmico de diodos, mesmo quando características ideais são consideradas, é normalmente mais custosa do que outros componentes porque a lógica que identifica se seu estado atual deve ser conduzindo ou bloqueado pode requerer um algoritmo iterativo [170, 171]. No caso do MMC, quando mais de um submódulo têm ambos os seus interruptores desligados (durante a aplicação do tempo morto, por exemplo, ou ainda durante a inicialização do sistema), o *solver* do simulador deve encontrar qual diodo de roda livre deve entrar em condução para cada um dos submódulos. Como a mesma corrente passa em todos os SMs, bastaria, no entanto, verificar o estado de apenas um deles. Em vez de modelar todos os submódulos independentemente, é possível encontrar um circuito de braço equivalente que contém apenas dois diodos no caso do SM-HB [172–175], como apresentado na região hachurada em laranja na Figura 3.6, que representa o modelo detalhado de um braço. As quedas de tensão dos dispositivos semicondutores foram desprezadas. Além das conexões de potência A e B , o modelo tem como entradas os sinais referentes aos interruptores S_1 e S_2 de cada um dos N submódulos, nomeados s_{1n} e s_{2n} , respectivamente, onde $n \in \{1, \dots, N\}$. Estes sinais usualmente provêm do sistema de modulação/balanceamento intra-braço do MMC. O bloco destacado em cor rosa é

responsável pela introdução dos intervalos de tempo-morto através de uma implementação típica realizada por meio de atrasos correspondentes à duração desejada do tempo-morto. Os novos sinais s_{d1n} e s_{d2n} são os que realmente seriam empregados para comandar os interruptores numa aplicação real. A tensão v_b gerada pelo braço é composta de duas componentes. A primeira, v_w , é relativa aos submódulos que possuem um estado definido (pelo menos um interruptor ligado), ou seja,

$$v_w = \sum_{n|s_{d1n}+s_{d2n}=1} s_{d1n} v_{C_{SM}n} = \sum_{n=1}^N s_{d1n} v_{C_{SM}n}. \quad (3.90)$$

A segunda, v_u , pode fazer parte da tensão v_b se a corrente i_b é positiva (fazendo os diodos em antiparalelo com os interruptores S_1 conduzirem), ou sua contribuição é nula caso contrário. A tensão v_u é obtida com

$$v_u = \sum_{n|s_{d1n}+s_{d2n}=0} v_{C_{SM}n} = \sum_{n=1}^N [1 - (s_{d1n} + s_{d2n})] v_{C_{SM}n}. \quad (3.91)$$

A combinação $s_{d1n} = 1$ e $s_{d2n} = 1$ representa um curto-circuito de braço e não foi considerada no modelo. A Figura 3.6 apresenta como o cálculo de v_u e v_w podem ser implementado. O restante do modelo refere-se ao cálculo de $v_{C_{SM}n}$, que, assumindo uma condição inicial nula, é dada por

$$v_{C_{SM}n} = \frac{1}{C_{SMn}} \int_0^t (s_{d1n} i_b + [1 - (s_{d1n} + s_{d2n})] i_d - i_{aux}) dt. \quad (3.92)$$

O bloco I_{aux} é responsável por modelar o consumo da fonte de potência auxiliar do submódulo. Considera-se uma configuração típica, na qual a fonte é alimentada diretamente pelo capacitor do SM e drena deste a corrente i_{aux} . O valor desta é função da tensão $v_{C_{SM}n}$ e da potência P_{aux} consumida pela fonte. Considera-se também que a fonte liga quando $v_{C_{SM}n} > V_{auxON}$ e desliga quando $v_{C_{SM}n} < V_{auxOFF}$, com $V_{auxON} > V_{auxOFF}$, modelando a

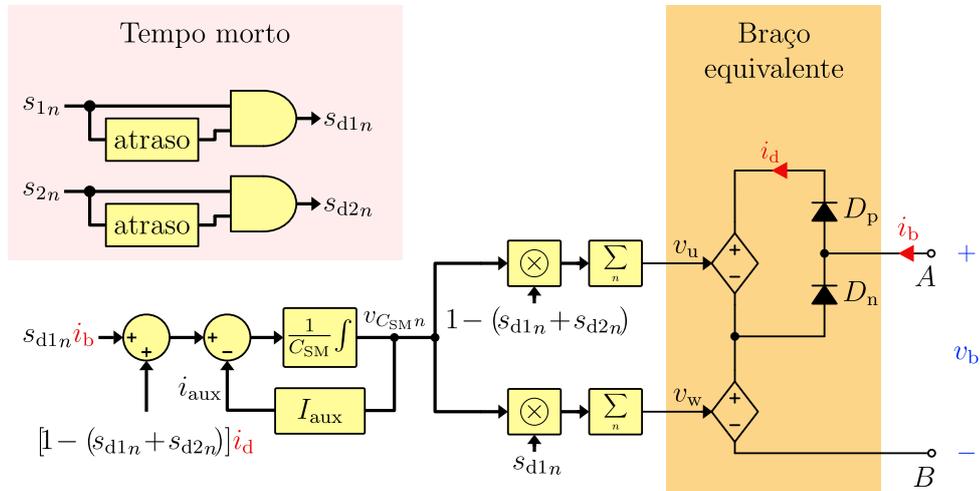


Figura 3.6 – Modelo detalhado de um braço do conversor MMC. Linhas grossas representam sinais vetoriais, enquanto as finas representam variáveis escalares.

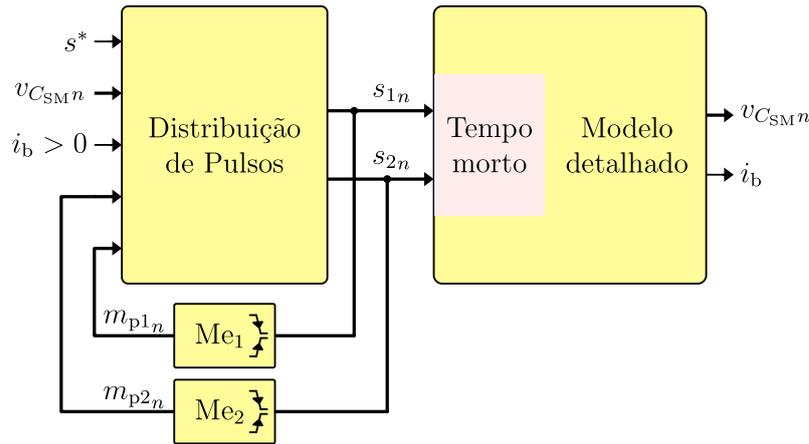


Figura 3.7 – Diagrama de blocos do modelo detalhado completo. Me_1 e Me_2 são monoes-táveis sensíveis a ambas as bordas dos sinais de comutação.

histerese normalmente encontrada em conversores CC-CC de baixa potência. A modelagem da fonte auxiliar permite verificar a instabilidade causada por sua característica de potência constante durante a pré-carga do conversor, como será mostrado no Capítulo 6. Além disso, para o protótipo de baixa potência utilizado neste trabalho, a potência consumida pela fonte auxiliar é considerável quando comparada com a potência total do conversor.

As realimentações das correntes i_b e i_d mostradas na Figura 3.6 podem, dependendo do simulador e do *solver* utilizados, resultar na criação de *loops* algébricos. Os sistemas de equações resultantes de modelos que contêm *loops* algébricos são do tipo diferenciais-algébricos, em geral de solução mais complicada que os compostos por equações puramente diferenciais [176], o que diminui consideravelmente a performance da simulação em termos de velocidade. A formação dos *loops* algébricos pode ser evitada se um atraso de um passo de cálculo é inserido nas realimentações. Isto modifica a dinâmica do modelo, mas se o passo de cálculo é suficientemente pequeno, o erro resultante esperado também é pequeno.

O modelo detalhado de braço desenvolvido inclui ainda:

- Um algoritmo de distribuição de pulsos, responsável pelo balanceamento das tensões intra-braço, como descrito no Capítulo 5. A inclusão deste algoritmo, embora torne o modelo ainda mais custoso, em termos computacionais, é necessária, assim como também o é para o conversor real. A Figura 3.7 apresenta o diagrama de blocos com as conexões entre o algoritmo e o modelo detalhado da Figura 3.6. s^* é a referência do sinal de comutação multinível de braço, ou seja, indica qual deve ser o número níveis gerados pelo braço a cada instante de tempo.
- Limitação de largura de pulso mínima. IGBTs de alta tensão normalmente requerem que a duração do pulsos aplicados ao *gate* do dispositivo respeitem uma duração mínima, normalmente em torno de $10 \mu s$ [177, 178]. Este algoritmo é integrado ao de balanceamento, de modo a permitir que o braço como um todo possa gerar pulsos

mais estreitos do que os especificados para o IGBT. Isto é possível se um submódulo é utilizado na subida (descida) e outro na descida (subida) do pulso. Os extremos da faixa de modulação do braço são mais propícios à geração de pulsos estreitos que serão limitados pelo algoritmo. Se há apenas um submódulo inserido, apenas ele poderá ser desligado, sendo necessário esperar a duração mínima de pulso recomendada pelo fabricante do IGBT. A Figura 3.7 mostra uma representação deste algoritmo. Os monoestáveis Me_{1n} e Me_{2n} geram sinais pulsados (m_{p1} e m_{p2}) correspondentes à largura de pulso mínima dos IGBTs sempre que há uma mudança nos sinais de comutação. Estes sinais indicam ao algoritmo de distribuição quais submódulos não estão disponíveis para comutação.

- Atrasos adicionais devido ao sistema de comunicação.
- Cálculo das perdas nos semicondutores, como apresentado a seguir.

3.4.1.1 Cálculo de perdas nos semicondutores

Somente um dispositivo do SM — um diodo ou um IGBT — conduz, por vez, idealmente, a corrente i_b . O sentido desta e o estado dos sinais s_{d1} e s_{d2} (negligenciando-se o índice n do submódulo) definem qual semicondutor conduzirá a corrente de braço, como mostra a Tabela 3.3. T_1 e D_1 , respectivamente, representam o IGBT e o diodo que formam o interruptor bidirecional em tensão S_1 , enquanto T_2 e D_2 formam S_2 (ver Figura 2.2). A potência dissipada no dispositivo durante o tempo em que este conduz é modelada através de um polinômio,

$$p_c = \sum_{j=0}^{N_p} k_j |i_b|^j. \quad (3.93)$$

Os coeficientes k_n podem ser obtidos a partir do ajuste de curva polinomial do produto entre queda de tensão e corrente no diodo ou IGBT, normalmente obtidos nas folhas de dados dos dispositivos. N_p deve ser suficientemente grande para que o erro resultante da interpolação seja pequeno. Usualmente um polinômio de ordem 3 é suficiente. Uma vez que se obtém um sinal que indica qual dispositivo está conduzindo e outro referente à magnitude da potência dissipada, basta realizar o produto entre estes dois para se obter um modelo de simulação para as perdas nos semicondutores, como apresentado na Figura 3.8. $p_T(i)$ e $p_D(i)$ correspondem, respectivamente, aos polinômios que modelam as perdas no

Tabela 3.3 – Dispositivo em condução em função da corrente de braço e dos sinais de comutação.

s_{d1}	s_{d2}	$i_b > 0$	$i_b < 0$
0	0	D_1	D_2
0	1	T_2	D_2
1	0	T_1	D_1

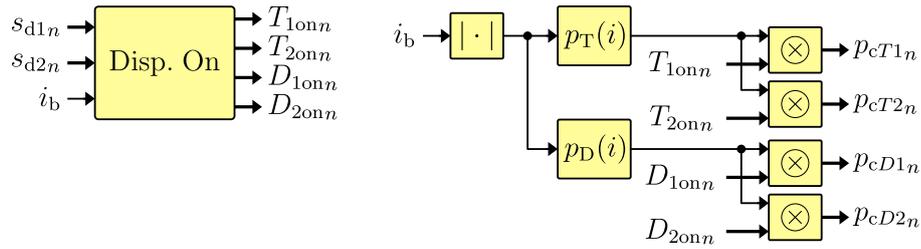


Figura 3.8 – Modelo usado para o cálculo de perdas de condução em tempo de simulação. O bloco Disp. On indica qual dispositivo está ligado, e é baseado na Tabela 3.3.

IGBT e no diodo empregados. O bloco “Disp. On” indica qual dispositivo está ligado, e é baseado na Tabela 3.3.

As perdas de comutação podem ocorrer quando um dos interruptores é comandado a ligar ou desligar. Se um IGBT (T_1 ou T_2) passa a conduzir corrente, este dissipará uma energia e_{on} devido à existência simultânea de valores altos de tensão e corrente no dispositivo. Ao mesmo tempo, o diodo que estava conduzindo a corrente antes do IGBT ligar experimentará também perdas significativas devido à recuperação reversa. A energia envolvida no processo de entrada em condução do diodo, devido à recuperação direta, normalmente é pequena e costuma ser desprezada. O desligamento do IGBT que conduzia antes do diodo ligar, ao contrário, envolve uma quantidade alta de energia, denominada e_{off} . As comutações sempre envolvem um IGBT e um diodo. Quais dispositivos vão comutar depende dos sinais de comando e da polaridade da corrente de braço, como sumarizado na Tabela 3.4. Em quatro das possíveis combinações apresentadas, o diodo em antiparalelo com o IGBT já estava conduzindo antes deste ser comandado a ligar ou desligar, resultando em nenhuma corrente sendo desviada para o IGBT. Neste caso, não há perda de comutação.

As energias e_{on} e e_{off} dependem de muitos parâmetros e variáveis, sendo as principais a intensidade da corrente que o dispositivo conduz no instante da comutação, a tensão do barramento, a temperatura da junção, os valores de indutância parasita presentes no malha de comutação, a tensão de alimentação do circuito de acionamento de *gate* e o valor do resistor de *gate*. e_{on} depende ainda das características de recuperação reversa do

Tabela 3.4 – Qual dispositivo e qual tipo de perda ocorre para cada combinação de mudança de estado e sinal da corrente de braço.

s_{d2}	s_{d1}	$i_b > 0$	$i_b < 0$
0	┌	-	$T_1 : e_{on} / D_2 : e_{rec}$
0	└	-	$S_1 : e_{off}$
┌	0	$T_2 : e_{on} / D_1 : e_{rec}$	-
└	0	$S_1 : e_{off}$	-

diode empregado, assim como a própria e_{rec} , que muda também com a taxa de variação da corrente no momento do desligamento. Os manuais dos dispositivos usualmente apresentam curvas para algumas poucas condições. Considerou-se que as energias variam apenas em função da corrente, de acordo com as curvas apresentadas no manual para o pior caso de temperatura, e linearmente com a tensão do barramento. A Figura 3.9 apresenta, genericamente, uma implementação do modelo de perdas de comutação adequado para *solvers* de passo fixo. A duração mínima de qualquer pulso presente no modelo é o próprio passo de cálculo, T_s , portanto, esta é a duração considerada para os pulsos de potência resultantes da comutação dos dispositivos [179]. O bloco P_{calc} calcula qual seria esta potência em função da corrente de braço e tensões e das tensões dos capacitores a cada passo de cálculo, dada, exemplarmente para a entrada em condução de um IGBT, por

$$p_{on_n} = \frac{v_{C_{SM}n}}{V_T T_s} e_{on}(|i_b|), \quad (3.94)$$

onde V_T é a tensão utilizada nos testes de perdas especificada no manual do dispositivo, e e_{on} é um polinômio de grau apropriado que permita modelar as curvas do manual com erro pequeno. O bloco “Detecção de comutação” é responsável por gerar pulsos de amplitude unitária e duração T_s sempre que uma comutação é detectada, de acordo com a Tabela 3.4. O produto destes sinais, um a um, com as potências calculadas pelo bloco P_{calc} , resulta em pulsos cujas áreas correspondem às energias de comutação dissipadas em cada dispositivo do braço.

3.4.2 Modelo de submódulo multinível equivalente

Um primeiro nível de simplificação do modelo detalhado é obtido se considerarmos que todas as tensões $v_{C_{SM}n}$ são iguais. A existência de um algoritmo de balanceamento intra-braço, como discutido no Capítulo 5, assegura que as diferenças entre as tensões dos

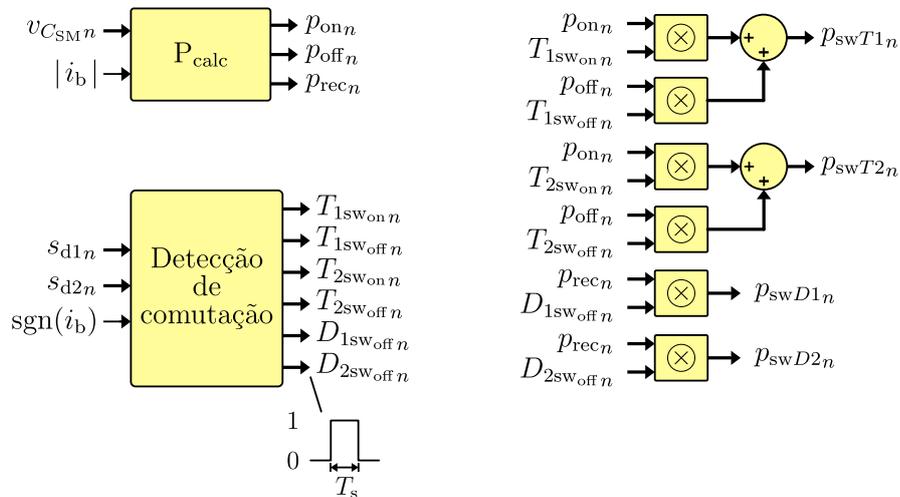


Figura 3.9 – Modelo usado para o cálculo de perdas de comutação. O bloco “Detecção de comutação” indica quando há comutação nos IGBTs e diodos, de acordo com a Tabela 3.4.

capacitores serão pequenas, tornando esta simplificação razoável. Assim, tem-se apenas uma variável de estado relativa a um capacitor equivalente de braço, C , e apenas um sinal de comutação $s \in \{0, 1, \dots, N\}$, agora multinível. Esta abordagem foi discutida e equacionada na Seção 2.3, e já foi proposta em [171] e em [180]. A utilização direta de (2.7) e (2.9), contudo, não permite a modelagem dos efeitos resultantes da aplicação de tempos-mortos nem da limitação de largura de pulso mínima, que podem gerar impactos significativos na dinâmica do conversor [61], principalmente se indutores pequenos são utilizados. Um modelo chamado de submódulo multinível equivalente, que inclui estes efeitos, é apresentado a seguir.

A ideia de separar submódulos com estado definido de condução dos que têm ambos os interruptores desligados também é utilizada no modelo de submódulo equivalente. A equação (3.90), relativa à tensão que o primeiro grupo gera, assim como (3.91), relativa ao segundo, podem ser simplificadas sob a consideração principal utilizada nesse modelo, $v_{C_{SM}n} = v_C/N$, resultando em

$$v_w = \frac{s_w}{N} v_C \quad (3.95)$$

$$v_u = \frac{s_u}{N} v_C, \quad (3.96)$$

onde

$$s_w = \sum_{n=1}^N s_{d1n} \quad (3.97)$$

$$s_u = \sum_{n=1}^N 1 - s_{d1n} - s_{d2n}. \quad (3.98)$$

Uma forma diferente de gerar os sinais s_{d1n} daquela apresentada na Figura 3.6 é usar um monoestável sensível a bordas de subida para gerar um pulso de duração igual ao tempo morto desejado, T_d , e subtrair este do sinal s_{1n} ou s_{2n} . Desde que a duração mínima dos pulsos nestes sinais, T_m , seja maior que T_d , as duas estratégias resultarão no mesmo padrão de pulsos. Esta nova estratégia é apresentada, agora modificada para um sinal multinível, na geração de s_w na Figura 3.10. Sempre que há um aumento no valor do sinal de comutação de braço s , o monoestável Me_p gera um pulso positivo de duração T_d e amplitude Δs , utilizado para gerar o sinal s_w com o mesmo formato que este teria se fosse gerado a partir do circuito gerador de tempo-morto destacado em rosa na Figura 3.6 e a equação (3.97). É possível gerar s_u de forma similar, agora também com o uso de um monoestável sensível a bordas negativas, Me_n . A configuração apresentada na Figura 3.10 é capaz de reproduzir com fidelidade os efeitos dos tempos-mortos se o intervalo de tempo entre duas bordas de subida, ou duas de descida, em s é maior que T_d . Este é o caso para a maioria das transições observadas quando uma modulação por portadora é utilizada. Contudo, bordas de mesmo sentido próximas podem ocorrer, dependendo da disposição das portadoras utilizadas, quando o sinal modulador passa de um nível de portadoras para outro (considerando uma disposição em níveis, como a *Alternate Phase Opposition*

Disposition (APOD)). O modelo de submódulo equivalente ainda é capaz de reproduzir fielmente transições próximas se mais de um monoestável é utilizado no lugar de Me_p e Me_n . Neste caso, o segundo monoestável só deve ser disparado quando uma nova borda é detectada enquanto o primeiro monoestável ainda está gerando um pulso. Se é esperado que mais de duas bordas na mesma direção aconteçam dentro de um intervalo T_d , pode-se adicionar mais monoestáveis, um para cada borda adicional. As saídas de cada grupo de monoestáveis devem ser somadas.

A tensão no capacitor equivalente é encontrada através da aplicação de um somatório em $n \in \{1, \dots, N\}$ em ambos os lados de (3.92). Substituindo-se as definições de s_w e s_u dadas em (3.97) e (3.98) na equação resultante, encontra-se que

$$v_C = \frac{1}{C} \int_0^t \left(\frac{s_w}{N} i_b + \frac{s_u}{N} i_d - i_{aux} \right) dt. \quad (3.99)$$

Neste modelo, o bloco I_{aux} , que modela o consumo das fontes auxiliares, liga para $v_{C_{SM}n} > NV_{auxON}$ e desliga quando $v_{C_{SM}n} < NV_{auxOFF}$. A corrente i_{aux} equivale ao consumo de apenas uma fonte, sendo dado por NP_{aux}/v_C . Assim como no modelo detalhado, as realimentações de i_b e i_d podem gerar *loops* algébricos, tornando a solução do modelo muito mais complicada. Uma solução é adicionar atrasos de um passo de cálculo nas realimentações, eliminando os *loops*.

O modelo da Figura 3.10 contempla os efeitos dos tempos-mortos, mas é necessário ainda modelar o algoritmo de limitação de largura de pulso, tornando a resposta do modelo de SM equivalente igual ao modelo detalhado. A Figura 3.11 apresenta um sistema discreto que emula o funcionamento do algoritmo. Para facilitar o entendimento, considere, inicialmente, que o saturador nunca atua. Neste caso, a malha formada pelo subtrator ($s^* - s_a$), o integrador e o atraso resultam numa função de transferência unitária, de forma que $s = s^*$. Quando considera-se o saturador, as variações em s são limitadas pelos sinais

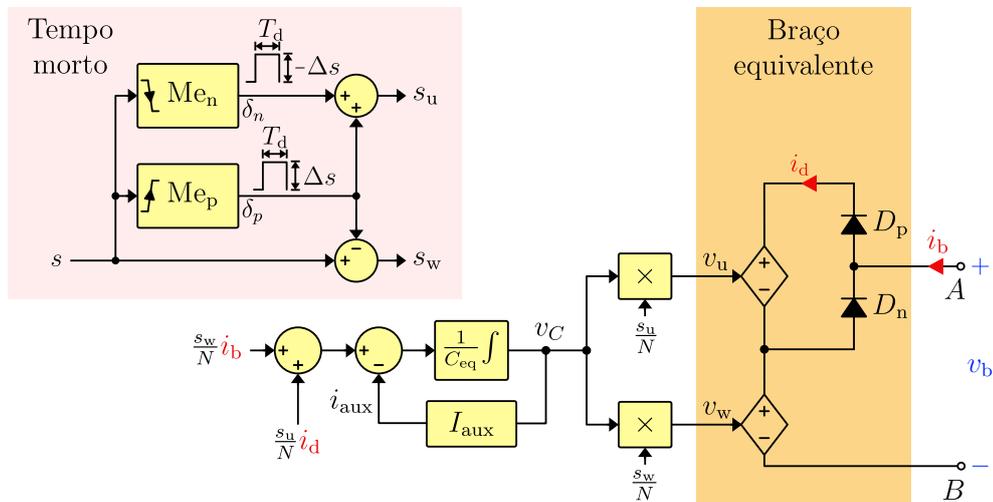


Figura 3.10 – Modelo de submódulo multinível equivalente. O bloco com fundo rosa é responsável por modelar os efeitos do tempo morto.

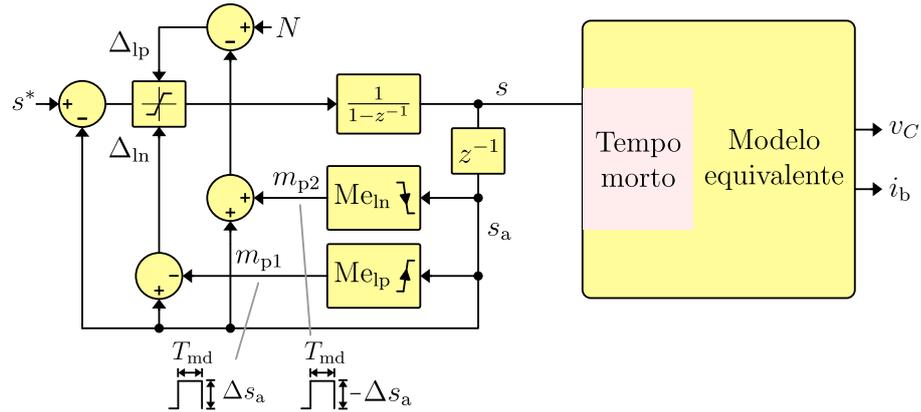


Figura 3.11 – Limitação de largura de pulso para o modelo de submódulo multinível equivalente.

Δ_{lp} e Δ_{ln} . O número máximo de níveis que se pode diminuir em s , Δ_{ln} , num instante de tempo discreto kT_s , corresponde ao número de submódulos que já estavam em nível alto no instante de tempo anterior, ($s_a(k) = s(k-1)$), menos o número de SMs que começaram a conduzir a um intervalo de tempo inferior à duração de pulso mínimo T_m , dado por m_{p1} . Este sinal é gerado através do monoestável Me_{lp} . A duração do pulso que os monoestáveis geram deve ser um passo de cálculo menor que o especificado, já que s_a já é atrasado de s em um passo de cálculo. Além disso, a largura real do pulso ainda vai ser diminuída de T_d devido à introdução do tempo-morto. Assim, os monoestáveis devem ser configurados para gerar pulsos de largura

$$T_{md} = \left(\left\lfloor \frac{T_m + T_d}{T_s} \right\rfloor - 1 \right) T_s. \quad (3.100)$$

Devido à natureza discreta da simulação, apenas valores múltiplos de T_s são possíveis para T_{md} . O número máximo de níveis que podem ser acrescentados a s , Δ_{lp} , vale o número total de SMs menos o número de SMs que já estão em nível alto, menos o número de SMs que recentemente foram para nível baixo, m_{p2} , e devem esperar T_m para estarem habilitados a mudarem de nível novamente. Assim como para o tempo-morto, pode ser necessário usar mais de um monoestável para Me_{lp} e Me_{ln} se bordas de mesmo sentido são esperadas dentro de um intervalo T_m . Cada monoestável adicional só deve ser habilitado a disparar se todos os anteriores ainda estão gerando pulsos.

A Figura 3.12 apresenta uma comparação entre as respostas do algoritmo de balanceamento com limitação de largura de pulso mínima descrito na Seção 3.4.1 e as principais formas de onda referentes ao modelo de SM multinível equivalente apresentado na Figura 3.10 e na Figura 3.11. Os parâmetros utilizados foram $N = 10$, $T_m = 10 \mu s$, $T_d = 4 \mu s$, $T_s = 1 \mu s$. Três monoestáveis foram utilizados para Me_p , Me_n , Me_{lp} e Me_{ln} . O sinal de referência s^* é mantido constante em cinco até t_1 e a partir daí é variado aleatoriamente. O efeito da limitação da largura de pulso pode ser visto no primeiro gráfico. O sinal s , assim como o seu equivalente no modelo detalhado, $\sum s_{1n}$, não acompanha

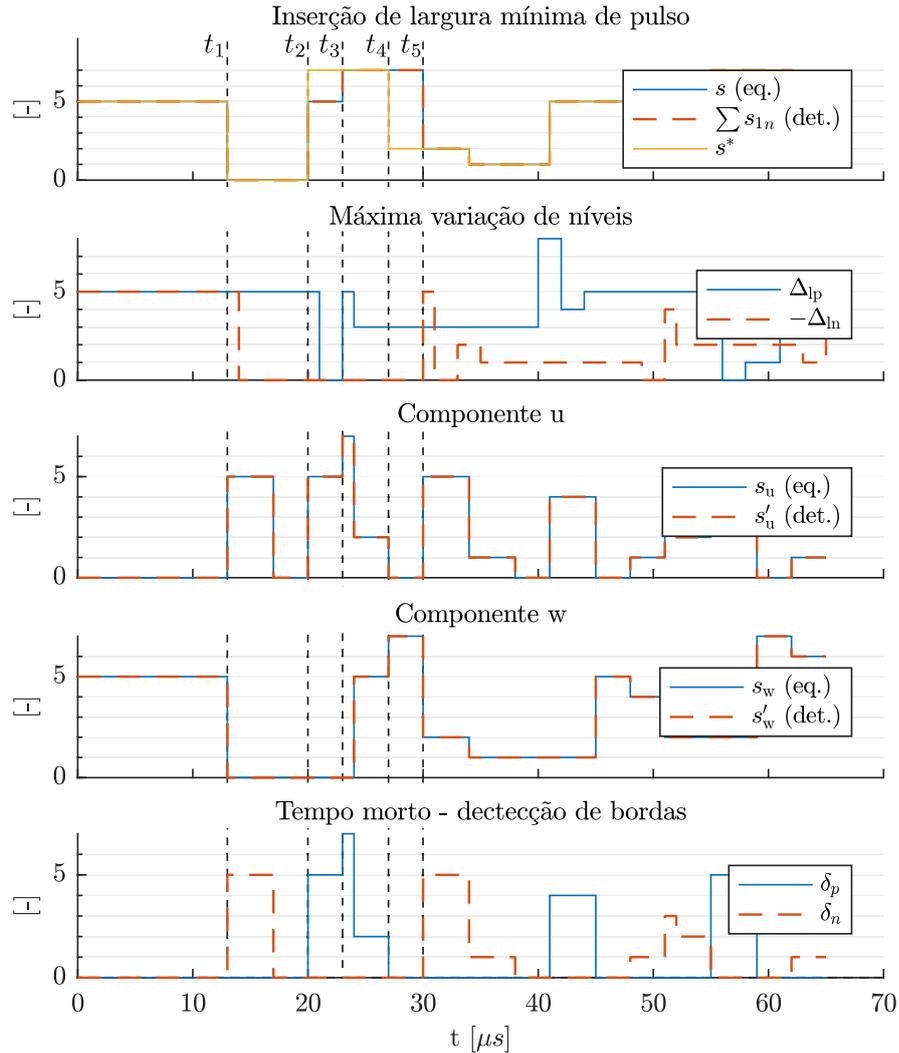


Figura 3.12 – Comparação entre as repostas do algoritmo de distribuição de pulsos do modelo detalhado (det.) e do modelo de SM multinível equivalente (eq.). Os sinais do modelo detalhado que equivalem aos sinais s_u e s_w dos modelos de SM equivalente são, respectivamente, $s'_u = \sum 1 - (s_{d1n} + s_{d2n})$ e $s'_w = \sum s_{d1n}$.

a referência s^* instantaneamente, exceto em t_1 , por ser quando ocorre a primeira mudança, de cinco para zero. Os cinco SMs que mudaram de estado permanecem os próximos $10 \mu\text{s}$ desabilitados a trocar de estado. Assim, continuam cinco SMs habilitados a ir para o estado alto e nenhum habilitado a ir ao estado baixo, como demonstrado por Δ_{lp} e Δ_{ln} no segundo gráfico. Devido a esta restrição, s sai de zero para cinco, em vez de sete, quando a segunda transição em s^* acontece no instante t_2 . Todos os SMs permanecem desabilitados a mudar de estado até o instante t_3 , momento em que a duração mínima dos pulsos iniciados em t_1 termina e o sinal s torna-se igual à referência s^* através da mudança de estado de dois SMs. Nenhum submódulo está disponível para ir a nível baixo em t_4 , momento em que ocorre um novo degrau negativo em s^* , só sendo possível gerar o número de níveis requisitados em t_5 . Os sinais s_u e s_w do modelo de SM multinível equivalente e seus equivalentes fictícios $s'_u = \sum 1 - (s_{d1n} + s_{d2n})$ e $s'_w = \sum s_{d1n}$ do modelo detalhado

Tabela 3.5 – Número de dispositivos em condução em um braço do modelo de SM equivalente.

	$i_b > 0$	$i_b < 0$
n_{T_1}	0	s_w
n_{D_1}	$s_w + s_u$	0
n_{T_2}	$N - s_w - s_u$	0
n_{D_2}	0	$N - s_w$

são mostrados no terceiro e quarto gráficos. Assim como os sinais s do modelo detalhado e do equivalente, estes são sempre iguais em todos os instantes de tempo, atestando a equivalência entre os dois modelos. Os sinais δ_p e δ_n também são apresentados. Como mais de um monoestável é utilizado, o modelo consegue reproduzir os efeitos dos tempos-mortos de novos submódulos mudando de estado enquanto outros ainda esperam T_d para fechar um dos interruptores, como em t_3 .

3.4.2.1 Cálculo de perdas

Não é possível calcular as perdas de cada um dos submódulos no modelo de SM multinível equivalente. Pode-se, contudo, calcular as perdas totais do braço e considerar que as contribuições de cada SM são iguais. A perda de condução devido a todos os IGBTs T_1 conduzindo no braço é dada por $n_{T_1} p_T(i_b)$, onde n_{T_1} é o número de IGBTs T_1 conduzindo num dado instante de tempo. Para $i_b < 0$, de (3.97) verifica-se que n_{T_1} corresponde ao próprio sinal s_w . Substituindo-se (3.97) em (3.98), encontra-se que o número de IGBTs T_2 conduzindo em um dado instante de tempo para $i_b > 0$ vale

$$n_{T_2} = \sum_{n=1}^N s_{d2n} = N - s_w - s_u. \quad (3.101)$$

Sempre há N dispositivos conduzindo no braço, desde que i_b seja não nula. Assim, o número de diodos conduzindo vale $N - n_{T_1}$ se $i_b < 0$, ou $N - n_{T_2}$ se $i_b > 0$. Estes resultados são resumidos na Tabela 3.5. O cálculo das perdas de condução para o modelo de SM equivalente pode ser realizado de forma similar àquela apresentada na Figura 3.8. O bloco Disp. On agora é baseado na Tabela 3.5, como apresentado na Figura 3.13. A multiplicação por $1/N$ resulta numa potência calculada referente a um único dispositivo. Assim como para o modelo detalhado, $p_T(i)$ e $p_D(i)$ são polinômios que modelam as perdas no IGBT e no diodo, respectivamente, em função da corrente que os atravessam.

As perdas por comutação podem ser obtidas através do monitoramento dos sinais n_{T_1} e n_{T_2} . Uma variação em um destes sinais é um indicativo de que um ou mais dispositivos entraram ou saíram de condução. A Tabela 3.6 apresenta a energia perdida por comutação por dispositivo (assume-se que as perdas do braço são distribuídas igualmente entre os SMs) em função das variações nestes sinais e da polaridade da corrente de braço. Sempre

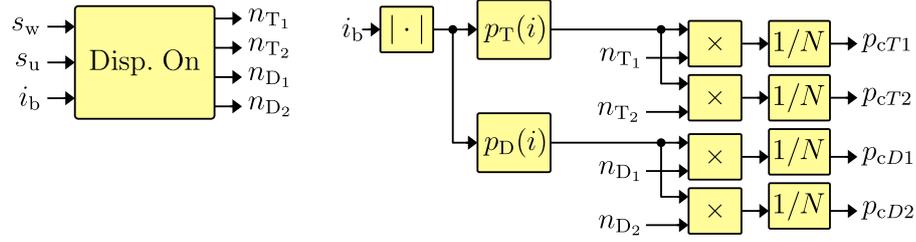


Figura 3.13 – Cálculo de perdas de condução do modelo de SM equivalente. O bloco Disp. On indica quantos dispositivos estão conduzindo corrente, e é baseado na Tabela 3.5.

que n_{T_1} ou n_{T_2} aumenta, um ou mais IGBTs ligam e o mesmo número de diodos desligam, implicando em perdas nos dois tipos de dispositivos. Diminuições em n_{T_1} e n_{T_2} equivalem à situação contrária. Neste caso, considera-se apenas as perdas por desligamento dos IGBTs.

Há apenas uma condição na qual as perdas de comutação do modelo de submódulo equivalente apresentado difere significativamente do modelo detalhado: quando o sinal s diminui um ou mais níveis no mesmo instante que o monoestável Me_p finaliza a sua contagem e o sinal δ_p também diminui, atenuando ou cancelando a variação em s_w . No modelo detalhado, isto equivale a um ou mais SMs desligarem o interruptor S_1 (resultado da referência s^* baixar de nível) enquanto um ou mais submódulos ligam seus interruptores S_1 devido ao término do tempo-morto. O sinal n_{T_1} é calculado corretamente, já que o número de IGBTs T_1 ligados permaneceu o mesmo (no caso em que os efeitos se cancelam perfeitamente), mas as comutações não são detectadas por não haver variação em n_{T_1} . Para valores de passo de cálculo adequados, este deve ser um evento raro e não deve influenciar significativamente no cálculo das potências médias dissipadas nos dispositivos.

A Figura 3.14 apresenta um modelo para o cálculo das perdas por comutação fundamentado nas discussões desta seção e na Tabela 3.6. Assim como para o modelo detalhado, os sinais p_{swX} são pulsos de duração equivalente a um passo de cálculo T_s e amplitude $p_{on/off/rec}$ tal que sua área equivale à energia envolvida na comutação. Exemplarmente, o

Tabela 3.6 – Perdas nos semicondutores em função do sentido da corrente e das variações nos sinais n_{T_1} e n_{T_2} .

		T_1	T_2	D_1	D_2
$i_b > 0$	$\Delta n_{T_2} > 0$	-	$\frac{\Delta n_{T_2}}{N} e_{on}$	$\frac{\Delta n_{T_2}}{N} e_{rec}$	-
	$\Delta n_{T_2} < 0$	-	$-\frac{\Delta n_{T_2}}{N} e_{off}$	-	-
$i_b < 0$	$\Delta n_{T_1} > 0$	$\frac{\Delta n_{T_1}}{N} e_{on}$	-	-	$\frac{\Delta n_{T_1}}{N} e_{rec}$
	$\Delta n_{T_1} < 0$	$-\frac{\Delta n_{T_1}}{N} e_{off}$	-	-	-

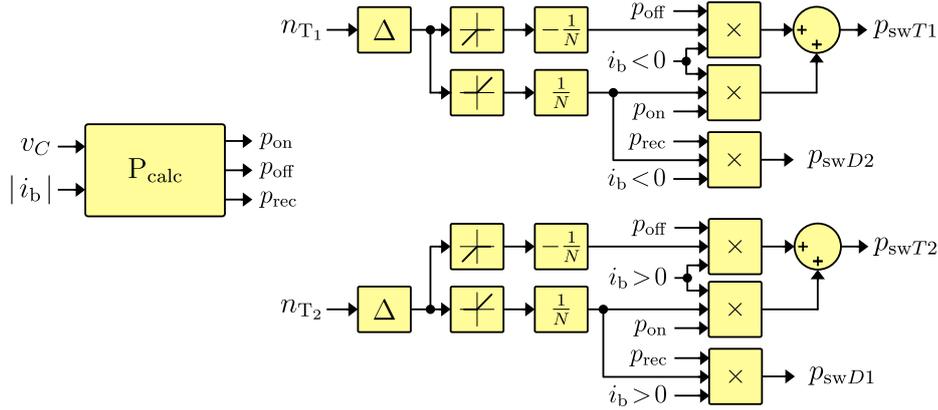


Figura 3.14 – Cálculo de perdas de condução do modelo de SM equivalente. O bloco Disp. On indica quantos dispositivos estão conduzindo corrente, e é baseado na Tabela 3.6.

sinal p_{on} é dado por

$$p_{on} = \frac{v_C}{NV_T T_s} e_{on}(|i_b|), \quad (3.102)$$

onde V_T é a tensão utilizada nos testes de perdas especificada no manual do dispositivo, e e_{on} é um polinômio de grau apropriado que permita modelar as curvas da folha de dados com erro pequeno.

3.4.3 Comparação entre os modelos

A Figura 3.15 apresenta uma comparação entre as formas de onda obtidas com o modelo detalhado e o modelo de submódulo equivalente. Os parâmetros utilizados na simulação são os mesmos apresentados na Tabela 3.2, com exceção do número de SMs, que foi aumentado para $N = 10$ com o objetivo de diminuir a tensão média em cada SM para em torno de 1150 V. Isto permite o uso de dispositivos com tensão de bloqueio de 1700 V. As curvas do módulo de potência FF200R17KE4 [181] (1700 V, 200 A) do fabricante Infineon foram obtidas do manual e utilizadas para ajustar as curvas dos polinômios p_T , p_D , e_{on} , e_{off} e e_{rec} . Ambos tempo-morto e largura de pulso mínima foram fixados em 4 μs .

O primeiro gráfico apresenta as tensões dos capacitores do braço pa do modelo detalhado e a tensão correspondente do modelo de SM equivalente $v_{C_{pa}}/N$. Como esperado, há um certo espalhamento das tensões do modelo detalhado resultante da comutação dos SMs. Contudo, o valor médio destas é muito próximo da tensão $v_{C_{pa}}/N$ obtida com o modelo equivalente. Estas pequenas diferenças acabam traduzindo-se em também pequenas divergências nas tensões geradas pelos braços, mostradas no segundo gráfico. Estas podem ocorrer, principalmente, para correntes de braço próximas de zero, condição na qual as polaridades das correntes calculadas pelos dois modelos podem ser diferentes, resultando em tensões diferentes geradas pelos braços durante os tempos-mortos. Intervalos de maior espalhamento das tensões dos capacitores do modelo detalhado, como nos instantes logo após $t = 0.115$ s, também acabam causando pequenas diferenças nas correntes de braço, como pode ser visto no terceiro gráfico. As correntes de fase — uma delas é apresentada no

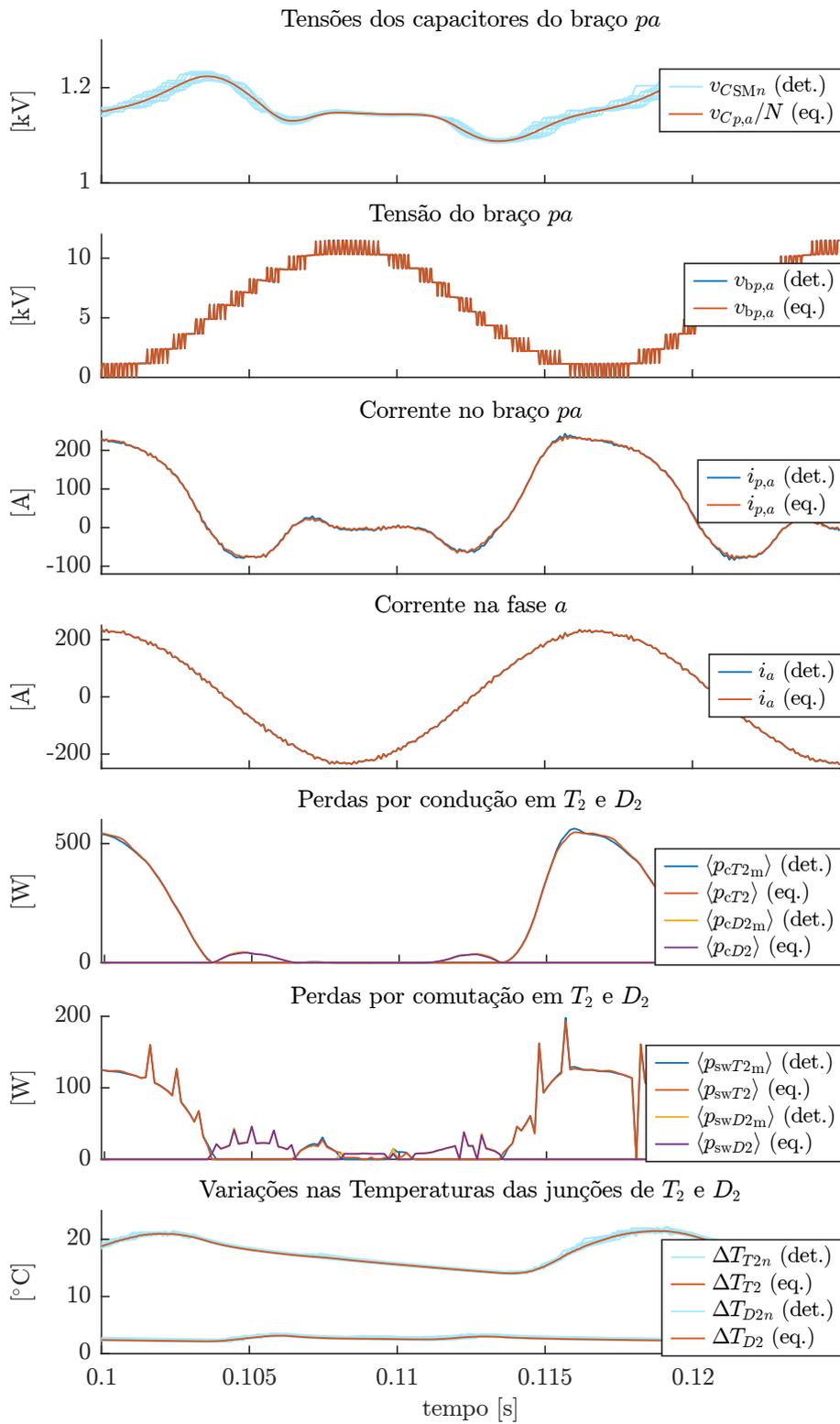


Figura 3.15 – Comparação entre as formas de onda obtidas com o modelo detalhado e o modelo equivalente.

gráfico seguinte — são menos afetadas porque possuem filtragem adicional proporcionada pelo indutor L_f .

As curvas das perdas de condução e comutação, apresentadas no quinto e no sexto gráficos, respectivamente, para os dispositivos T_2 e D_2 , são quase sobrepostas. As maiores diferenças ocorrem também nos intervalos nos quais a corrente de braço é próxima de zero ou quando há alguma pequena divergência nas correntes calculadas pelos modelos. As curvas apresentadas referem-se aos valores médios dentro de um período de comutação equivalente, dados por

$$\langle p \rangle(kT_{\text{eq}}) = \sum_{i=0}^{T_{\text{eq}}/T_s-1} p((k-1)T_{\text{eq}} + iT_s). \quad (3.103)$$

O sufixo m utilizado nas potências obtidas com o modelo detalhado indicam que a variável refere-se à média das potências dissipadas nos dispositivos dos 10 submódulos. Os picos observados nas perdas de comutação ocorrem quando o sinal modulador transita de um nível de portadoras para outro, ocasionando mais de um par de comutações dentro de um período T_{eq} .

O último gráfico apresenta as diferenças de temperatura entre as junções de T_2 e D_2 e o dissipador de calor, $\Delta T_{T_{2n}}$ e $\Delta T_{D_{2n}}$, respectivamente, para o modelo detalhado. Apenas o valor médio referente aos 10 SMs é calculado para cada dispositivo do modelo equivalente. Os valores de resistência e capacitância das redes térmicas equivalentes do tipo Foster [182] dadas no datasheet foram utilizadas para montar modelos discretos que têm como entrada a potência total dissipada no dispositivo e como saída as temperaturas $\Delta T_{T_{2n}}$ e $\Delta T_{D_{2n}}$. A regra do tipo *backward Euler* foi utilizada na discretização da rede térmica, resultando na função de transferência

$$\frac{\Delta T(z)}{p(z)} = \sum_{i=1}^4 \frac{R_{T_i} T_s}{(\tau_i + T_s) - \tau_i z^{-1}}. \quad (3.104)$$

R_{T_i} e τ_i são, respectivamente, a resistência térmica e a constante de tempo do elemento i da rede térmica. No caso do dispositivo utilizado, o manual provê um modelo com quatro elementos. A resposta de cada um deles é calculada separadamente e depois somada para evitar instabilidades numéricas que podem ocorrer com funções de transferência de ordem mais elevada que possuem múltiplos polos próximos de 1 dentro do círculo unitário [183]. O último gráfico da Figura 3.15 mostra que as temperaturas calculadas para os dispositivo de cada SM estão muito próximas do valor médio calculado pelo modelo de SM equivalente. Apenas uma pequena dispersão é observada no primeiro por conta da comutação dos SMs.

Uma comparação dos tempos necessários para realizar uma simulação de 1 s utilizando o modelo detalhado e o modelo de SM equivalente em função do número de submódulos é apresentada na Tabela 3.7. O cenário simulado é o mesmo para o qual as formas de onda da Figura 3.15 foram obtidas, com a exceção de que o cálculo de perdas e temperaturas das junções foram desabilitados. Um *laptop* equipado com um

Tabela 3.7 – Tempos necessários (em segundos) para simular 1 s.

	N				
	5	10	50	100	500
detalhado	14,2	35,3	98,5	174,7	802,0
SM equivalente	5,87	5,84	5,54	5,89	5,61

processador Intel Core i7-4710MQ @ 2.5 GHz e 24 GB de memória RAM foi utilizado para rodar as simulações. O modelo de SM equivalente requer em média 5,75 s para completar a simulação, sendo este valor praticamente independente de N . O modelo detalhado, por outro lado, requer um tempo que varia aproximadamente de forma linear com N , requerendo 143 vezes mais tempo para completar a simulação para $N = 500$. Em todas as simulações o tempo de compilação do modelo foi subtraído do tempo de simulação total. Apenas os valores médios, máximos e mínimos das tensões dos capacitores foram extraídos quando o modelo detalhado foi utilizado.

3.5 Conclusão

O princípio de funcionamento e as principais variáveis do MMC CC/CA trifásico foram analisadas em maiores detalhes, construindo a base necessária para o desenvolvimento de estratégias de controle que permitem a operação como acionamento de máquina. Os modelos dinâmicos das correntes das portas e de circulação do conversor foram desenvolvidos, e suas influências nas energias armazenadas nos braços do MMC foram analisadas. Operando sem correntes de circulação e tensão de modo comum, a energia total armazenada em uma fase do conversor possui ondulação em 2ω , enquanto que a diferença das energias dos braços de uma fase possui uma forte ondulação em ω , sendo esta a principal causa da necessidade de um modo de operação especial para o sistema quando operando em baixas frequências. A análise mostrou ainda que os graus de liberdade do MMC podem ser usados para minimizar estas ondulações se componentes específicos de frequência são empregados. Mais especificamente, se uma tensão de modo comum ω_{mf} de média frequência é empregada em conjunto com correntes de circulação também de média frequência moduladas em amplitude na frequência em que o conversor opera (que resulta em componentes $\omega_{mf} \pm \omega$), pode-se gerar uma componente de potência em ω que contrapõe a ondulação natural nesta frequência.

Uma das contribuições deste capítulo é um modelo de regime permanente do conversor desenvolvido no domínio da frequência, permitindo encontrar a solução de regime permanente de maneira computacionalmente eficiente. As entradas do modelo são os sinais moduladores e as tensões aplicadas às portas do conversor.

Outra proposta deste capítulo é um modelo do tipo submódulo equivalente destinado a simulação eficiente do conversor MMC que permite reproduzir com fidelidade os efeitos

do tempo morto empregado nos circuitos de acionamento dos semicondutores. A influência destes na dinâmica das correntes de circulação, principalmente, pode ser significativa, como indicado pelos resultados de simulação. O modelo permite a simulação de MMCs considerando-se os efeitos das comutações e dos tempos mortos para um número qualquer de submódulos sem impacto no tempo total de simulação.

Capítulo 4

Controle das correntes do MMC

As principais aplicações para o conversor MMC requerem que este seja controlado de forma a injetar ou drenar correntes senoidais com baixa distorção em sua porta CA e uma corrente CC em sua porta correspondente. Além disso, é necessário, para garantir um funcionamento adequado do conversor, controlar as correntes de circulação. Este capítulo analisa em detalhes o processo de discretização de plantas de corrente por meio de modulação PWM digital e propõe, baseando-se nos modelos desenvolvidos no Capítulo 3, uma estratégia de controle de corrente para o MMC com características otimizadas de rejeição de perturbações mensuráveis e *antiwindup*.

4.1 Operação em malha aberta

A operação em malha aberta do MMC não tem uma aplicação prática final. Contudo, é muito útil na verificação da operação dos sistemas básicos necessários para o funcionamento do conversor e a depuração de problemas que possam surgir durante o desenvolvimento. Além disso, permite verificar a influência das não-idealidades nas correntes e tensões do conversor, como os efeitos do tempo-morto, da imposição de uma largura mínima nos pulsos de comando dos IGBTs e das tolerâncias dos componentes utilizados.

A Figura 4.1 apresenta o diagrama de blocos da operação em malha aberta utilizada. A transformação \mathbf{T}_v^{-1} resume as equações (3.28) e (3.29), que indicam como as tensões de braço são geradas a partir das tensões de porta, V_{cc} e v_k . O MMC funciona como um

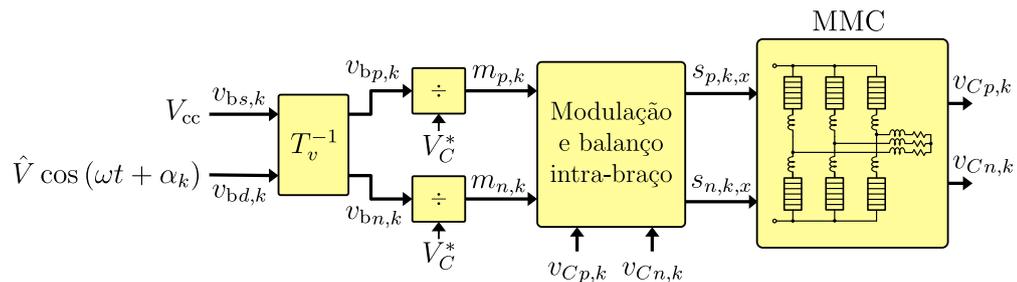


Figura 4.1 – Diagrama de blocos do sistema de controle em malha aberta do MMC.

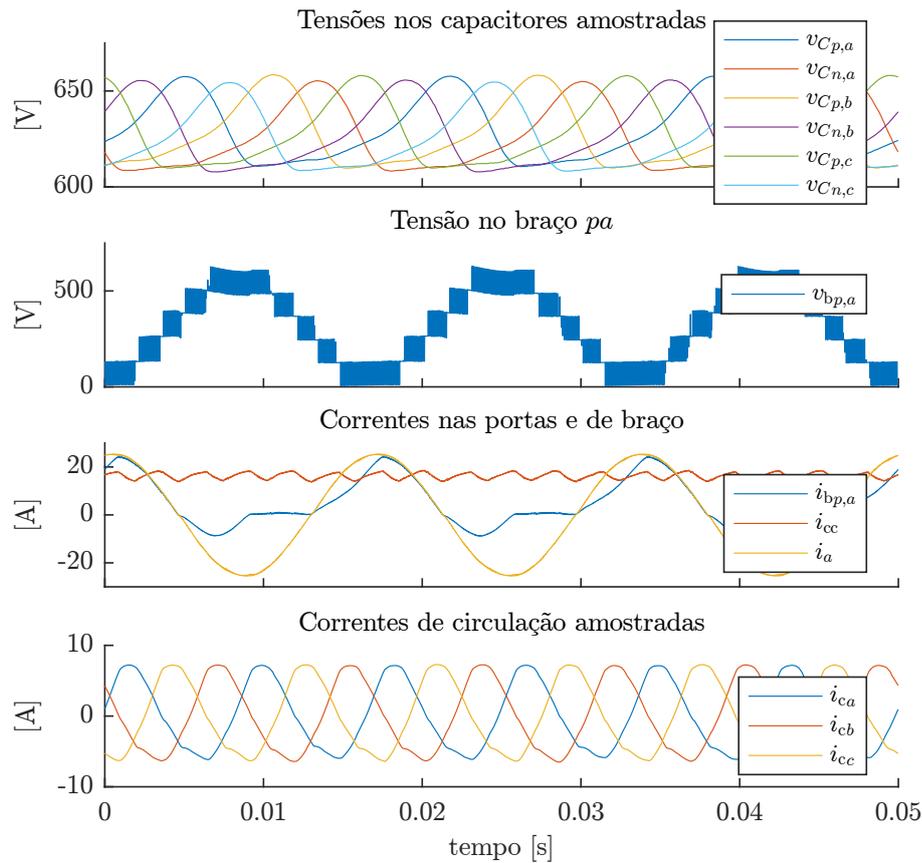


Figura 4.2 – Resultados experimentais da operação em malha aberta do MMC com carga RL ($R = 9,75 \Omega$, $L = 2,8 \text{ mH}$), $V_{cc} = 640 \text{ V}$ e $M = 0.85$.

inversor, gerando tensões alternadas em sua porta CA, a qual estão conectadas cargas RL, a partir de uma tensão contínua aplicada à sua porta CC. O valor desta tensão e a tensão pretendida na porta CA são as entradas de \mathbf{T}_v^{-1} . Os sinais moduladores são gerados através da divisão das tensões de braço pela tensão média desejada nos capacitores equivalentes, V_C^* . Embora denominada de operação em malha aberta, o sistema de balanço intra-braço discutido no Capítulo 5 é utilizado para garantir que as tensões individuais dos SMs se mantenham equilibradas. Este algoritmo requer, como já discutido, a realimentação das tensões de todos os capacitores do conversor. Como não há controle de corrente, mudanças muito rápidas na referência V_C^* devem ser evitadas, pois não há nenhum mecanismo de limitação de corrente senão a proteção do conversor.

A Figura 4.2 apresenta resultados experimentais da operação em malha aberta do protótipo apresentado no Capítulo 6. Suas especificações podem ser vistas na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Especificações do protótipo em escala.

S	V_{call}	V_{cc}	I_{ca}	I_{cc}	V_{CSM}	N
15 kVA	380 V	640 V	22,8 A	23,4 A	128 V	5

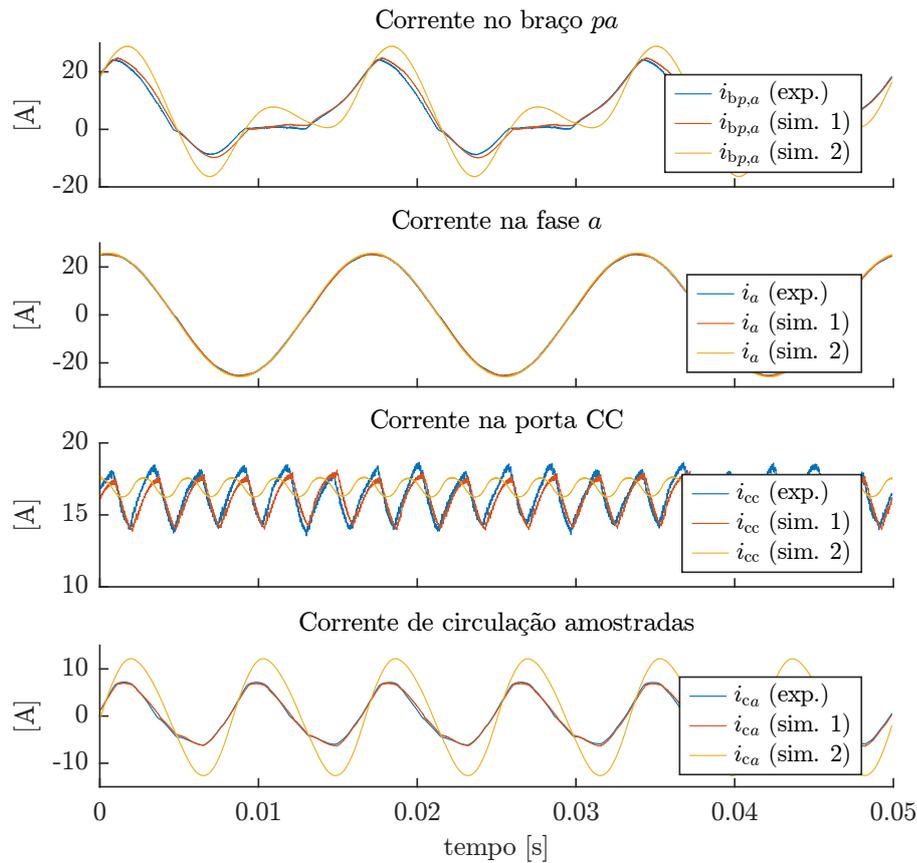


Figura 4.3 – Comparação entre os resultados experimentais e resultados de simulação obtidos com (sim.1) e sem (sim. 2) o uso de tempo morto. O modelo detalhado roda com um passo de cálculo de $1 \mu\text{s}$. A corrente de circulação é obtida a partir das medições das correntes de braço e da corrente no barramento CC.

O conversor opera alimentando uma carga RL ($R = 9,75 \Omega$, $L = 2,8 \text{ mH}$ ¹) conectada em estrela. O conversor é alimentado por uma fonte CC cuja referência é ajustada para 640 V , valor também utilizado para V_C^* . A referência da amplitude da tensão da porta CA é fixada em $\hat{V} = 272 \text{ V}$, o que resulta num índice de modulação $M = 0,85$. O tempo-morto e a largura mínima de pulso foram ambos ajustados em $T_d = T_m = 5 \mu\text{s}$. Este valor é relativamente elevado, mesmo para aplicações reais nas quais dispositivos de 1700 V seriam utilizados. IGBTs de maior tensão, contudo, podem requerer valores ainda maiores, em geral em torno de $10 \mu\text{s}$. A modulação empregada é a *In Phase Disposition* (IPD).

O primeiro gráfico apresenta as tensões dos capacitores equivalentes, que correspondem às somas das tensões dos SMs de cada braço. Estas formas de onda e as das correntes de circulação foram obtidas através do sistema de aquisição do conversor, enquanto os outros gráficos apresentam formas de onda obtidas com um osciloscópio. Percebe-se uma pequena variação nas amplitudes das ondulações das tensões dos capacitores. Isto deve-se

¹O valor nominal de L é $1,9 \text{ mH}$, mas o resistor de carga R possui uma indutância parasita de aproximadamente $0,9 \text{ mH}$.

principalmente às variações paramétricas do circuito. De fato, um braço do conversor implementado utiliza capacitores que, embora possuam o mesmo valor nominal, foram obtidos de um fabricante diferente, com diferentes especificações de tolerância. Um outro braço possui um misto de capacitores de dois fabricantes. Simulações realizadas com o conversor operando em malha aberta mostraram que a utilização de valores de capacitância diferentes em apenas um braço influencia as amplitudes das ondulações também de outros braços. O valor médio das tensões $v_{Cj,k}$ é 626,85 V, 2,05% abaixo do valor de referência. Isto deve-se, principalmente, às resistências parasitas dos indutores de braço e das conexões e às quedas de tensão nos semicondutores. O segundo gráfico apresenta a tensão gerada pelo braço pa , com os seis níveis esperados para este ponto de operação. O terceiro gráfico apresenta uma das correntes de carga, i_a , a corrente que atravessa o braço pa , $i_{bp,a}$, e a corrente na porta CC, i_{cc} . Estas duas últimas apresentam harmônicos de frequência mais elevada que dão uma aparência menos suave às formas de onda, com variações mais acentuadas. O tempo-morto é a principal causa, como será demonstrado a seguir. A corrente i_{cc} apresenta uma notável componente de sexta harmônica, como previsto no modelo de regime permanente proposto na Seção 3.3.1. O último gráfico apresenta as correntes de circulação, cuja componente dominante é a segunda harmônica, como esperado.

O efeito do tempo morto no funcionamento do conversor pode ser visto na Figura 4.3. As formas de onda obtidas experimentalmente são comparadas com as formas de onda obtidas por simulação, em dois casos diferentes. A simulação 1 apresenta resultados da mesma configuração e parâmetros usados na experimentação, enquanto na simulação 2 não foram utilizados tempo-morto nem limitação de largura de pulso. A operação em malha aberta mostrou-se muito sensível à variação na resistência que emula as perdas do indutor de braço, R_b . O pouco amortecimento do circuito por onde flui as correntes de circulação e a operação próxima à ressonância deste podem resultar em componentes harmônicos de elevada amplitude, mas que são também rapidamente amortecidas pelas perdas no circuito [94]. O valor final da resistência de braço, $R_b = 0,675 \Omega$, foi ajustado até que as formas de onda das correntes de circulação simuladas no caso 1 se aproximassem das formas de onda obtidas experimentalmente. Provavelmente este valor elevado acaba por emular as perdas no braço como um todo, já que o modelo de simulação proposto despreza as quedas de tensão nos semicondutores no cálculo das tensões aplicadas ao circuito. Uma outra implicação desta desconsideração ocorre na distorção das correntes de carga. A corrente i_a obtida experimentalmente possui uma distorção de 1,1%, enquanto ambas as provenientes das simulações possuem distorção de 0,71%, mostrando que as quedas de tensão nos semicondutores têm um efeito maior que o tempo-morto neste ponto de operação. Para correntes mais baixas, como será mostrado adiante, o tempo-morto tem um efeito mais significativo na distorção das correntes de carga.

As correntes de circulação e da porta CC, por outro lado, sofrem mudanças signifi-

Tabela 4.2 – Comparação entre valores obtidos experimentalmente e através de simulação com (sim. 1) e sem tempo-morto (sim. 2).

	THD(i_a) [%]	RMS(i_{ca}) [A]	RMS(CA(i_{cc})) [A]
Exp.	1, 11	4, 60	1, 30
Sim. 1	0, 706	4, 55	1, 14
Sim. 2	0, 709	8, 67	0, 50

cativas devido ao uso do tempo morto. O valor eficaz de i_{ca} obtido na sim. 1 vale 4,6 A, enquanto o obtido na sim. 2 vale 8,7 A, indicando que o tempo-morto atua de forma a amortecer ou excitar menos o circuito. O efeito em i_{cc} é contrário: o valor eficaz de sua ondulação na sim. 1 vale 1,1 A, enquanto na sim. 2 vale 0,5 A. Tanto nas formas de onda obtidas experimentalmente, quanto na sim. 1, percebe-se que a amplitude da ondulação em i_{cc} varia ao longo do tempo. A sim. 2 não apresenta este comportamento, sugerindo que este fenômeno é também causado pelo tempo-morto e/ou limitação de largura de pulso. A Tabela 4.2 sumariza os resultados obtidos. As funções THD(\cdot), RMS(\cdot) e CA(\cdot) retornam, respectivamente, o valor da distorção harmônica total (levando em consideração até a quinquagésima harmônica), o valor eficaz e o sinal de entrada com sua componente CC removida.

4.2 Compensação de tempo morto

A tensão gerada por um SM durante a aplicação do tempo-morto é definida pelos estados de condução dos diodos, que por sua vez são definidos pelo sentido da corrente de braço. Se um IGBT está a conduzir a corrente de braço (T_1 se $i_b < 0$ ou T_2 se $i_b > 0$) quando o SM é comandado a trocar de estado, nenhum atraso na mudança ocorre, já que o desligamento dos interruptores controlados, se o esquema de geração de tempo-morto da Figura 3.6 é empregado, é propagado sem atrasos. Por outro lado, se um diodo conduz a corrente de braço (D_2 se $i_b < 0$ ou D_1 se $i_b > 0$) no momento da troca de estado, o atraso na entrada em condução do IGBT resulta numa borda atrasada na tensão gerada pelo SM. A Figura 4.4 ilustra as duas possibilidades. O efeito resultante, no caso de pulsos positivos, é um alongamento destes em T_d , com relação à referência s^* , quando a corrente é positiva, e um estreitamento de mesma duração quando a corrente é negativa. Isto configura uma não-linearidade que tende a distorcer as correntes no conversor, como observado na Figura 4.3. Na prática, como os dispositivos semicondutores ligam e desligam com atrasos diferentes, razão principal que motiva a adição de um tempo-morto maior que os tempos de comutação, as distorções nos pulsos gerados são diferentes de T_d e dependem da corrente de braço. As capacitâncias parasitas dos dispositivos também limitam a taxa com que a tensão v_{SM} varia, gerando mais distorções.

A estratégia usual para compensar a distorção causada pelo tempo-morto consiste em

adicionar aos sinais moduladores um valor que compensará o fluxo perdido ou ganho devido aos atrasos nas entradas e saídas de condução [127, 184]. Para $i_b > 0$, a tensão adicional gerada pelo braço durante o próximo período de comutação deve valer $-V_C T_d / (N T_s)$, de modo a compensar o alongamento do pulso. Para $i_b < 0$, a polaridade da tensão de compensação deve ser oposta. Há dois problemas principais nesta estratégia:

1. Dependendo da estratégia de modulação utilizada, mais de duas bordas podem ocorrer dentro de um período de comutação. Esta situação é mais frequentemente encontrada quando uma modulação por portadora é utilizada e o sinal modulador passa de um nível de portadoras para outro. Devido ao maior número de bordas, a tensão adicional gerada pelo braço não cancela perfeitamente o efeito do tempo-morto.
2. A polaridade da tensão de compensação a ser aplicada no período que se inicia em $(k + 1)T_s$ é, em geral, calculada a partir da amostra de corrente obtida no instante kT_s . A polaridade da corrente pode mudar entre os instantes kT_s e $(k + 2)T_s$, podendo resultar, caso alguma borda ocorra depois da mudança de sentido, numa compensação inversa à necessária.

A Figura 4.5 apresenta a estratégia proposta neste trabalho. Em vez de realizar a compensação nos sinais moduladores, o cancelamento do efeito do tempo morto é alcançado através da inserção de atrasos diretamente nos sinais de comutação s_1 e s_2 (correspondentes

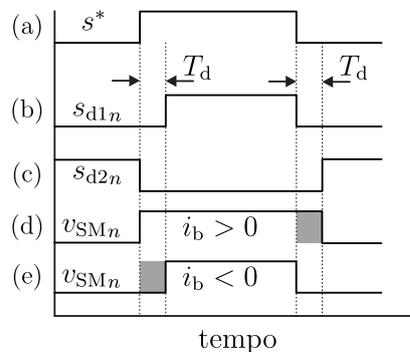


Figura 4.4 – Distorção na largura do pulso gerado por um SM devido ao tempo-morto.

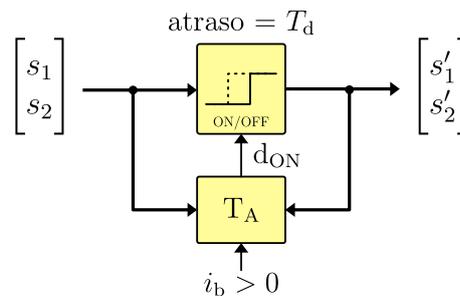


Figura 4.5 – Estratégia de compensação de tempo morto proposta para um SM. O bloco de atraso pode ser desabilitado através do sinal d_{ON} , calculado por meio da tabela T_A , cujo conteúdo pode ser visto na Tabela 4.3.

Tabela 4.3 – Tabela T_A . Os estados destacados são aqueles usados em operação normal.

Est. atual		Est. novo			
s'_1	s'_2	s_1	s_2	$i_b > 0$	d_{ON}
0	0	0	1	0	0
0	0	1	0	0	0
0	1	0	0	0	1
0	1	1	0	0	0
1	0	0	0	0	1
1	0	0	1	0	1
0	0	0	1	1	0
0	0	1	0	1	0
0	1	0	0	1	1
0	1	1	0	1	1
1	0	0	0	1	1
1	0	0	1	1	0

aos interruptores S_1 e S_2) de cada um dos SMs. Os sinais de saída s'_1 e s'_2 podem ser atrasados ou não dependendo do sinal de controle d_{ON} . Se $d_{ON} = 1$, um atraso T_d é aplicado aos sinais de comutação. Se $d_{ON} = 0$, os sinais s'_1 e s'_2 são atualizados imediatamente com os valores de s_1 e s_2 . A necessidade ou não da aplicação de tempo-morto é função dos estado atual dos interruptores, do novo estado desejado e da polaridade da corrente de braço. Na Figura 4.4, apenas a borda de subida de s^* , assumindo $i_b > 0$, requereria atraso, já que a borda de descida é atrasada naturalmente pelo efeito do tempo-morto. Adicionada a compensação, a tensão gerada pelo SM seria atrasada de T_d de sua referência, mas não haveria distorção na largura de pulso.

A Tabela 4.3 apresenta o conteúdo de T_A , bloco que define o estado de d_{ON} . Apenas as quatro linhas destacadas correspondem aos estados esperados em operação normal, na qual os SMs sempre têm, com exceção durante a aplicação do tempo-morto, um interruptor ligado. Se as outras linhas são implementadas, haverá compensação também quando os SMs entram e saem do estado bloqueado, no qual ambos os interruptores estão desligados. A operação normal do MMC não utiliza este estado, mas outras topologias que o empregam podem se beneficiar deste esquema de compensação [84, 185].

A estratégia proposta pode compensar qualquer número de transições por período de comutação, sendo necessário apenas garantir que as bordas dos sinais s_1 e s_2 estejam afastadas de um intervalo maior que T_d . Outra vantagem é a possibilidade de compensar corretamente o tempo-morto mesmo se o sentido da corrente de braço mude num instante de tempo muito próximo à ocorrência da borda, desde que i_b seja amostrada com uma frequência suficientemente alta.

Resultados experimentais obtidos com e sem a estratégia proposta serão apresentados na Figura 4.29 da Seção 4.3.5.1 com o conversor operando em malha fechada, um cenário mais realista do que a operação em malha aberta.

4.3 Controle das correntes

O projeto do sistema de controle de correntes envolve três etapas: a obtenção de modelos discretos para todas as correntes do conversor, a definição de estrutura de controle apropriada e o projeto em si dos parâmetros dos controladores. Um modelo contínuo e desacoplado já foi obtido na Seção 3.1.3. O uso de (3.37) e (3.38) garantem o desacoplamento também das tensões dos capacitores. Os circuitos resultantes, dois trifásicos e um monofásico, mostrados na Figura 3.2, são comumente encontrados em eletrônica de potência, sendo possível encontrar diversas estratégias de controle conhecidas adaptadas ao MMC na literatura.

Pode-se categorizar as estratégias de controle de corrente em dois tipos principais. Na primeira, é possível reconhecer dois blocos distintos, um responsável pelo controle em si das correntes através da geração de uma referência de tensão média adequada que deverá ser sintetizada pelo conversor de potência, e outro, o modulador, responsável por gerar os sinais de comando dos interruptores que, após um período de comutação, terão levado o conversor a gerar o valor médio de tensão requerido. Usualmente, o modulador opera com uma frequência de comutação constante. Essa estratégia é conhecida como controle por valores médios, e é a mais empregada no controle das correntes do MMC [60, 122, 129, 135, 139, 149, 186–189]. Na segunda categoria, não é possível separar claramente as funções de controle e modulação. Os algoritmos que comparam o valor atual das variáveis com as referências determinam diretamente os novos estados dos interruptores. Geralmente, estes esquemas de controle operam numa frequência de amostragem maior e a frequência de comutação resultante é variável. São exemplos desta categoria o esquema apresentado em [190], o controle por modos deslizantes [191] e o controlador preditivo [192–198]. Este trabalho emprega uma estratégia do primeiro tipo, como já apresentado na Figura 3.4. As etapas necessárias para o projeto do sistema de controle são apresentadas a seguir.

4.3.1 Modelo discreto

Há duas estratégias principais utilizadas no projeto de controladores lineares discretos para plantas contínuas em eletrônica de potência. A primeira consiste em projetar um controlador contínuo e depois calcular um equivalente discreto utilizando um método apropriado. As respostas em frequência, contudo podem ser diferentes, principalmente se a frequência de amostragem é baixa. A segunda consiste em obter um modelo discreto da planta e projetar o controlador diretamente no domínio discreto, sendo um método mais preciso. Este trabalho segue o último caminho.

O dispositivo que realiza a interface entre o domínio digital do sistema de controle, normalmente algoritmos implementados em um microcontrolador, e o sistema físico analógico é, em geral, um *Digital-Analog Converter* (DAC), modelado, no domínio s , como um *Zero-Order Hold* (ZOH). O modelo discreto de uma planta contínua $G(s)$ pode ser obtido através da transformada z da resposta da planta $G_{\text{zoh}}(s)G(s)$ calculada nos instantes de aquisição kT_s , $k \in \{0, 1, 2, \dots\}$. Conversores de potência, contudo, quando operando com estratégias que resultam em frequência de comutação fixas, normalmente utilizam um modulador PWM digital como interface entre os domínios digital e analógico. A função de transferência deste é distinta daquela do ZOH, sendo necessário utilizar um procedimento de discretização mais preciso, principalmente se o objetivo é a obtenção de uma malha de controle com largura de banda alta.

A Figura 4.6 apresenta uma visão geral dos blocos e sinais envolvidos no controle das correntes do MMC. Considera-se, inicialmente, apenas um braço do conversor conectado a uma carga linear de função de transferência $G_i(s)$. A entrada do sistema é a tensão de referência a ser gerada pelo braço, um sinal de tempo discreto calculado pelo sistema de controle com taxa de amostragem igual à frequência da portadora utilizada – configurando um modulador com atualização simples. Considera-se, com a intenção de se obter um modelo de pequenos sinais, que esta tensão é formada por um nível CC e uma pequena variação, $v_b^*(kT_s) = V_b^* + \tilde{v}_b^*(kT_s)$. O bloco destacado em cinza é responsável pelo desacoplamento da ondulação da tensão do capacitor, resultando no sinal modulador. Um arranjo de portadoras do tipo IPD foi utilizado no modulador multinível devido ao seu melhor desempenho harmônico. Apenas uma portadora é necessária se o sinal modulador $m(t)$ é separado em duas componentes: uma relativa ao número inteiros de níveis, D_i , e outra referente à parte fracionária, $d_f(t)$, que define quanto tempo o braço gerará o nível D_i e quanto tempo gerará o nível $D_i + 1$ através da comparação com a portadora. O sinal de comutação multinível resultante, $s^*(t)$, é enviado para o braço. Considera-se que a estratégia de compensação de tempo-morto proposta na Seção 4.2 é utilizada, tornando possível desconsiderar o atraso e a distorção causada pelas distorções nas larguras dos pulsos. O atraso resultante da compensação é desprezado por ser pequeno com relação ao período de aquisição T_s .

As principais formas de onda podem ser vistas na Figura 4.7. O primeiro gráfico mostra a portadora e o sinal $d_f(t)$. As perturbações resultantes no sinal de comutação e na tensão gerada pelo braço, quando $\tilde{v}_b^*(t)$ é um impulso discreto de pequena amplitude aplicado no instante $kT_s = 0$, são mostradas no segundo e terceiro gráfico, respectivamente. Os valores foram escolhidos de forma a resultar em $D_f = 0.5$ e $\tilde{d}_f(0) = 0.1$. Considera-se que o sistema já operava em regime permanente para $t < 0$. Embora V_b^* seja um sinal constante, as componentes de regime permanente $S(t)$ e $V_b(t)$ são funções do tempo, mesmo quando não há perturbação aplicada à entrada. Contudo, ainda é possível separar o efeito de $\tilde{v}_b^*(t)$ na tensão $v_b(t)$ como sendo dois pulsos estreitos, localizados aproximadamente

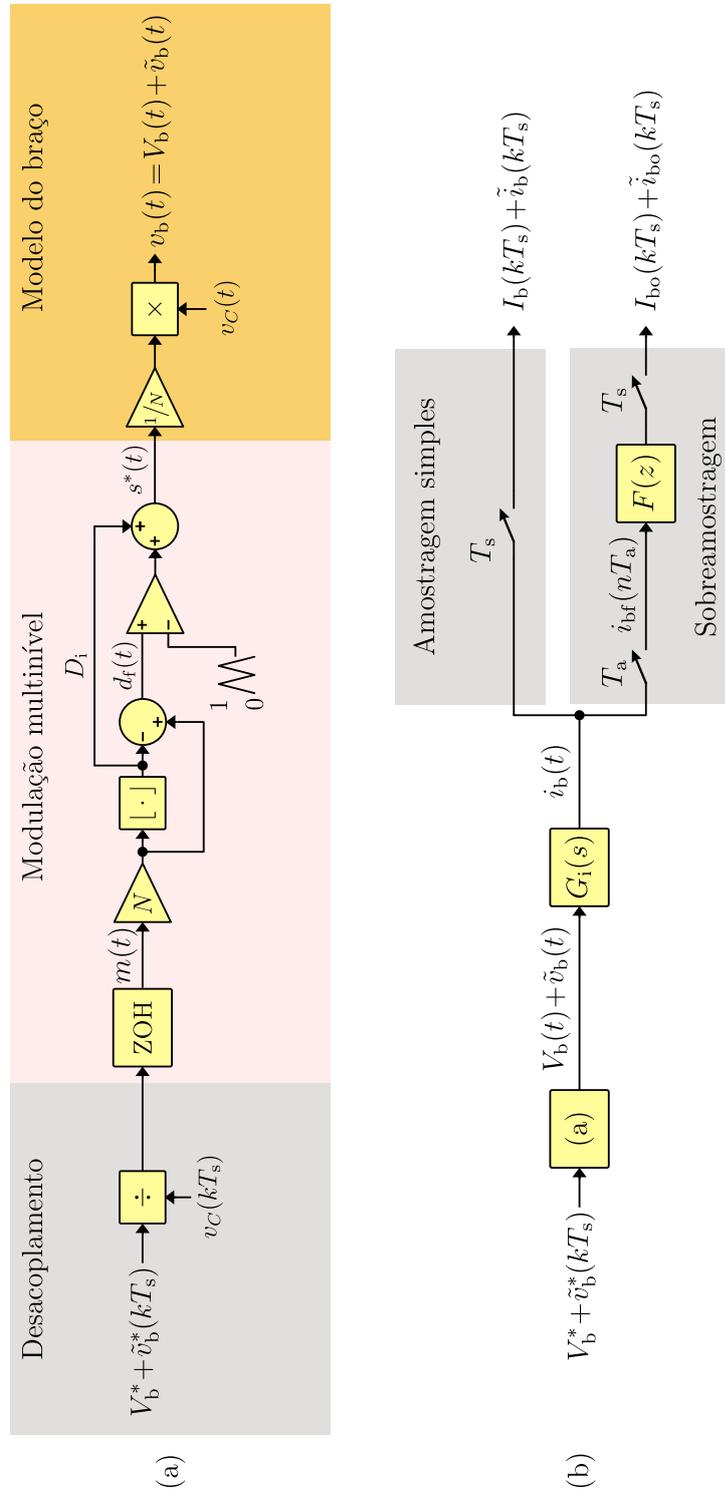


Figura 4.6 – (a) modelo que relaciona a referência a tensão de braço e a tensão propriamente gerada. (b) Modelo que relaciona tensão gerada pelo braço e corrente amostrada.

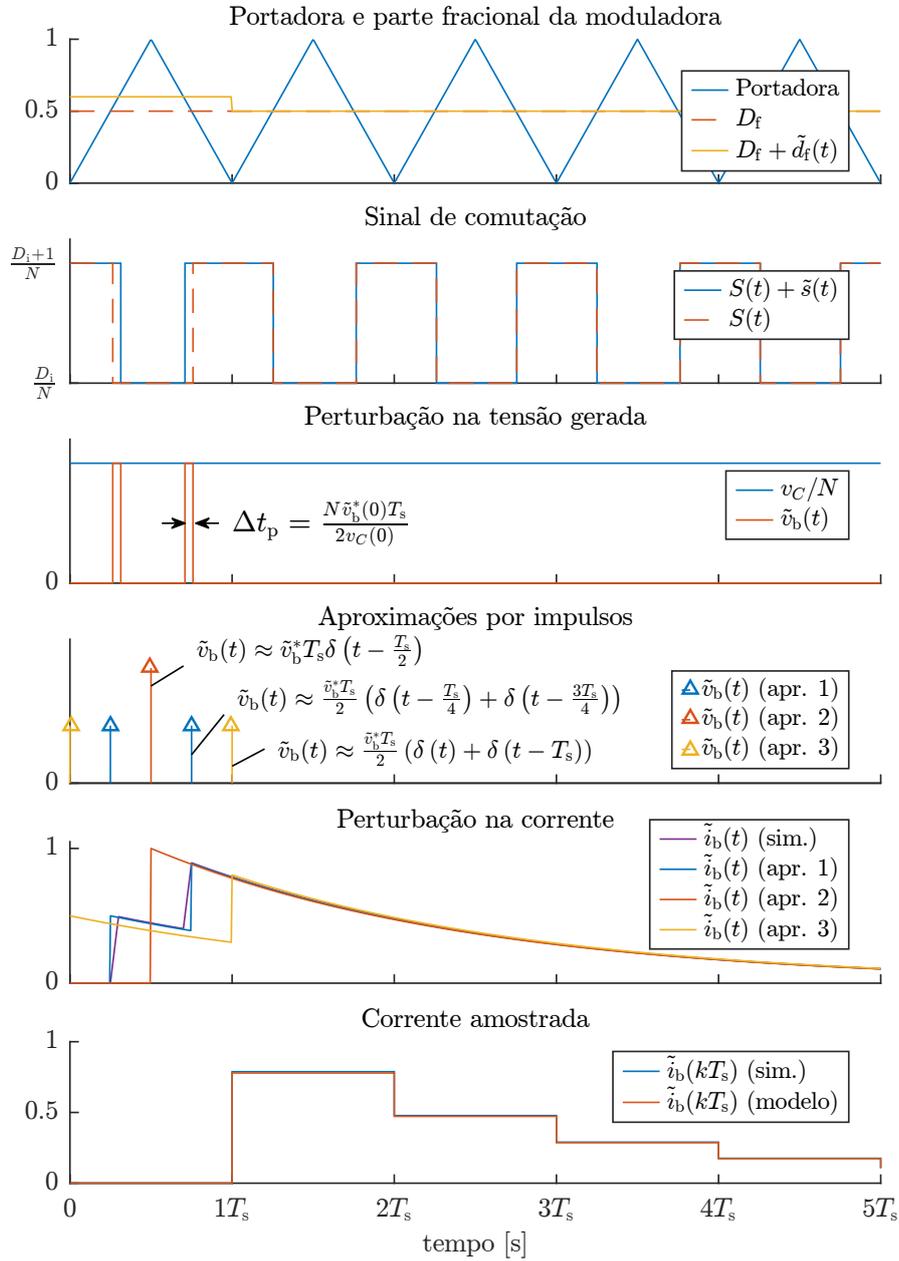


Figura 4.7 – Formas de onda referentes à modelagem discreta das correntes do MMC obtidas por simulação e através de modelo. $\tau = 2T_s$, $L = \tilde{v}_b^*(0)T_s$ e $v_b^*(kT_s)$ é tal que resulta em $D_i = 0$, $D_f = 0.5$ e $\tilde{d}_f = 0.1\delta(k)$. Os capacitores foram substituídos por fontes de tensão na simulação.

nos instantes $DT_s/2$ e $(1 - D/2)T_s$ e de duração

$$\Delta t_p = \frac{N\tilde{v}_b^*(0)T_s}{2v_C(0)}. \quad (4.1)$$

Estes dois pulsos, já que são estreitos para pequenas perturbações, podem ser aproximados por dois impulsos de mesma área (apr. 1 na Figura 4.7) [199]. Assim,

$$\tilde{v}_b(t) \approx \frac{\tilde{v}_b^*(0)v_C(t)T_s}{2v_C(0)}[\delta(t - D_f T_s/2) + \delta(t - (1 - D_f/2)T_s)]. \quad (4.2)$$

Uma simplificação adicional é obtida se considerado que a tensão v_C varia pouco dentro de um período de comutação, de modo que, no intervalo de interesse, $v_C(t) \approx v_C(0)$. Obtém-se, então, um modelo linear de pequenos sinais para a tensão de braço, mas que depende de um ponto de operação D_f . Caso o conversor em questão fosse do tipo CC-CC que operasse com tensões de entrada e saída fixas, D_f seria calculado como sendo o valor esperado quando o sistema operasse em regime permanente. No caso do MMC, D_f varia muitas vezes entre 0 e 1 à medida um ciclo da tensão da porta CA se passa (considerando-se um índice de modulação elevado e um grande número de níveis). A Figura 4.7 apresenta as aproximações resultantes considerando-se três valores para D_f . A primeira (apr. 1) coincide com o valor real utilizado, $D_f = 0.5$. Na segunda, $D_f = 1$ foi utilizado, resultando numa expressão simplificada com apenas um impulso,

$$\tilde{v}_b(t) \approx \tilde{v}_b^*(0)T_s\delta(t - T_s/2). \quad (4.3)$$

A terceira aproximação foi calculada para $D_f = 0$,

$$\tilde{v}_b(t) \approx \tilde{v}_b^*(0)T_s(\delta(t) + \delta(t - T_s)). \quad (4.4)$$

O quinto gráfico na Figura 4.7 apresenta a perturbação resultante na corrente de braço quando uma carga RL com constante de tempo $\tau = 2T_s$ é empregada, a qual é dada, genericamente, por

$$\tilde{i}_b(t) = \frac{\tilde{v}_b^*(0)T_s}{2} [h(t - D_f T_s/2) + h(t - (1 - D_f/2)T_s)], \quad (4.5)$$

onde $h(t)$ é a resposta ao impulso de $G_i(s)$. Com o intuito de simplificação, foi adotado um valor de indutância que resulte num valor de pico de aproximadamente 1 A para $i_b(t)$ ($L = \tilde{v}_b^*(0)T_s$) nos resultados da Figura 4.7. As correntes obtidas por meio das três aproximações são praticamente sobrepostas à obtida por meio de simulação da aplicação da tensão $\tilde{v}_b(t)$ apresentada no terceiro gráfico. Na prática, constantes de tempo muito maiores são esperadas, resultando em aproximações ainda melhores. De fato, no caso de uma planta integradora, os instantes de aplicação dos impulsos não importam. Desde que ocorram dentro do período de comutação, $\tilde{i}_b(T_s)$ terá sempre o mesmo valor.

A obtenção de um modelo discreto agora consiste simplesmente em amostrar $\tilde{i}_b(t)$ nos instantes kT_s e aplicar a transformada z à sequência resultante. A aproximação 2 é

escolhida por ser mais simples. Assim, a função de transferência final vale

$$G_{\text{ids}}(z) = \frac{\tilde{i}_b(z)}{\tilde{v}_b^*(z)} = \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left\{ G_i(s) T_s e^{-sT_s/2} \right\} \Big|_{t=kT_s} \right\}, \quad (4.6)$$

que corresponde à discretização de $G_i(s)T_s e^{-sT_s/2}$ pelo método da invariância ao impulso [200, 201]. O pacote *Control System Toolbox* do *software* MATLAB[®] disponibiliza a função `c2d()`, que permite discretizar funções de transferência contínuas através de vários métodos, incluindo o método de invariância ao impulso. Para uma carga RL ($G_i(s) = 1/(sL + R)$), a função de transferência final vale

$$G_{\text{ids}}(z) = \frac{T_s e^{-T_s R/(2L)}}{L} \frac{z^{-1}}{1 - e^{-T_s R/L} z^{-1}}. \quad (4.7)$$

O último gráfico da Figura 4.7 apresenta uma comparação entre a corrente amostrada obtida por simulação e através do modelo (4.7). As duas respostas são praticamente idênticas, mesmo para uma carga com constante de tempo muito baixa.

Um atraso adicional poderia ainda ser adicionado à planta com o objetivo de modelar o tempo necessário para calcular a ação de controle. Assim, a amostragem de corrente realizada no instante kT_s é usada para calcular o sinal aplicado ao modulador no ciclo que se inicia $(k+1)T_s$, cujo efeito só será percebido na amostragem realizada em $(k+2)T_s$.

A equação (4.7) foi obtida para um circuito composto por um braço e uma carga RL. As funções de transferência que realmente interessam, referentes aos circuitos equivalentes das correntes das portas e de circulação, apresentados na Figura 3.2, podem ser obtidas simplesmente substituindo-se em (4.7) os valores de resistência e indutância de cada um dos circuitos. Isto é possível porque tanto o modelo (4.7) quanto os circuitos são lineares.

4.3.1.1 Sobreamostragem

O modelo discreto (4.7) considera uma amostragem simples da corrente, ou seja, que esta ocorre uma vez no vale da portadora. A função de transferência, portanto, representa uma relação entre a corrente de braço nos instantes de amostragens e a referência da tensão gerada pelo braço. Estas amostragens serão cada vez mais próximas do valor médio, no sentido da equação (2.10), quanto maior for a constante de tempo da carga RL, tornando a ondulação da corrente mais triangular, e quanto mais preciso, temporalmente, for o sistema de modulação e aquisição. Em condições ideais, a amostragem ocorrerá no instante em que a ondulação de corrente cruza o zero, resultando no valor médio apenas [202]. Na prática, outros fatores são ainda mais determinantes na qualidade das correntes amostradas. Um dos principais é o ruído decorrente da excitação dos circuitos de segunda ordem formados pelos indutores de filtro e suas capacitâncias parasitas sempre que ocorre uma comutação. Quanto mais próxima do instante de aquisição a comutação ocorre, mais ruído estará presente na medição. A utilização de filtros *anti-aliasing*, embora necessária para filtrar ruído de mais alta frequência, inclusive da comutação dos semicondutores, pode contribuir

negativamente na amostragem se uma frequência de corte baixa é utilizada. O atraso introduzido pelo filtro na ondulação de corrente muda o instante de cruzamento por zero, e esta aparece como valor CC na aquisição [203].

Por ser um conversor complexo, a implementação do sistema de controle do MMC pode seguir um esquema distribuído. O protótipo utilizado para a obtenção dos resultados experimentais nesta tese, por exemplo, é composto por um controlador central, responsável, principalmente, por rodar os algoritmos de controle e modulação, e mais seis controladores de braço adicionais responsáveis pelas aquisições de corrente e comunicação com cada um dos SMs. Um sistema de sincronismo foi implementado para que as aquisições de corrente ocorram de forma síncrona com a portadora. A qualidade do sincronismo dependerá das tecnologias e estratégias empregadas. Quanto maior o *jitter* do sinal de *clock* que dispara as aquisições, maior o ruído introduzido, principalmente se uma ondulação grande estiver presente.

Estratégias de sobreamostragens são usualmente utilizadas para aumentar a resolução de um sistema de aquisição [204]. Ao somar várias amostras para formar uma apenas, há uma tendência que o ruído não correlacionado se anule, melhorando também a relação sinal ruído. Além disso, como a diferença entre a frequência de amostragem e a máxima frequência presente no sinal de interesse é muito maior, o projeto do filtro *antialiasing* é simplificado. Os benefícios da utilização de sobreamostragem em conversores de potência já foram investigados em [203, 205], nos quais reduções substanciais de ruído foram observadas.

A Figura 4.6 (b) apresenta duas possibilidades de amostragem da corrente de braço. A primeira, a amostragem simples, foi analisada na seção anterior. A estratégia que emprega sobreamostragem para reduzir o ruído é estudada agora. Inicialmente, a corrente de braço é amostrada numa taxa maior definida pelo período $T_a = T_s/M$, onde M é o fator de sobreamostragem, resultando na corrente $i_{bf}(nT_a)$, $n \in \{0, 1, 2, \dots\}$. Este sinal é filtrado por $F(z)$ e reamostrado com período T_s . $F(z)$ é usualmente um filtro de média móvel, de forma que uma amostra do sinal processado, $i_{bo}(kT_s)$, corresponde à média das últimas M amostras de $i_{bf}(nT_a)$,

$$i_{bo}(kT_s) = \frac{1}{M} \sum_{r=0}^{M-1} i_{bf}(kT_s - rT_a). \quad (4.8)$$

Quanto maior M , mais $i_{bo}(kT_s)$ se aproxima da definição de valor médio quase instantâneo apresentada em (2.10) nos instantes de aquisição. Também, mais atenuados são os harmônicos da frequência de comutação, evitando o aparecimento de ruído na banda de interesse devido ao *aliasing* destes.

A amostragem da perturbação na corrente de braço, dada por (4.5), considerando que $\tilde{v}_b^*(0)$ tem amplitude unitária e um período de amostragem T_a resulta em

$$\tilde{i}_{bf}(nT_a) = \frac{T_s}{2} [h(nT_a - D_f T_s/2) + h(nT_a - (1 - D_f/2)T_s)]. \quad (4.9)$$

A aplicação da operação de média móvel e reamostragem definida em (4.8) à equação (4.9) resulta em

$$\tilde{i}_{\text{bo}}(0) = \frac{1}{2M} h(0) (1 - \lceil D_f \rceil) \quad (4.10)$$

$$\tilde{i}_{\text{bo}}(1T_s) = \frac{1}{2M} \left[\sum_{r=0}^{R_1} h([(1 - D/2)M - r]T_a) + \sum_{r=0}^{R_2} h((DM/2 - r)T_a) \right] \quad (4.11)$$

$$\tilde{i}_{\text{bo}}(kT_s) = \frac{1}{2M} \sum_{r=0}^{M-1} [h([(1 - D/2)M - r]T_a) + h((DM/2 - r)T_a)], \quad \text{para } k \geq 2. \quad (4.12)$$

Onde,

$$R_1 = \min(\lfloor (1 - D/2)M \rfloor, M - 1) \quad (4.13)$$

$$R_2 = \lfloor DM/2 \rfloor. \quad (4.14)$$

Mesmo quando apenas funções de transferências estritamente próprias são consideradas, a aproximação de $\tilde{v}_b(t)$ por impulsos resulta em $h(0) \neq 0$ quando $G_i(s)$ é de primeira ordem. Isto resulta num modelo discreto que não é estritamente próprio, a não ser quando o atraso adicional referente ao tempo necessário para o cálculo da ação de controle é considerado.

A função de transferência $G_i(s)$ pode ser escrita na forma de frações parciais,

$$G_i(s) = \sum_{n=1}^N \frac{K_n}{s - p_n}, \quad (4.15)$$

cuja resposta ao impulso, assumindo que não há polos repetidos, é

$$h(t) = \sum_{n=1}^N K_n e^{p_n t}. \quad (4.16)$$

Substituindo (4.16) nas equações (4.10) à (4.12), encontra-se

$$\tilde{i}_{\text{bo}}(0) = \frac{(1 - \lceil D_f \rceil)}{2M} \sum_{n=1}^N K_n \quad (4.17)$$

$$\tilde{i}_{\text{bo}}(1T_s) = \frac{1}{2M} \sum_{n=1}^N \frac{K_n}{1 - e^{p_n T_a}} [e^{f_1} - e^{f_2} + e^{f_3} - e^{f_4}] \quad (4.18)$$

$$\tilde{i}_{\text{bo}}(kT_s) = \sum_{n=1}^N K'_n e^{p_n T_s k}, \quad \text{para } k \geq 2. \quad (4.19)$$

Onde,

$$f_1 = p_n(1 - D/2)T_s \quad (4.20)$$

$$f_2 = p_n [(1 - D/2)M - R_1 - 1] T_a \quad (4.21)$$

$$f_3 = p_n DT_s / 2 \quad (4.22)$$

$$f_4 = p_n T_a (DM/2 - \lfloor DM/2 \rfloor - 1) \quad (4.23)$$

$$K'_n = \frac{K_n}{2M(1 - e^{p_n T_a})} (1 - e^{-p_n T_s}) (e^{-f_1} + e^{-f_3}) \quad (4.24)$$

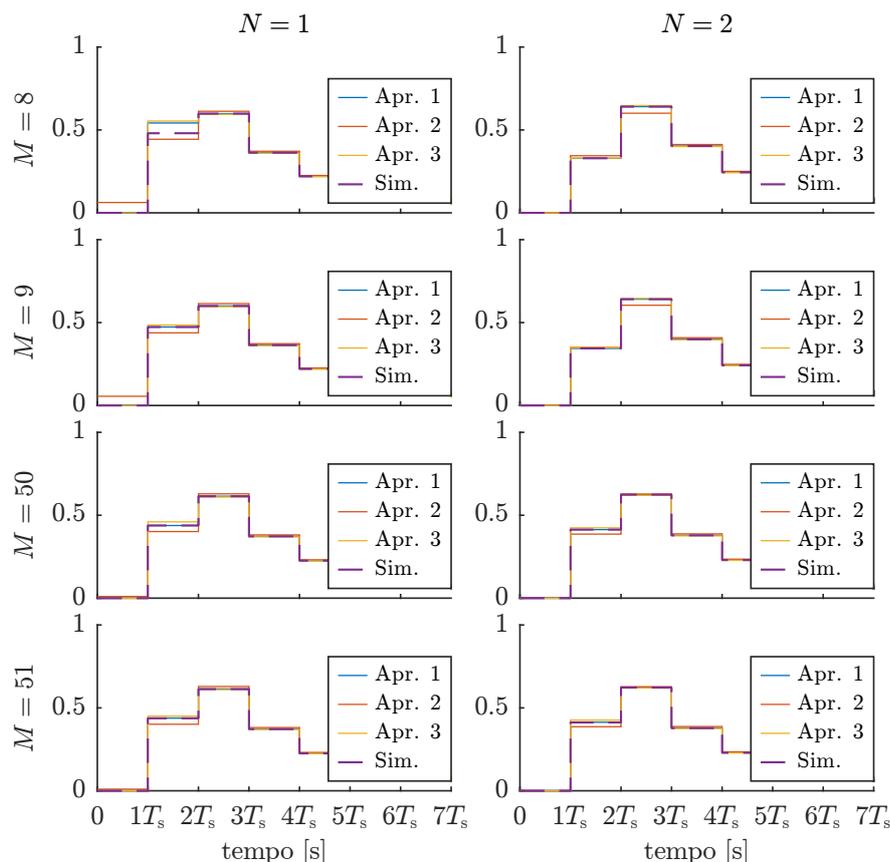


Figura 4.8 – Comparação entre a respostas obtidas com o modelo discreto (4.25) obtido para $D_f = 0,5$ (Apr. 1), $D_f = 0$ (Apr. 2) e $D_f = 1$ (Apr. 3), e a resposta obtida por simulação (Sim.) para plantas de primeira ($N = 1$) e segunda ordem ($N = 2$). As simulações foram realizadas para $D_i = 0$, $D_f = 0,5$ e $\tilde{d}_f = 0,01\delta(k)$. No primeiro caso, a constante de tempo vale $\tau = 2T_s$, no segundo caso é incluída também a dinâmica relativa a um filtro de primeira ordem com uma frequência de corte uma década abaixo da frequência de amostragem $1/T_a$. Foi utilizado $L = \tilde{v}_b^*(0)T_s$, o que resulta numa corrente de pico de $\tilde{i}_b(t)$ de aproximadamente 1 A.

Da aplicação da transformada z à sequência definida pelas equações (4.17) à (4.19), encontra-se a função de transferência discreta que relaciona pequenas variações na corrente de braço obtida por meio de sobreamostragem e pequenas variações na tensão de referência entregue ao modulador.

$$G_{ido}(z) = \frac{\tilde{i}_{bo}(z)}{\tilde{v}_b(z)} = \tilde{i}_{bo}(0) + \frac{\tilde{i}_{bo}(1) - \sum_{n=1}^N K'_n e^{p_n T_s}}{z} + \sum_{n=1}^N \frac{K'_n e^{p_n T_s}}{z - e^{p_n T_s}} \quad (4.25)$$

A Figura 4.8 apresenta uma comparação entre formas de onda obtidas por simulação e através de (4.25) para duas plantas, uma de primeira ordem com uma constante de tempo $\tau = 2T_s$, e outra de segunda ordem, à qual, além da dinâmica já mencionada, foi incluído um filtro passa-baixas de primeira ordem com frequência de corte uma década abaixo da frequência de amostragem $1/T_a$. Para cada planta foram consideradas as taxas de sobreamostragem 8, 9, 50 e 51. Cada gráfico compara as respostas obtidas através de

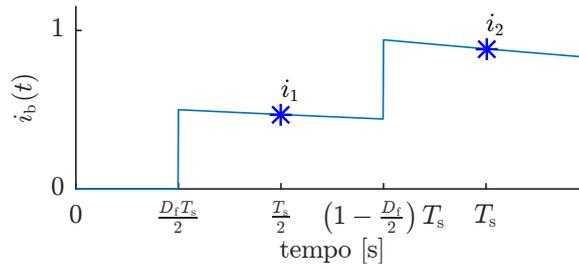


Figura 4.9 – Aproximação linear da corrente de braço no primeiro ciclo de comutação. i_1 e i_2 são os valores amostrados para $M = 2$.

(4.25) calculadas para três pontos de operação, $D_f = 0,5$; 0 e 1, e a resposta obtida por simulação para $D_f = 0,5$ e $\tilde{d}_f = 0,01\delta(k)$. Todas as respostas de $G_{ido}(z)$ para a planta de primeira ordem e $D_f = 0$ apresentam $\tilde{i}_{bo}(0)$ não nulo. A resposta da simulação, como esperado para uma planta física, apresenta $\tilde{i}_{bo}(0) = 0$. Para baixos valores pares de M , a linearização em torno de $D_f = 0$ provê aproximações melhores, a não ser pela primeira amostra não nula. Esta poderia ser artificialmente anulada em (4.25), resultando num modelo mais preciso.

De forma geral, as respostas de $G_{ido}(z)$ apresentam uma sensibilidade maior a D_f que $G_{ids}(z)$, principalmente para plantas com baixas constantes de tempo e M pequeno. No caso da amostragem simples, as transições de $s(t)$ ocorrem sempre entre as amostragens (ou exatamente no instante da amostragem, para $D_f = 0$). Embora a constante de tempo da carga seja pequena nos exemplos utilizados, a forma de onda da corrente dentro do primeiro ciclo de comutação é relativamente linear, e, como as aproximações impulsivas de \tilde{v}_b são simétricas com relação ao meio do período, suas contribuições somadas resultam em aproximadamente no mesmo valor de $\tilde{i}_b(t)$ no instante da primeira aquisição, independentemente de D_f . A Figura 4.9 ilustra esta situação. Considerando uma amostragem simples, apenas aquela no instante T_s ocorre. Assumindo que cada aproximação impulsiva em $v_b(t)$ resulta numa variação de corrente \hat{I} em $i_b(t)$, e ainda uma aproximação linear para o decaimento da corrente, as contribuições de cada impulso no instante T_s são $\hat{I}(1 - (1 - D_f/2)T_s/\tau)$ e $\hat{I}(1 - D_f T_s/(2\tau))$, de forma que $i_2 = \hat{I}(2 - T_s/\tau)$ é independente de D_f . Por outro lado, $i_1 = \hat{I}(1 - (1 - D_f)T_s/(2\tau))$ é dependente. Quando somadas para formar a média, assumindo uma taxa de sobreamostragem $M = 2$, o resultado é dependente de D_f . A Figura 4.8 mostra que essa dependência tende a diminuir à medida que M aumenta, e que é menor para a planta de segunda ordem. A não ser para o primeiro caso testado ($M = 8$, $N = 1$), a resposta do modelo corresponde, com erro pequeno, à curva obtida por simulação, principalmente quando o ponto de operação considerado na linearização é o mesmo do caso simulado ($D_f = 0.5$).

A aproximação de $\tilde{v}_b(t)$ por impulsos é fator causador de diferenças entre as respostas do modelo e da simulação, principalmente para a planta de primeira ordem. Se a borda do sinal de comutação $S(t)$ ocorre exatamente no instante de uma aquisição, uma

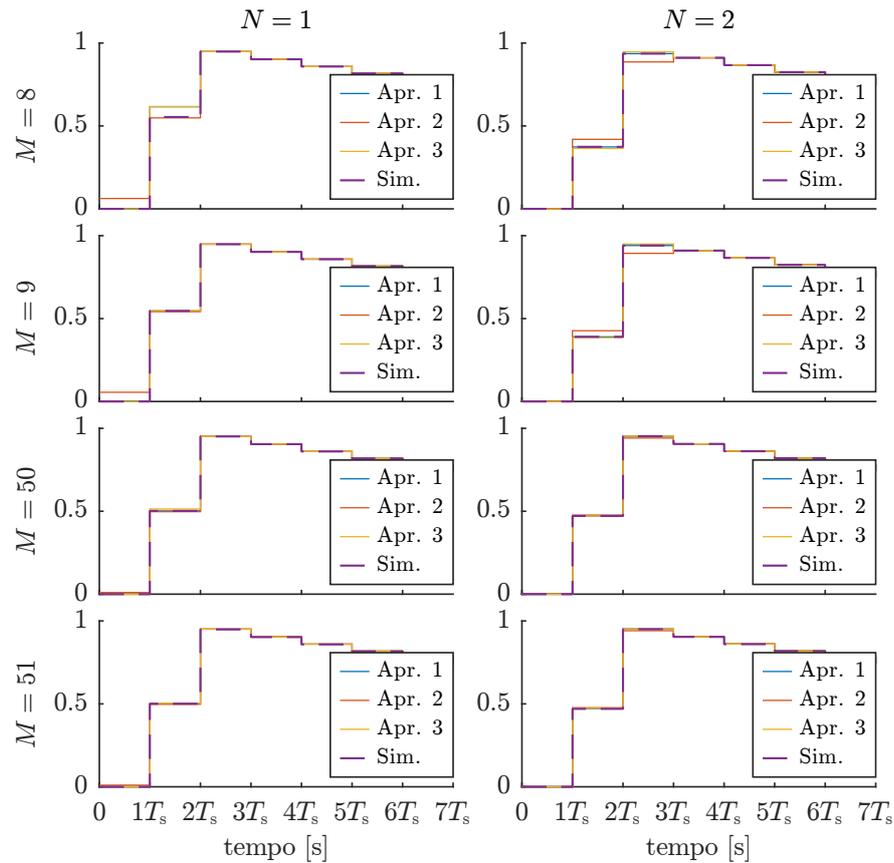


Figura 4.10 – Comparação entre as respostas obtidas com o modelo discreto (4.25) obtido para $D_f = 0,5$ (Apr. 1), $D_f = 0$ (Apr. 2) e $D_f = 1$ (Apr. 3), e a resposta obtida por simulação (Sim.) para plantas de primeira ($N = 1$) e segunda ordem ($N = 2$). As simulações foram realizadas para $D_i = 0$, $D_f = 0,5$ e $\tilde{d}_f = 0,01\delta(k)$. No primeiro caso, a constante de tempo vale $\tau = 20T_s$, no segundo caso é incluída também a dinâmica relativa a um filtro de primeira ordem com uma frequência de corte uma década abaixo da frequência de amostragem $1/T_a$. Foi utilizado $L = \tilde{v}_b^*(0)T_s$, o que resulta numa corrente de pico de $\tilde{i}_b(t)$ de aproximadamente 1 A.

pequena perturbação $\tilde{s}(t)$, dependendo de seu sinal, só afetará $\tilde{i}_b(t)$ na próxima aquisição. Por outro lado, a aproximação por impulso, por causar uma variação instantânea de corrente, manifesta-se em $\tilde{i}_b(t)$ na mesma amostra.

A Figura 4.10 apresenta uma comparação entre as respostas dos modelos e as curvas obtidas por simulação, agora para $\tau = 20T_s$. Percebe-se que o aumento da constante de tempo da planta resulta em melhores aproximações e uma menor dependência do ponto de operação para o qual o sistema foi linearizado, embora ainda haja uma diferença pequena para $D_f = 0$. Assim, para aplicações na qual D_f não é constante, como no caso do sistema de acionamento estudado, a linearização em torno de $D_f = 0,5$ ou $D_f = 1$ é escolhida.

A função `residue()` do *software* MATLAB[®] pode ser utilizada para realizar as conversões entre as formas de quociente de polinômios e fração parcial utilizadas no procedimento de cálculo apresentado. Há uma ressalva, contudo. Valores muito elevados

de constante de tempo da planta associados a períodos de amostragem longos resultam em valores elevados para K'_n , que podem resultar em precisão numérica baixa nas conversões realizadas pela função `residue()`.

Método alternativo

Outra alternativa para se encontrar $G_{ido}(z)$ é primeiro discretizar a planta de corrente com período de amostragem T_a , e depois subamostrar a função de transferência resultante com um período T_s . A partir de (4.5), encontra-se

$$G_{df} = \frac{\tilde{i}_{bf}(z)}{\tilde{v}_b^*(z)} = \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left\{ G_i(s) \frac{(e^{-sD_f T_s/2} + e^{-s(1-D_f/2)T_s})}{2} \right\} \Big|_{t=rT_a} \right\}. \quad (4.26)$$

$G_{ido}(z)$ pode, então, ser encontrada com $\mathcal{S}_M \{G_{df}(z)F(z)\}$, onde $\mathcal{S}_M \{ \}$ é a subamostragem por invariância ao impulso, com fator de decimação M , apresentada no Apêndice C. $F(z)$ é a função de transferência do filtro média móvel, dada por

$$F(z) = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} z^{-n}. \quad (4.27)$$

A vantagem deste método é a melhor estabilidade numérica, por não fazer uso da função `residue()`, e a aplicabilidade a plantas com polos repetidos.

Resposta em frequência

Quando uma planta de primeira ordem do tipo RL e $D_f = 1$ são considerados, a equação (4.25) pode ser reescrita como

$$G_{ido}(z) = \frac{\tilde{i}_{bs}(z)}{\tilde{v}_b^*(z)} = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 - e^{-T_s R/L} z^{-1}}, \quad (4.28)$$

na qual,

$$b_1 = \frac{T_s \left[e^{-T_s R/(2L)} - e^{(\lfloor M/2 \rfloor - M/2 + 1)T_a R/L} \right]}{LM (1 - e^{-T_a R/L})} \quad (4.29)$$

$$b_2 = \frac{T_s \left[e^{(\lfloor M/2 \rfloor - 3M/2 + 1)T_a R/L} - e^{-T_s R/(2L)} \right]}{LM (1 - e^{-T_a R/L})}. \quad (4.30)$$

O uso da sobreamostragem resulta em um modelo de segunda ordem (a não ser para $M = 2$, para o qual $b_2 = 0$), enquanto (4.7), obtida com amostragem simples, tem ordem 1. O polo adicional gera um atraso maior, em parte mitigado pelo zero adicional, que resulta, no domínio do tempo, na primeira amostra não nula da resposta ao impulso sendo aproximadamente metade da segunda (para valores elevados de τ), como apresentando na Figura 4.10. O restante da resposta tem um decaimento exponencial similar àquele obtido com amostragem simples.

A Figura 4.11 apresenta uma comparação entre as respostas em frequência dos esquemas de amostragem simples ((4.7)) e sobreamostragem ((4.28)) para $M = 4$ e $M = 100$. O atraso de um período de amostragem devido ao tempo de cálculo é considerado. Um caso mais realista para a constante de tempo da carga, $\tau = 10T_s$, é utilizado em conjunto com uma indutância $L = T_s$. Um valor diferente apenas desloca verticalmente a magnitude, importando pouco para efeitos de comparação. As respostas de todos os modelos apenas começam a apresentar alguma diferença mais significativa para frequências maiores que $1/25$ da frequência de amostragem, quando a diferença de fase entre aquisição simples e sobreamostragem com $M = 100$ vale $4,3^\circ$. Na frequência de $1/(12T_s)$, um valor razoável para a frequência de cruzamento de uma malha de controle de corrente rápida, a diferença de fase sobe para $14,3^\circ$, que corresponde, aproximadamente, à fase perdida devido a um atraso de $T_s/2$. Para valores elevados de M , a sobreamostragem tem um efeito similar ao de deslocar o instante de aquisição do final do ciclo para o meio, gerando um atraso adicional de $T_s/2$. Para $M = 4$, o efeito é parcial, já que as amostragens não cobrem período de comutação inteiro, mas sim um intervalo equivalente a $3/4$ deste, cujo fim é a amostragem mais atual. Na Figura 4.9, por exemplo, as amostras cobrem apenas a última metade do período de comutação, resultando num atraso equivalente ainda menor, e, conseqüentemente numa menor perda de fase.

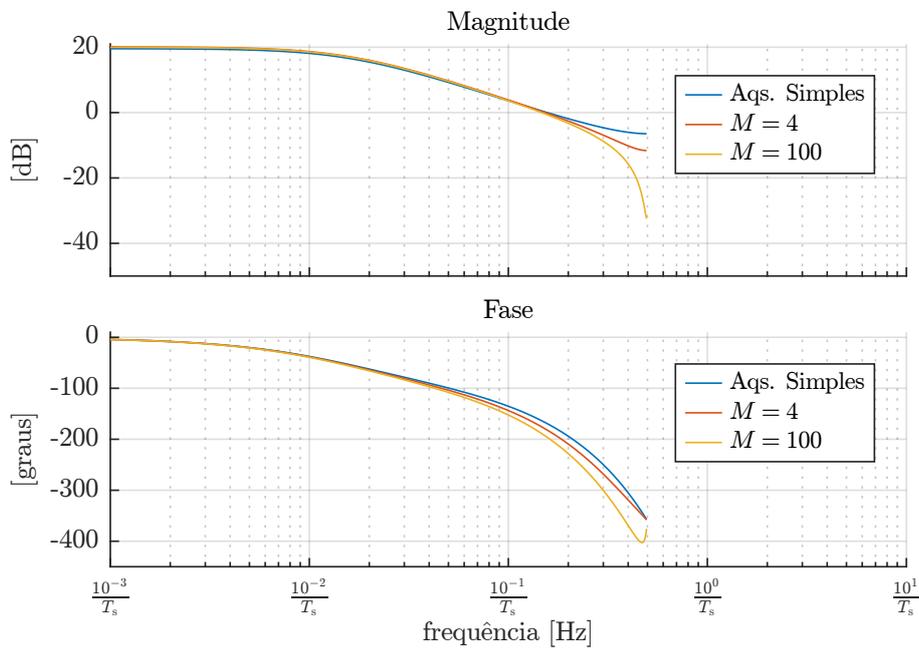


Figura 4.11 – Resposta em frequência de $G_{ids}(z)$ (aquisição simples) e $G_{ido}(z)$ (sobreamostragem) para $M = 4$ e $M = 100$. As curvas foram obtidas para $L = T_s$ e $\tau = 10T_s$.

Aproximação por ZOH

A função de transferência de um filtro média móvel no domínio de Laplace é

$$F_c(s) = \frac{1 - e^{-sMT_a}}{M(1 - e^{-sT_a})}. \quad (4.31)$$

Se o período de amostragem T_a é suficientemente pequeno, a exponencial e^{-sT_a} pode ser aproximada pela parte linear de sua expansão em série, $1 - sT_a$. Assim, (4.31) pode ser aproximada por

$$F_c(s) \approx \frac{1 - e^{-sMT_a}}{sMT_a} = \frac{1 - e^{-sT_s}}{sT_s}, \quad (4.32)$$

que corresponde à função de transferência de um ZOH em conjunto com um amostrador de período T_s . O sistema composto por desacoplamento da ondulação de tensão, modulador PWM e carga pode ser modelado, utilizando-se a aproximação 2 (linearização em $D_f = 1$), por $\tilde{i}_b(s)/\tilde{v}_b(s) = G_i(s)T_s e^{-sT_s/2}$. Acrescentando $F_c(s)$ a esta função de transferência e discretizando-se o resultado, obtêm-se uma aproximação para a planta de corrente com sobreamostragem dada por

$$G_{\text{ido}}(z) = \frac{\tilde{i}_{\text{bo}}(z)}{\tilde{v}_{\text{b}}^*(z)} = \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left\{ G_i(s) e^{-sT_s/2} \frac{1 - e^{-sT_s}}{s} \right\} \Big|_{t=kT_s} \right\}, \quad (4.33)$$

que corresponde à discretização de $\tilde{i}_b(s)/\tilde{v}_b(s) = G_i(s)T_s e^{-sT_s/2}$ pelo método do ZOH [206, 207]. Quanto maior o fator de sobreamostragem M , maior a correspondência entre a função de transferência (4.25) e a aproximação (4.33). Devido ao atraso adicional de meio período de amostragem, a ordem de $G_{\text{ido}}(z)$ é maior em 1 com relação a $G_i(s)$, assim como acontece com (4.25).

A Figura 4.12 apresenta uma comparação entre as respostas obtidas com (4.33) e as respostas obtidas por simulação para plantas de primeira e segunda ordem, as mesmas utilizadas na Figura 4.8. O ponto de operação utilizado na simulação é tal que resulta em $D_i = 0$ e $D_f = 0.5$. A perturbação utilizada na referência da tensão de braço é tal que $\tilde{d}_f = 0,01\delta(k)$. Há uma boa concordância entre as respostas obtidas para ambas as plantas, o que faz de (4.33) uma alternativa mais simples para (4.25), principalmente para os valores maiores de M .

4.3.2 Controlador RST

Um controlador linear discreto para plantas do tipo *Single Input Single Output* (SISO) pode ser representado genericamente como [206]

$$R(q^{-1})u(k) = T(q^{-1})y^*(k) - S(q^{-1})y(k), \quad (4.34)$$

onde q^{-1} é o operador atraso e R , S e T são polinômios neste operador. A ação de controle $u(k)$ é obtida a partir dos valores atual e passados da saída da planta, $y(k)$, da referência $y^*(k)$, e de seus próprios valores passados. O diagrama de blocos da malha de controle

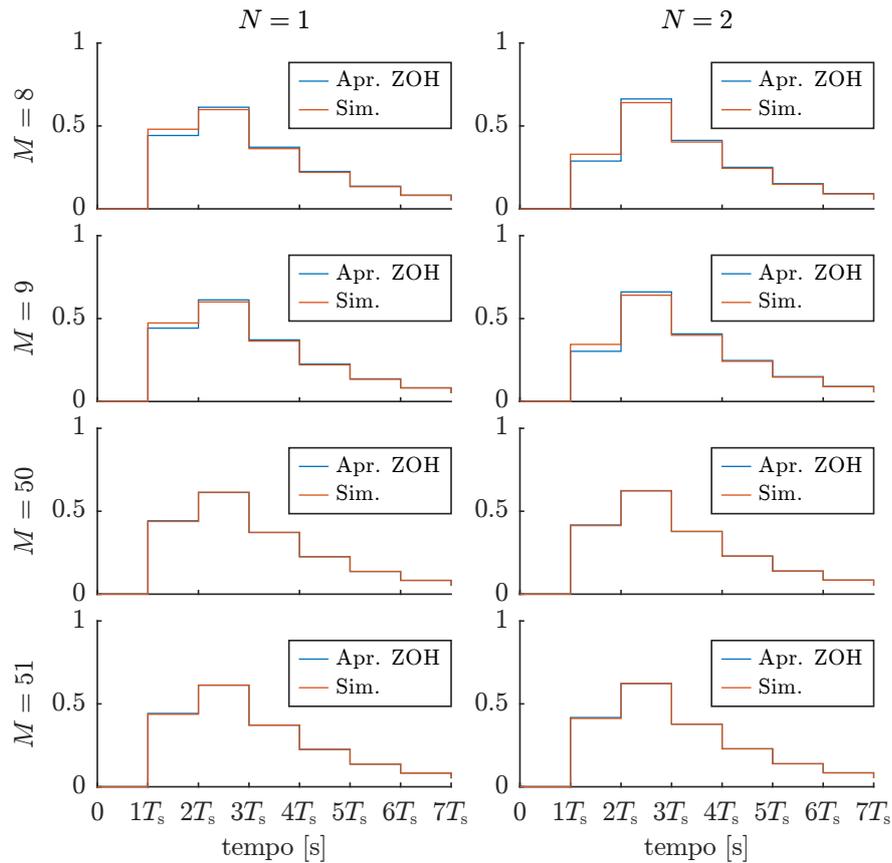


Figura 4.12 – Comparação entre as respostas obtidas com o modelo discreto obtido com a aproximação por ZOH (Apr. ZOH), (4.33), e a resposta obtida por simulação (Sim.) para plantas de primeira ($N = 1$) e segunda ordem ($N = 2$). As simulações foram realizadas para $D_i = 0$, $D_f = 0.5$ e $\tilde{d}_f = 0,01\delta(k)$. No primeiro caso, a constante de tempo vale $\tau = 2T_s$, no segundo caso é incluída também a dinâmica relativa a um filtro de primeira ordem com uma frequência de corte uma década abaixo da frequência de amostragem $1/T_a$. Foi utilizado $L = \tilde{v}_b^*(0)T_s$, o que resulta numa corrente de pico de $\tilde{i}_b(t)$ de aproximadamente 1 A.

empregando o assim chamado controlador RST [206,208] é apresentado na Figura 4.13. A planta é modelada pela função de transferência

$$G(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{b_1z^{-1} + b_2z^{-2} \dots + b_Nz^{-N}}{a_0 + a_1z^{-1} + \dots + a_Nz^{-N}}. \quad (4.35)$$

Perturbações geradas pelas não idealidades como distorções na largura dos pulsos, compensações não ideais do tempo morto e da ondulação de tensão, dentre outras possíveis, são modeladas pelo sinal $p(k)$ somado à entrada da planta. Para que o controlador seja causal, é necessário que o grau de R seja maior ou igual aos graus de S e T .

Muitas estratégias foram propostas para o projeto de controladores discretos. Estas podem ser divididas em duas categorias principais: o projeto no domínio do tempo e da frequência. Pertencem à primeira classe, dentre outros, o controlador preditivo linear [209] e o controlador *Linear Quadratic Regulator* (LQR) [206], enquanto no domínio da

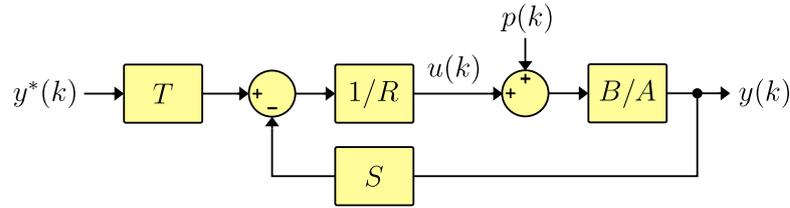


Figura 4.13 – Sistema de controle empregando um controlador RST. A planta é modelada pela função de transferência $G(z) = B(z)/A(z)$.

freqüência são exemplos o projeto através dos gráficos de Bode (resposta em freqüência), o lugar das raízes e o projeto por alocação de polos. Este último é o utilizado neste trabalho. Embora seja um método frequencial, é possível fazer uma correspondência com o domínio do tempo, já que existe uma relação entre a posição dos polos e zeros de um sistema e sua resposta no tempo.

A saída da planta, no domínio da freqüência, é dada por

$$y(z) = \frac{BT}{AR + BS}y^*(z) + \frac{BR}{AR + BS}p(z), \quad (4.36)$$

enquanto a ação de controle é dada por

$$u(z) = \frac{AT}{AR + BS}y^*(z) - \frac{BS}{AR + BS}p(z). \quad (4.37)$$

A dependência em z foi omitida nos polinômios para simplificar as expressões. O polinômio característico do sistema é

$$A_{cl} = AR + BS. \quad (4.38)$$

Desde que polinômios de grau adequados sejam utilizados, é possível definir a posição de todos os zeros de A_{cl} através dos coeficientes de R e S . Se A_{cl} , A e B são conhecidos, o problema consiste em resolver a equação diofantina (4.38). Contudo, para assegurar rejeição a perturbações, pelo princípio do modelo interno, é necessário que o polinômio R contenha fatores adequados para cada tipo esperado de perturbação. Se $p(k)$ é uma função degrau, por exemplo, é necessário que R contenha o fator $1 - q^{-1}$, de modo que a segunda parte de (4.36) se anule (no domínio do tempo) quando $p(k)$ é constante e o sistema atinja regime permanente. Para uma perturbação senoidal de freqüência ω , é necessário que R contenha o fator $1 - 2 \cos(\omega T_s)q^{-1} + q^{-2}$, já que este anula um sinal deste tipo.

Também pode ser útil que o polinômio S possua zeros em freqüências específicas para filtrar ruídos de medição ou outros sinais indesejados, impedindo que estes cheguem até o sinal de controle $u(k)$ [206]. O fator $1 + q^{-1}$, por exemplo, corresponde a um filtro média móvel de duas amostras, capaz de anular ruídos na freqüência de Nyquist e atenuar freqüências próximas. Assim, pode-se definir

$$R = R_d \bar{R} \quad (4.39)$$

$$S = S_d \bar{S}. \quad (4.40)$$

R_d e S_d são os polinômios predefinidos de acordo com as necessidades do projeto. \bar{R} e \bar{S} provêm os graus de liberdade (coeficientes a serem ajustados) para que ainda possa ser possível alocar os zeros de A_{cl} em quaisquer posições desejadas. Assim, o polinômio característico passa a ser

$$AR_d\bar{R} + BS_d\bar{S} = A_{cl}. \quad (4.41)$$

Para que se obtenha um maior número de graus de liberdade com a menor ordem do controlador, é vantajoso que

$$\deg R = \deg S. \quad (4.42)$$

Como $\deg A > \deg B$, então o primeiro termo em (4.41) tem grau maior, e, portanto, define o grau do polinômio característico.

$$d = \deg A_{cl} = N + \deg R_d + \deg \bar{R} \quad (4.43)$$

Assumindo A_{cl} mônico, existem d coeficientes que podem ser ajustados para que a resposta em malha fechada tenha as características desejadas. Portanto, este deve ser também o número de graus de liberdade providos por \bar{R} e \bar{S} . Destes, o polinômio \bar{R} , assumindo-se ser também mônico, contribui com $\deg \bar{R}$. De (4.42) e das definições (4.39) e (4.40), encontra-se que $\deg \bar{S} = \deg R_d + \deg \bar{R} - \deg S_d$. Para que seja possível controlar o ganho estático do controlador, \bar{S} não pode ser mônico. Logo, \bar{S} contribui com $\deg \bar{S} + 1$ graus de liberdade. Igualando o total de graus providos a d , chega-se a

$$\deg \bar{R} = d_R = N + \deg S_d - 1 \quad (4.44)$$

$$\deg \bar{S} = d_S = N + \deg R_d - 1 \quad (4.45)$$

$$\deg A_{cl} = d = 2N + \deg R_d + \deg S_d - 1. \quad (4.46)$$

Definindo-se $A' = AR_d$ e $B' = BS_d$, o problema passa a ser resolver a equação

$$A'\bar{R} + B'\bar{S} = A_{cl} \quad (4.47)$$

para \bar{R} e \bar{S} . Os coeficientes do produto de dois polinômios podem ser encontrados através da convolução discreta dos coeficientes dos polinômios originais. Assim,

$$\sum_{n=\max(0, k-\deg \bar{R})}^{\min(k, N)} a'_n \bar{r}_{k-n} + \sum_{n=\max(0, k-\deg \bar{S})}^{\min(k, N)} b'_n \bar{s}_{k-n} = a_{cl k} \quad (4.48)$$

para $k \in \{0, 1, \dots, d\}$. Conhecidos os coeficientes da planta e do polinômio característico desejado, (4.48) pode ser escrita como um sistema linear na forma matricial $\mathbf{M}\mathbf{c} = \mathbf{f}$,

expandida a seguir.

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ a'_1 & 1 & \ddots & \vdots & b'_1 & 0 & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 & \vdots & \ddots & \ddots \\ a'_N & & & 1 & b'_N & \ddots & 0 \\ 0 & \ddots & & a'_1 & 0 & \ddots & b'_1 \\ \vdots & \ddots & & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & a'_N & 0 & \cdots & 0 & b'_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \bar{r}_1 \\ \vdots \\ \bar{r}_{d_R} \\ 1 \\ \bar{s}_0 \\ \vdots \\ \bar{s}_{d_S} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ a_{cl1} \\ \vdots \\ a_{cld} \end{bmatrix} \quad (4.49)$$

A matriz \mathbf{M} é conhecida como matriz de Sylvester. Para que seu determinante seja não nulo, e, portanto, para que o sistema tenha solução, é necessário que A' e B' não contenham fatores comuns [207, 210, 211]. A matriz \mathbf{M} pode ser montada a partir de dois blocos de matrizes Toeplitz formadas a partir dos coeficientes de A' e B' concatenadas horizontalmente. A primeira tem dimensão $d + 1 \times d_R + 1$, e a segunda $d + 1 \times d_S + 1$.

Usualmente, são escolhidos dois polos dominantes para A_{cl} com frequência e amortecimento determinados de acordo com as características desejadas para a dinâmica de malha fechada. Uma abordagem conveniente é descrever o polinômio discreto desejado em termos de seu equivalente de tempo contínuo [206]. O polinômio característico referente a um sistema de segunda ordem $A_c(s) = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2$ tem como equivalente discreto (obtido através do mapeamento $z = e^{sT_s}$ e depois convertido para potências negativas de z)

$$A_2(z) = 1 - 2e^{-\zeta\omega_n T_s} \cos\left(\omega_n T_s \sqrt{1 - \zeta^2}\right) z^{-1} + e^{-2\zeta\omega_n T_s} z^{-2}. \quad (4.50)$$

É possível ainda fazer uma correspondência entre (4.50) e parâmetros da resposta ao degrau como sobressinal e tempo de acomodação.

Quando A_{cl} tem grau maior que 2, o que normalmente é o caso, adiciona-se um polinômio auxiliar A_o , resultando em $A_{cl} = A_2 A_o$. Em [206], os autores evidenciam a correspondência entre A_o e os polos do estimador de estados empregado na estratégia de controle por realimentação de estados. Quanto maior a frequência dos polos de A_o , mais rápida é a rejeição de perturbações, mas também mais sensível é o sistema a ruídos de alta frequência. No limite, A_o pode ser constituído apenas de atrasos, o que equivaleria a um observador de estados com resposta *dead-beat*. A robustez do sistema também é afetada, sendo maior quanto mais filtragem é utilizada.

A equação (4.36) mostra que os zeros da planta aparecem na função de transferência de malha fechada. Zeros e polos da planta podem ser cancelados se fatores adicionais são integrados aos polinômios R e S [206]. No caso da planta de corrente do MMC quando a amostragem é utilizada, (4.28), o zero é benéfico. A segunda amostra da resposta ao impulso da planta (a primeira não nula) é aproximadamente metade da terceira quando

a carga tem uma constante de tempo elevada. Isto ocorre porque no primeiro período de comutação a corrente cresce desde zero até seu valor de pico. A área abaixo da curva, neste intervalo, é aproximadamente metade daquela do segundo período de comutação, no qual a corrente permanece quase constante e próxima ao valor de pico. A tentativa de cancelar este efeito resultaria num pico de corrente duas vezes maior no primeiro ciclo.

Em [211] também é demonstrado que o controlador RST, quando sintonizado a partir da técnica de alocação de polos, contém intrinsecamente um preditor se a planta possui atraso. Neste caso, $A_o \neq 1$ equivale a uma predição com filtro. O método de cálculo dos polinômios R e S , através de (4.49), é o mesmo, bastando que o atraso seja incorporado em $B(z)$.

A resposta a perturbações do sistema em malha fechada é definida através dos polinômios R e S . O polinômio T , por sua vez, introduz zeros na função de transferência $y(z)/y^*(z)$, modificando o seguimento de referência. Um possível uso para T é cancelar A_o , resultando em $y(z)/y^*(z) = B/A_{cl}$. Assim,

$$T = \frac{A_2(1)}{B(1)} A_o. \quad (4.51)$$

O termo $A_2(1)/B(1)$ é adicionado para que o ganho de seguimento de referência seja unitário em regime permanente.

É possível ainda separar completamente a resposta a perturbações e o seguimento de referência e definir dinâmicas diferentes para cada uma destas funções de transferência. Para tanto, é necessário aumentar a ordem dos polinômios do controlador e que os polos e zeros da planta sejam suficientemente amortecidos para que possam ser cancelados pelo controlador [206]. No caso dos controladores de corrente do MMC, apenas um filtro de primeira ordem foi adicionado ao sinal $y^*(k)$ com o objetivo de diminuir o sobressinal que aparece no seguimento de referência quando a indutância de filtro está no limite inferior da faixa esperada. Mais detalhes serão apresentados na seção de projeto.

***Feedforward* de perturbações**

O *feedforward* de perturbações conhecidas pode melhorar significativamente o impacto destas na saída da planta, pois a compensação das perturbações começa antes da reação da malha de *feedback*. Se o atraso da entrada da planta para a saída é o mesmo da perturbação para a saída, a rejeição seria, idealmente, perfeita. No caso da malha de controle de corrente do MMC, ou, mais genericamente, de qualquer conversor, a principal perturbação externa é a tensão da carga que se deseja alimentar. Se o conversor está conectado à rede, seria a própria tensão desta. No caso de um sistema de acionamento de máquina, seria a força contra-eletromotriz desta. Há ainda a tensão de velocidade relativa à queda de tensão sobre os indutores de filtro se o controle das correntes é realizado em eixos dq . Quando um filtro RL é utilizado, a tensão gerada pelo conversor, o filtro e a

carga estão todos em série. Assim, a tensão gerada pelo conversor e a tensão sobre a carga influenciam de maneira igual a corrente que atravessa o filtro. Se a tensão sobre a carga é medida, pode-se fazer o conversor gerar uma tensão de mesmo valor mas de polaridade oposta que cancele o efeito da primeira. O atraso gerado pelo cômputo da ação de controle, contudo, não permite que esta compensação seja instantânea, existindo um atraso de, usualmente, $a = 1$ entre a resposta da planta à perturbação e a resposta da planta ao sinal de controle, como apresentado na Figura 4.14. Embora um atraso equivalente a apenas uma amostra seja pequeno, para malhas de controle rápidas o efeito na saída da planta é significativo.

O polinômio $D(z)$ adiciona um caminho de compensação *feedforward* ao controlador RST, permitindo responder mais rapidamente à perturbação mensurável $p(k)$. A função de transferência do sinal de entrada $p(k)$ para a saída $y(k)$ e para o sinal de controle $u(k)$ valem, respectivamente,

$$G_p(z) = \frac{y(z)}{p(z)} = \frac{B^*(R - z^{-a}D)}{AR + BS} \quad (4.52)$$

$$G_u(z) = \frac{u(z)}{p(z)} = \frac{-SB^* - AD}{AR + BS}. \quad (4.53)$$

Assim como para R , é necessário que D contenha o modelo da perturbação que se deseja rejeitar para que o numerador de $G_p(z)$ possa anular, em regime permanente, o efeito de $p(k)$. Assim, define-se

$$D = R_d \bar{D}, \quad (4.54)$$

\bar{D} tendo a mesma ordem que \bar{R} . (4.52) pode, então, ser reescrita como

$$G_p(z) = \frac{y(z)}{p(z)} = \frac{B^* R_d (\bar{R} - z^{-a} \bar{D})}{AR + BS} \quad (4.55)$$

As equações (4.52) e (4.53) mostram que a estabilidade do sistema independe do polinômio D , já que este afeta apenas os zeros de $G_p(z)$ e $G_u(z)$. Contudo, tanto a resposta temporal da planta a uma perturbação quanto o conteúdo de alta frequência no sinal de controle devido à existência de ruído na medição de $p(k)$ são dependentes de D . Até então,

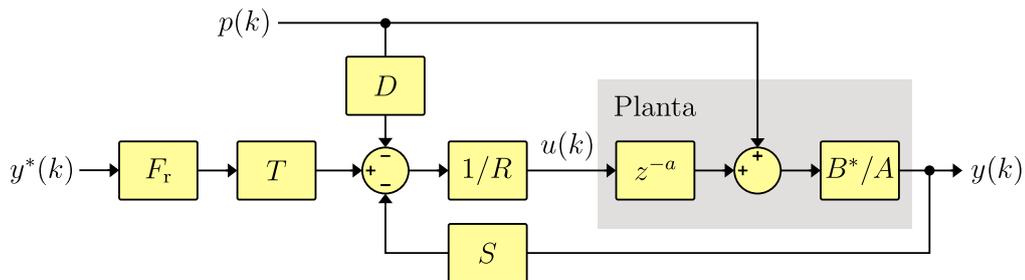


Figura 4.14 – Estrutura RSTD obtida a partir da integração de um caminho *feedforward* para perturbação mensurável $p(k)$ ao controlador RST. Um filtro de primeira ordem $F_r(z)$ foi adicionado na entrada da referência.

a técnica de alocação de polos, baseada no domínio da frequência, foi utilizada para o projeto dos polinômios do controlador. A possibilidade de alocar os polos dominantes como numa configuração equivalente a de um sistema de segunda ordem de resposta conhecida facilita a escolha das alocações. A alocação de zeros, por outro lado, é menos trivial. A não ser que se conheça de antemão uma frequência específica que se queira atenuar, como pode ser feito para o polinômio S_d , a escolha dos zeros de forma a favorecer a resposta à perturbação é mais difícil. Preferiu-se uma abordagem no domínio do tempo para o projeto de \bar{D} , já que é mais fácil especificar um objetivo — a mínima interferência de $p(k)$ em $y(k)$ — neste domínio.

Define-se $g(k)$ e $g'(k)$ como sendo, respectivamente, as respostas ao degrau das funções de transferência

$$G(z) = \frac{B^*R}{AR + BS} \quad (4.56)$$

$$G'(z) = \frac{B^*R_d}{AR + BS}. \quad (4.57)$$

Por sua vez, a resposta ao degrau de $G_p(z)$ pode ser escrita como uma combinação de $g(k)$ e $g'(k)$ e dos coeficientes de \bar{D} , representados por d_0, \dots, d_{d_r} . Assim, para $p(k)$ igual a função degrau, $y(k)$ vale

$$\begin{aligned} y(0) &= g(0) \\ y(1) &= g(1) \\ &\vdots \\ y(a) &= g(a) - d_0g'(0) \\ y(a+1) &= g(a+1) - [d_0g'(1) + d_1g'(0)] \\ &\vdots \\ y(a+d_R) &= g(a+d_R) - [d_0g'(d_R) + d_1g'(d_R-1) + \dots + d_{d_r}g'(0)] \\ y(a+d_R+1) &= g(a+d_R+1) - [d_0g'(d_R+1) + d_1g'(d_R) + \dots + d_{d_r}g'(1)] \\ &\vdots \\ y(a+N_D-1) &= g(a+N_D-1) - [d_0g'(N_D-1) + d_1g'(N_D-2) + \\ &\quad \dots + d_{d_r}g'(N_D-d_R-1)], \end{aligned} \quad (4.58)$$

onde N_d é o horizonte de predição. Este valor determina quantas amostras de $y(k)$ dependentes de pelo menos um coeficiente de \bar{D} serão consideradas. Devido ao atraso z^{-a} em (4.55), o polinômio \bar{D} só passa a influenciar em $y(k)$ após a amostras. A resposta ao degrau de (4.55) pode ser reescrita na forma matricial como

$$\mathbf{y} = -\mathbf{G}\mathbf{d} + \mathbf{g}, \quad (4.59)$$

onde,

$$\mathbf{y} = [y(a) \quad y(a+1) \quad \dots \quad y(a+N_D-1)]^T \quad (4.60)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g'(0) & 0 & \cdots & 0 \\ g'(1) & g'(0) & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ g'(d_R) & g'(d_R - 1) & \cdots & g'(0) \\ \vdots & & & \vdots \\ g'(N_D - 1) & g'(N_D - 2) & \cdots & g'(N_D - d_R - 1) \end{bmatrix} \quad (4.61)$$

$$\mathbf{d} = [d_0 \ d_1 \ \cdots \ d_{d_R}]^T \quad (4.62)$$

$$\mathbf{g} = [g(a) \ g(a+1) \ \cdots \ g(a+N_D-1)]^T. \quad (4.63)$$

A matriz \mathbf{G} é do tipo Toeplitz e sua primeira coluna é formada pelas primeiras N_d amostras da resposta ao degrau $g'(k)$. O objetivo da malha *feedforward*, no domínio do tempo, é minimizar os efeitos de $p(k)$ em $y(k)$. Considerando que a perturbação é do tipo degrau, os valores ótimos para d_0, \dots, d_{d_R} podem ser obtidos através da solução do problema de otimização

$$\min_{\mathbf{d}} J = \mathbf{y}^T \mathbf{y} = (-\mathbf{G}\mathbf{d} + \mathbf{g})^T (-\mathbf{G}\mathbf{d} + \mathbf{g}). \quad (4.64)$$

Desenvolvendo (4.64), encontra-se $J = \mathbf{d}^T \mathbf{G}^T \mathbf{G} \mathbf{d} - 2\mathbf{g}^T \mathbf{G} \mathbf{d} + \mathbf{g}^T \mathbf{g}$. O valor de \mathbf{d} que minimiza esta função quadrática é

$$\mathbf{d} = (\mathbf{G}^T \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G} \mathbf{g}. \quad (4.65)$$

Os coeficientes do polinômio D podem, então, ser encontrados a partir de (4.54).

A Figura 4.15 apresenta as respostas de um sistema em malha fechada composto por um controlador RST e uma planta discreta obtida através de (4.33). $G_i(s)$ corresponde à função de transferência de uma carga RL com $\tau = 10$ e $L = T_s$ e um filtro *antialiasing* de primeira ordem com frequência de corte uma década abaixo da frequência de amostragem, esta sendo 25 vezes a frequência de amostragem. Um atraso $a = 1$ decorrente do tempo necessário para o cálculo da ação de controle é assumido. A função de transferência final para o caso nominal é

$$G_{\text{ido}}(z) = \frac{0,4268z^{-2} + 0,5248z^{-3} + 2,243 \cdot 10^{-5}z^{-4}}{1 - 0,9048z^{-1} + 1,364 \cdot 10^{-7}z^{-3}}. \quad (4.66)$$

O controlador foi projetado de acordo com a Seção 4.3.2 para $\omega_n = 2\pi/(12T_s)$ e $\zeta = 0,75$, resultando nos polinômios

$$\begin{aligned} R &= 1 - 0,3654z^{-1} - 0,2939z^{-2} - 0,3406z^{-3} \\ S &= 0,8595 - 0,6644z^{-1} \\ T &= 0,1951. \end{aligned} \quad (4.67)$$

A dinâmica do filtro *antialiasing* foi desconsiderada no projeto. Por ser de alta frequência, o polo ignorado influencia pouco na resposta e na estabilidade do sistema. O filtro de referência F_r não foi utilizado. Seis malhas *feedforward* são consideradas. Na primeira,

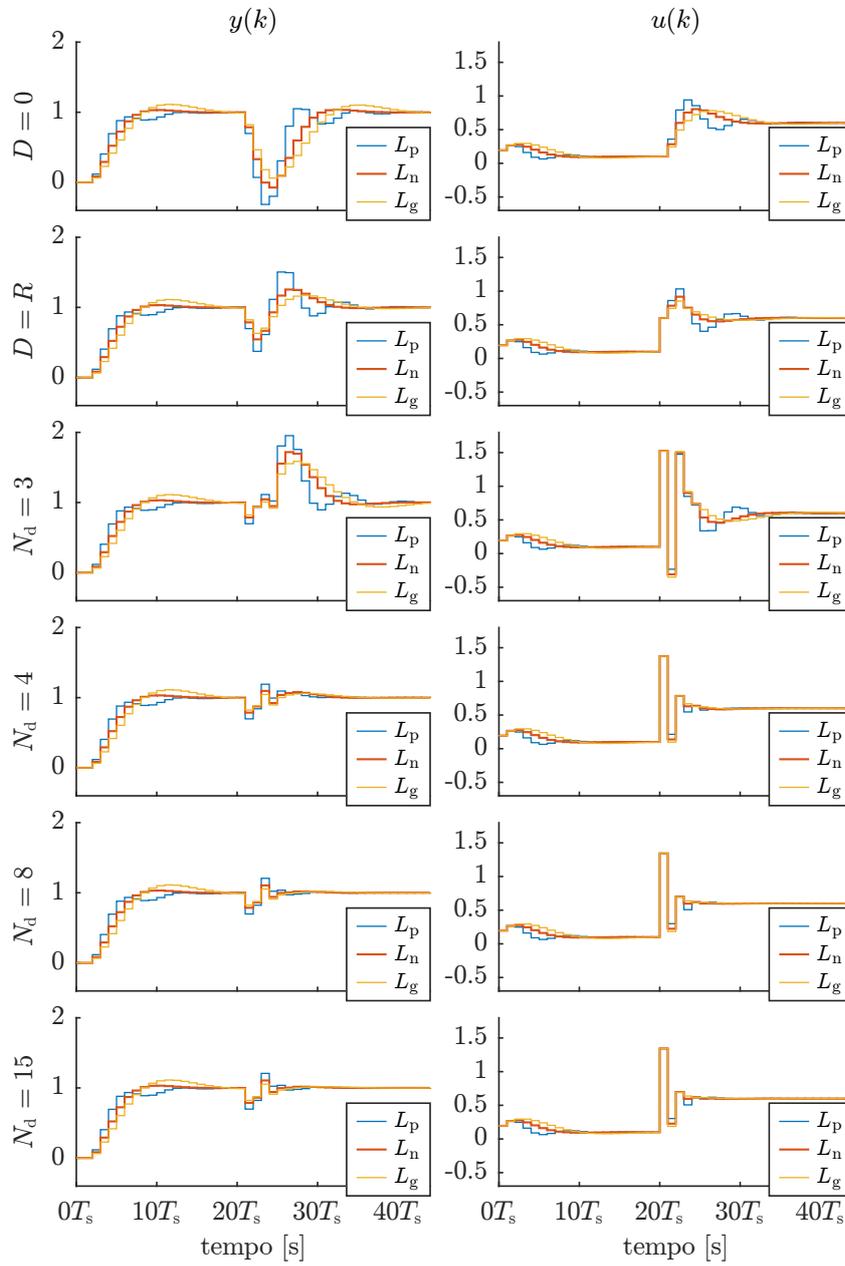


Figura 4.15 – Respostas do sistema da Figura 4.14. A planta (4.66) foi obtida a partir da discretização (4.33) para uma carga RL com parâmetros nominais $\tau = 20T_s$ e $L_n = T_s$. O sistema foi testado para diferentes projetos do polinômio D e três valores de indutância $L_p = 0,7T_s$, $L_n = T_s$ e $L_g = 1,3T_s$. Um degrau é aplicado em $y^*(k)$ em $t = 0$ e outro em $p(k)$ em $t = 20T_s$

$D = 0$; Na segunda, $D = R$, o que corresponde a adicionar $p(k)$ diretamente a $u(k)$ com sinal oposto, negligenciando o efeito do atraso; Nas últimas quatro, o polinômio D obtido através de (4.54) e (4.65) é calculado para $N_D = 3, 4, 8$ e 15 . Os polinômios finais são, respectivamente,

$$D_0 = 0 \quad (4.68)$$

$$D_1 = 1 - 0,3654z^{-1} - 0,2939z^{-2} - 0,3406z^{-3} \quad (4.69)$$

$$D_2 = 2,8561 - 5,0845z^{-1} + 4,6723z^{-2} - 2,4438z^{-3} \quad (4.70)$$

$$D_3 = 2,5491 - 3,7730z^{-1} + 1,8832z^{-2} - 0,6593z^{-3} \quad (4.71)$$

$$D_4 = 2,4898 - 3,5194z^{-1} + 1,4533z^{-2} - 0,4236z^{-3} \quad (4.72)$$

$$D_5 = 2,4871 - 3,5080z^{-1} + 1,4369z^{-2} - 0,4160z^{-3} \quad (4.73)$$

O controlador obtido para a planta nominal correspondente a $L_n = T_s$ é testado também para as plantas obtidas com $L_p = 0,7T_s$ e $L_g = 1,3T_s$. Inicialmente, um degrau na referência $y^*(k)$ é aplicado em $t = 0$. A resposta do sistema possui as características especificadas para o caso nominal, enquanto os casos extremos apresentam sobressinais, tempos de acomodação e formato ligeiramente diferentes, mas aceitáveis. A resposta à perturbação do tipo degrau aplicada em $t = 20T_s$ resulta num transitório de elevada amplitude na saída $y(k)$ para o caso $D = 0$. O caso com *feedforward* não otimizado $D = R$ resulta num transitório de amplitude menor, mas ainda elevada. O caso com D otimizado e horizonte $N_d = 3$ é capaz de atenuar fortemente o efeito da perturbação em $y(k)$ durante o horizonte definido, mas logo na próxima amostra há um elevado sobressinal. O aumento do horizonte N_d de 3 para 4 é suficiente para se obter uma resposta com um transitório de muito menor amplitude e duração quando comparado aos três primeiros casos. Aumentando-se ainda N_d para 8, há ainda uma pequena melhora. A partir disto, valores maiores não causam mudanças perceptíveis, como pode ser observado para o caso $N_D = 15$. Conclui-se que o valor do horizonte N_d deve ter, pelo menos, um valor que corresponda a duração do transitório natural da planta. Valores maiores podem ser usados sem prejuízos à resposta à perturbação.

A Figura 4.15 também mostra, na coluna da direita, os sinais de controle $u(k)$ para cada caso testado. Constata-se que os sinais de controle obtidos com o uso do polinômio otimizado D possuem variações mais abruptas e de maior amplitude. Embora isto não cause nenhum tipo de desgaste nos componentes do conversor, desde tensões e correntes se mantenham dentro de valores seguros, isto é um indicativo de que o caminho *feedforward* possa estar amplificando o conteúdo de alta frequência presente em $p(k)$ e o injetando em $u(k)$. Neste caso, o ruído da medição, normalmente desconsiderado nas análises teóricas, seria amplificado pelo sistema, podendo causar efeitos adversos não previstos.

Uma alternativa normalmente empregada em abordagens no domínio do tempo para tornar a resposta de um controlador mais lenta é a adição de um termo referente ao

signal de controle na função objetivo J . Como não se deseja interferir no valor de regime permanente de $u(k)$, mas apenas em como rapidamente este varia, define-se

$$J = \mathbf{y}^T \mathbf{y} + \lambda \Delta \mathbf{u}^T \Delta \mathbf{u}, \quad (4.74)$$

onde $\Delta \mathbf{u}$ é o vetor composto pelas N_d primeiras amostras de $u(k) - u(k-1)$ quando $p(k)$ é um degrau e λ é um parâmetro que permite ajustar a resposta da malha de *feedforward*. Um valor diferente de horizonte forneceria mais graus de liberdade para o ajuste do polinômio, se necessário.

A função de transferência que relaciona $p(z)$ e $u(z)$ pode ser dividida em duas partes. Definindo-se $h(k)$ e $h'(k)$ como sendo, respectivamente, as respostas ao impulso das funções de transferência

$$G_2(z) = \frac{B^* S}{AR + BS} \quad (4.75)$$

$$G'_2(z) = \frac{AR_d}{AR + BS}, \quad (4.76)$$

pode-se escrever $\Delta \mathbf{u}$ como

$$\Delta \mathbf{u} = -\mathbf{H} \mathbf{d} - \mathbf{h}, \quad (4.77)$$

onde,

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h'(0) & 0 & \cdots & 0 \\ h'(1) & h'(0) & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ h'(d_R) & h'(d_R - 1) & \cdots & h'(0) \\ \vdots & & & \vdots \\ h'(N_D - 1) & h'(N_D - 2) & \cdots & h'(N_D - d_R - 1) \end{bmatrix} \quad (4.78)$$

$$\mathbf{h} = [h(0) \quad h(1) \quad \cdots \quad h(N_D - 1)]^T. \quad (4.79)$$

Substituindo-se (4.59) e (4.77) na função objetivo (4.74), encontra-se que o vetor \mathbf{d} que minimiza J vale

$$\mathbf{d} = (\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} (\mathbf{G}^T \mathbf{g} - \lambda \mathbf{H}^T \mathbf{h}). \quad (4.80)$$

A Figura 4.16 apresenta uma comparação entre as respostas do sistema composto pela planta e controlador descritos na Figura 4.15 projetado para $N_D = 15$, mas agora utilizando a formulação apresentada em (4.80) para os valores de $\lambda = 0, 0,1, 1$ e 100 , resultando nos seguintes polinômios.

$$D_5 = 2,4871 - 3,5080z^{-1} + 1,4369z^{-2} - 0,4160z^{-3} \quad (4.81)$$

$$D_6 = 1,7746 - 1,6561z^{-1} - 0,2347z^{-2} + 0,1162z^{-3} \quad (4.82)$$

$$D_7 = 1,1601 - 0,6464z^{-1} - 0,5463z^{-2} + 0,0326z^{-3} \quad (4.83)$$

$$D_8 = 0,3966 - 0,2533z^{-1} - 0,2878z^{-2} + 0,1445z^{-3} \quad (4.84)$$

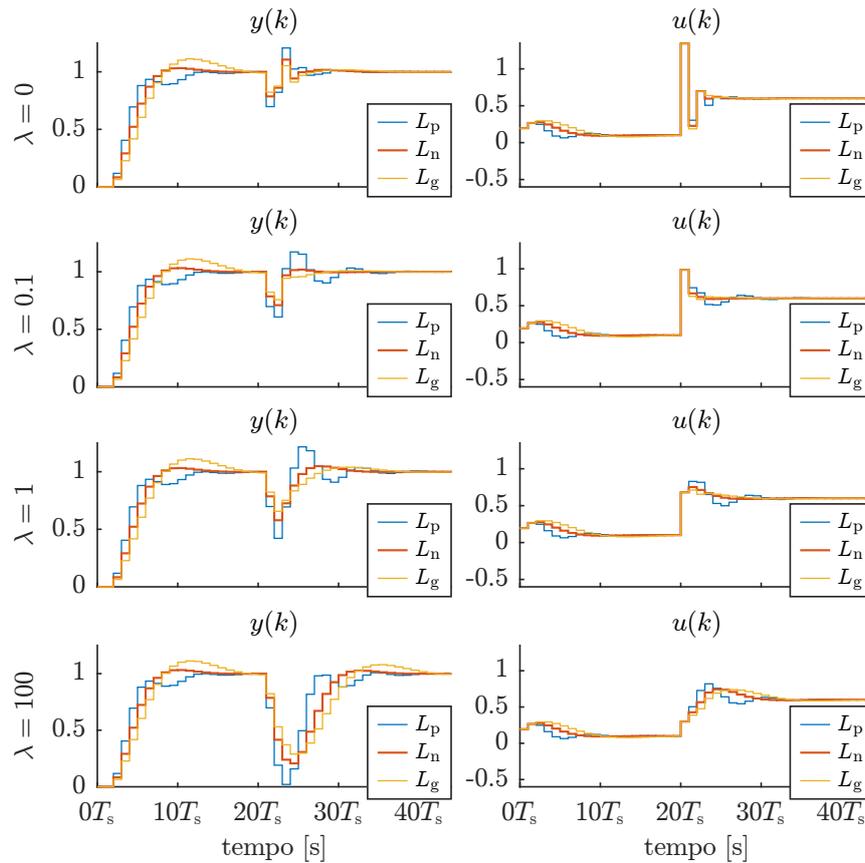


Figura 4.16 – Comparação entre as respostas do sistema composto pela planta e controlador descritos na Figura 4.15 projetado para $N_D = 15$, mas agora utilizando a formulação apresentada em (4.80) para diferentes valores de λ .

À medida que λ aumenta, maior o distúrbio em $y(k)$ causado pelo degrau aplicado em $p(k)$ no instante $t = 20T_s$. Para $\lambda = 0, 1$ e 10 , o subsinal em $y(k)$ atinge valores mínimos de $0,78, 0,71$ e $0,578$, respectivamente. Por outro lado, o sobressinal em $u(k)$, para os mesmos valores de λ , são $1,34, 0,987$ e $0,75$. Para $\lambda = 100$, a resposta se aproxima daquela obtida para $D = 0$ na Figura 4.15.

A Figura 4.17 apresenta as respostas em frequência da função de transferência $G_u(z) = u(z)/p(z)$ para diferentes valores de λ . Quanto menor λ , maior a amplificação de sinais de alta frequência presentes no sinal $p(k)$. Se o espectro ou as componentes de frequência principais do ruído presente em $p(k)$ pode ser estimado, pode-se verificar qual valor de λ resulta num nível de ruído em $u(k)$ aceitável.

É possível também implementar controladores com ações *feedback* e *feedforward* independentemente, com caminhos separados para o sinais de cada ação, sendo estes somados antes de serem entregues à planta [212, 213]. Neste caso, os polos introduzidos por R (e parcialmente cancelados por D) não estariam presentes no caminho *feedforward*. A vantagem da estrutura apresentada na Figura 4.14 para o tipo de planta estudado é a fácil implementação de um esquema de *anti-windup* que limita o sinal de controle total, já

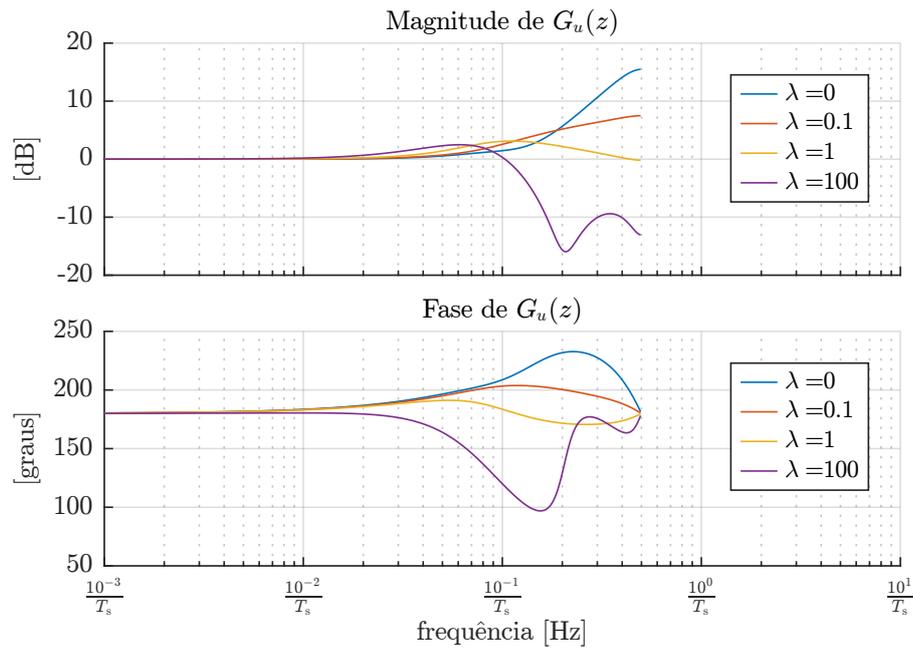


Figura 4.17 – Comparação entre as respostas em frequência do sistema composto pela planta e controlador descritos na Figura 4.15 projetado para $N_D = 15$ e utilizando a formulação apresentada em (4.80) para diferentes valores de λ . As curvas referem-se à função de transferência $G_u(z) = u(z)/p(z)$.

levando em consideração ambas as ações.

4.3.3 Anti-windup

Se um ou mais braços não são capazes de gerar as tensões calculadas pelo sistema de controle, por serem maiores que as somas das tensões dos capacitores ou por serem menor que zero, o sistema passará a operar em malha aberta. Os erros das correntes permanecerão sendo integrados pelo controlador enquanto houver saturação nas tensões geradas pelos braços. Mesmo que as condições de operação permitissem que o sistema voltasse ao funcionamento normal em malha fechada, isso só será possível depois que o estado do integrador volte a um valor que permita a operação dentro da região linear, o que pode tomar um intervalo de tempo inaceitável. Este fenômeno, conhecido como *windup*, deteriora significativamente a resposta do sistema a transitórios mais severos.

Muitas estratégias *anti-windup* foram propostas na literatura. O esquema clássico denominado *back-calculation* consiste na adição de uma malha que passa a atuar automaticamente no sentido de limitar o termo integral do controlador uma vez a saturação ocorre [214, 215]. Esta estratégia é usualmente empregada em controladores PI ou PID, que possuem um integrador separado dos outros termos. No caso do controlador RST, uma estratégia simples e eficiente foi proposta em [216]². Estruturas similares são apresentados

²Não tive acesso à primeira edição de 1984, apenas à mais atual de 1997 [206]. Contudo, [217] indica que o esquema *anti-windup* já tinha sido proposto na primeira versão.

em [211, 218–220]. O esquema, apresentado na Figura 4.18, consiste em substituir o bloco $1/R$, que contém a dinâmica marginalmente estável, pelo sistema realimentado composto pelas funções de transferência $1/A_w$ e $A_w - R$ e um saturador. Quando o sistema opera na região linear, sem atuação do saturador, as funções de transferência de $p(k)$, $y^*(k)$ e $y(k)$ para $u(k)$ continuam as mesmas, já que a função de transferência do sistema realimentado vale

$$\frac{\frac{1}{A_w}}{1 - \frac{A_w - R}{A_w}} = \frac{1}{R}. \quad (4.85)$$

No caso de malhas de controle de corrente, os limites de saturação devem ser definidos de acordo com a tensão mínima e máxima que o conversor pode sintetizar. Ou ainda, nos casos em que o controlador gera diretamente um sinal modulador (que impõe uma razão cíclica), usualmente os limites serão 0 e 1. O polinômio A_w deve possuir zeros dentro do círculo unitário, de forma que quando a realimentação é quebrada devido à atuação do saturador, o sinal $v(k)$ continua limitado. A_w também deve ser mônico, para que o coeficiente independente de $A_w - R$ seja nulo, evitando o aparecimento de um laço algébrico no sistema. Assim, a saída de $A_w - R$ depende apenas de valores passados de $u(k)$ e pode ser facilmente calculada. A escolha do polinômio A_w depende das características desejadas para a reentrada do sistema na região linear. Em [220], é proposto que a saturação pode ser modelada como uma perturbação, de forma que $u = v + \delta$. Assim, uma aproximação linear da resposta do sistema é obtida. Durante a operação linear, $\delta = 0$. Quando a saturação está ativa, a dinâmica do esquema *anti-windup* pode ser aproximada pela função de transferência

$$\frac{y(z)}{\delta(z)} = \frac{BA_w}{AR + BS}. \quad (4.86)$$

Os zeros de (4.86) podem ser ajustados através de A_w . Pode-se adicionar ainda outro polinômio que permite ajustar também os polos de $y(z)/\delta(z)$ [206, 220], mas seria necessário aumentar a ordem dos polinômios, resultando em um controlador ainda mais computacionalmente custoso. A solução seria interessante quando se deseja uma dinâmica mais rápida para o *anti-windup*. No caso de malhas de controle de corrente, em geral o polinômio característico do sistema $AR + BS$ já é projetado para ser rápido, não valendo

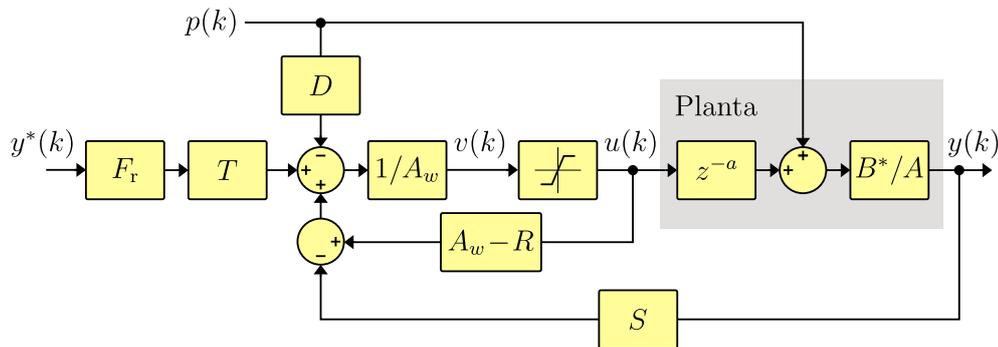


Figura 4.18 – Estratégia *anti-windup* aplicada ao controlador RST.

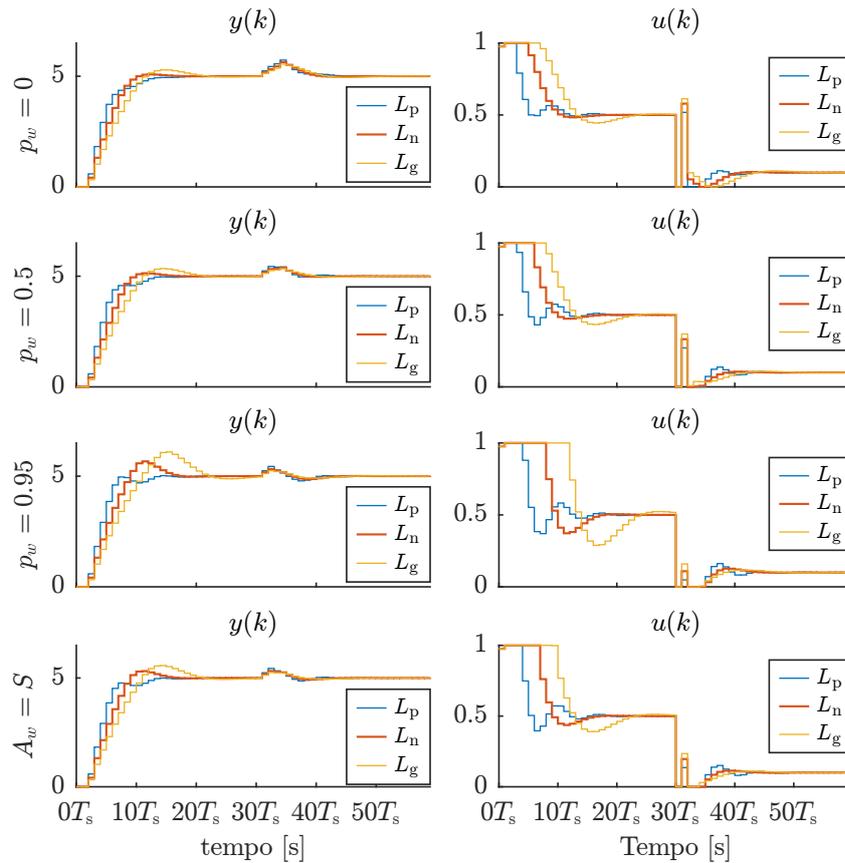


Figura 4.19 – Comparação entre as respostas do sistema da Figura 4.18 para diferentes polinômios A_w . A planta (4.66) foi utilizada para o caso nominal ($L_n = T_s$), e valores de indutância menor ($L_p = 0,7T_s$) e maior ($L_g = 1,3T_s$) também foram testados. Um degrau de amplitude 5 foi aplicado à referência em $t = 0$, e outro de amplitude 0,4 foi aplicado à perturbação em $t = 30T_s$. $F_r = 1$ e os polinômios (4.67) e (4.81) foram utilizados.

a pena o aumento da complexidade.

A Figura 4.19 apresenta as respostas do sistema da Figura 4.18 obtidas para diferentes polinômios A_w . O degrau aplicado à referência em $t = 0$ tem amplitude 5, enquanto o degrau aplicado à perturbação em $t = 30T_s$ tem amplitude 0,4. Em ambos os transitórios há a atuação do saturador, que limita $u(k)$ entre 0 e 1. Os três primeiros cenários empregam um polinômio $A_w = 1 - p_w z^{-1}$, e os valores 0, 0,5 e 0,95 foram testados para p_w . Observa-se que as dinâmicas mais lentas resultam em maior sobressinal em $y(k)$ durante o transitório ocasionado pelo degrau na referência. Por outro lado, a resposta ao degrau de perturbação é ligeiramente beneficiada pela dinâmica mais lenta. Não é possível generalizar que este sempre vai ser o caso. A otimização proporcionada pelo polinômio D só é válida quando o sistema opera na região linear. Se há saturação, a resposta do sistema torna-se muito mais complexa de ser analisada.

Uma análise qualitativa das respostas do sistema sugere que uma dinâmica mais rápida para A_w leva a uma melhor performance durante transitórios de maior amplitude.

A Figura 4.19 apresenta ainda um cenário no qual $A_w = S/s_0$. Para os valores testados, esta condição apresentou um sobressinal mediano. Há uma vantagem, porém. É possível redesenhar o sistema de controle de forma simplificada, como apresentado na Figura 4.20. Não é mais necessário calcular $S(q^{-1})y(k)$, apenas $s_0y(k)$, reduzindo o custo computacional do controlador. Obviamente, a simplificação só é vantajosa se a resposta do sistema *anti-windup* continua aceitável.

4.3.4 Estrutura proposta

A seção Seção 3.1.4 apresentou uma estrutura simplificada de controle das correntes do MMC. O esquema é baseado no desacoplamento obtido quando se transforma as tensões e correntes de braço positivos e negativos em componentes soma e diferença. A Figura 4.21 apresenta um diagrama mais detalhado deste sistema. As transformações \mathbf{T}_i e \mathbf{T}_v são definidas pelas equações (3.53), (3.54), (3.57) e (3.58). Suas respectivas formas matriciais são

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_{bs,a} \\ i_{bs,b} \\ i_{bs,c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 \\ \frac{1}{2} & 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{bp,a} \\ i_{bp,b} \\ i_{bp,c} \\ i_{bn,a} \\ i_{bn,b} \\ i_{bn,c} \end{bmatrix} \quad (4.87)$$

$$\begin{bmatrix} v_{bd,a} \\ v_{bd,b} \\ v_{bd,c} \\ v_{bs,a} \\ v_{bs,b} \\ v_{bs,c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 0 & 0 & -\frac{1}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 & -\frac{1}{2} \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{bp,a} \\ v_{bp,b} \\ v_{bp,c} \\ v_{bn,a} \\ v_{bn,b} \\ v_{bn,c} \end{bmatrix} \quad (4.88)$$

O controle das correntes CA é realizado em eixos $dq0$. A principal vantagem é o seguimento de referências senoidais e rejeição de perturbações de mesmo tipo para uma frequência ω variável através de um controlador não adaptativo simples, característica

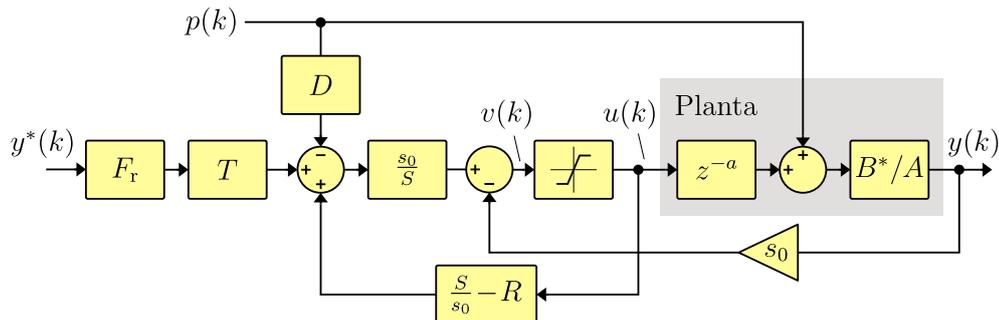


Figura 4.20 – Simplificação do sistema de controle obtida quando $A_w = S/s_0$.

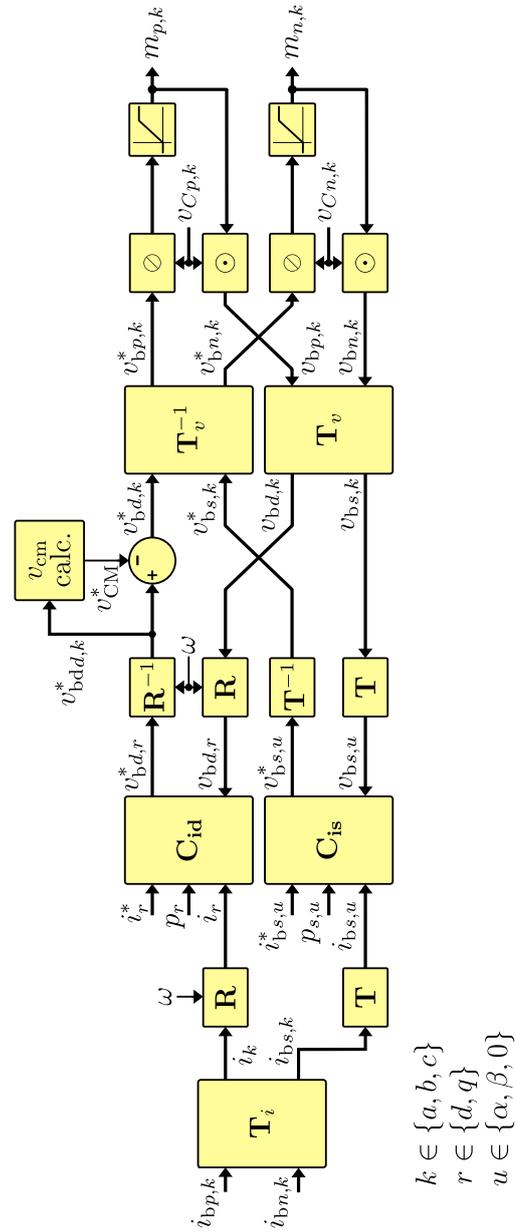


Figura 4.21 – Sistema proposto para controle das correntes do MMC. C_{id} e C_{is} são controladores RSTD. Os símbolos \otimes e \odot representam, respectivamente, a divisão e o produto elemento a elemento.

importante em um sistema de acionamento de máquina. A transformação \mathbf{R} utilizada é definida a seguir.³

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega_h t) & \cos(\omega_h t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega_h t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\omega_h t) & -\text{sen}(\omega_h t - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\omega_h t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (4.89)$$

Onde $\omega_h = \omega T_s$. Sua inversa é apresentada a seguir

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_h t) & -\text{sen}(\omega_h t) \\ \cos(\omega_h t - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\omega_h t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_h t + \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\omega_h t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}. \quad (4.90)$$

A componente de eixo 0 não é considerada, já que a porta CA é conectada a três fios e somente duas correntes independentes existem. Para que a transformação inversa seja possível, é necessário assumir que a componente de eixo 0, ou tensão de modo comum (v_{cm}) é nula. Esta é calculada e adicionada depois da transformação.

As componentes soma resultantes da transformação (4.87) são composições das correntes de circulação e da corrente da porta CC. É possível decompô-las em eixos abc , como apresentado na Seção 3.1.2, através da separação de suas componentes diferenciais, que correspondem às correntes de circulação, e sua componente de modo comum, proporcional à corrente da porta CC. É mais vantajoso, contudo, obter esta separação através da transformação $\alpha\beta 0$, simbolizada por \mathbf{T} , que já retorna apenas duas componentes diferenciais desacopladas. Assim, as componentes $i_{b,s,\alpha}$ e $i_{b,s,\beta}$ correspondem às duas correntes de circulação do MMC, enquanto a componente de eixo 0 equivale a $i_{cc}/3$, a parcela da corrente da porta CC que atravessa uma fase. A transformação \mathbf{T} e sua inversa são dadas por

$$\begin{bmatrix} i_{b,s,\alpha} \\ i_{b,s,\beta} \\ i_{b,s,0} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{b,s,a} \\ i_{b,s,b} \\ i_{b,s,c} \end{bmatrix}. \quad (4.91)$$

$$\begin{bmatrix} i_{b,s,a} \\ i_{b,s,b} \\ i_{b,s,c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{b,s,\alpha} \\ i_{b,s,\beta} \\ i_{b,s,0} \end{bmatrix}. \quad (4.92)$$

³A partir de agora, o tempo discreto também será representada por t para evitar confusão com o índice que define a fase do conversor $k \in \{a, b, c\}$.

Dois controladores diferentes foram considerados: C_{is} para as componentes soma e C_{id} para as componentes diferença. No caso em que o indutor de filtro da porta CC, L_{cc} , é utilizado, a função de transferência referente ao controle da corrente i_{cc} torna-se diferente daquela referente ao controle das correntes de circulação, e um terceiro controlador deve ser projetado. Considera-se aqui o caso $L_{cc} = 0$.

Uma revisão da literatura mostra que não há muita atenção com relação aos esquemas de *anti-windup* nos controladores de corrente do MMC. A alternativa mais natural seria limitar as saídas dos controladores C_{id} e C_{is} . No caso do controlador RSTD, poder-se-ia utilizar diretamente o esquema apresentado na Figura 4.18 ou na Figura 4.20. Seria difícil, contudo, estabelecer valores adequados para as saturações, já que as limitações reais ocorrem em variáveis representadas em coordenadas diferentes, as tensões de braço. No esquema proposto, a saturação é realizada nos sinais moduladores, que sempre têm 0 e 1 como limites inferiores e superiores. Assim, garante-se que sempre há o máximo aproveitamento das tensões de braço disponíveis, além de não ser necessário estipular valores adequados de saturação para cada controlador. A desvantagem é a maior complexidade, já que os sinais saturados têm que fazer todo o caminho de volta através de todas as transformações inversas do caminho direto até chegar ao controlador novamente, inclusive as referentes ao desacoplamento das tensões dos capacitores.

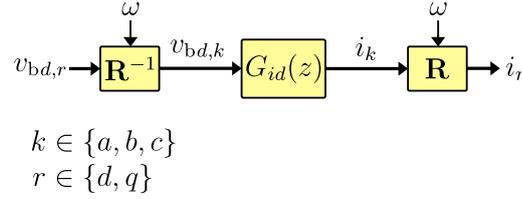
A injeção da tensão de modo comum tem como objetivo, quando o conversor opera em alta frequência, aumentar a amplitude da máxima tensão de linha senoidal que pode ser gerada. Uma possibilidade simples de ser implementada é a usualmente empregada em conversores dois níveis para obter-se uma correspondência com a SVM através de um modulador baseado em portadoras [163]. Uma diminuição da distorção da tensão gerada é também obtida para o conversor em questão, mas apenas o aumento da tensão de linha é relevante no caso do MMC. A tensão de modo comum é dada por

$$v_{CM}^* = -\frac{1}{2} \left(\max_k v_{bdd,k}^* + \min_k v_{bdd,k}^* \right). \quad (4.93)$$

As referências de tensão $v_{bdd,k}^*$, $k \in \{a, b, c\}$, são obtidas a partir da transformação das saídas dos controladores de corrente C_{id} de volta para os eixos abc por meio de \mathbf{R}^{-1} . A adição de v_{cm} resulta nas referências das componentes de tensão diferença $v_{bd,k}^*$. A transformação \mathbf{T}_v^{-1} transforma $v_{bd,k}^*$ e $v_{bs,k}^*$ de volta para as coordenadas das tensões de braço. Uma vez divididas pelas tensões dos capacitores, obtêm-se os sinais moduladores para os seis braços do conversor.

4.3.4.1 Modelo discreto e Desacoplamento em eixos dq

A Figura 4.22 apresenta a planta equivalente relativa às correntes da porta CA. Desconsidera-se qualquer não-idealidade no sistema de desacoplamento e no modulador, de forma que a tensão aplicada à planta é exatamente aquela calculada pelo controlador. A tensão $v_{bd,r}$ é primeiramente transformada por \mathbf{R}^{-1} antes de ser aplicada à planta física


 Figura 4.22 – Planta das correntes CA em eixos dq .

(cujo modelo discreto é $G_{id}(z)$), e as correntes medidas são transformadas de volta para eixos dq através de \mathbf{R} . Assim, as seguintes relações são obtidas.

$$[v_{bd,k}] = \mathbf{R}^{-1}[v_{bd,r}] \quad (4.94)$$

$$[i_k] = \mathbf{R}^{-1}[i_r] \quad (4.95)$$

O símbolo $[\cdot]$ representa um vetor formado pelos elementos que compõe seu argumento. Para uma função de transferência genérica $G_{id}(z)$ de grau N , a relação entre $v_{bd,k}$ e i_k é dada por

$$[i_k](t) = \sum_{n=1}^N \left(-a_n [i_k](t-n) + b_n [v_{bd,k}](t-n) \right). \quad (4.96)$$

Substituindo-se (4.94) e (4.95) em (4.96) e pré-multiplicando a equação resultante por $\mathbf{R}(t)$, encontra-se

$$[i_r](t) = \sum_{n=1}^N \mathbf{P}^n \left(-a_n [i_r](t-n) + b_n [v_{bd,r}](t-n) \right). \quad (4.97)$$

Onde,

$$\mathbf{P} = \mathbf{R}(t)\mathbf{R}^{-1}(t-1) = \begin{bmatrix} \cos(\omega_h) & \text{sen}(\omega_h) \\ -\text{sen}(\omega_h) & \cos(\omega_h) \end{bmatrix}. \quad (4.98)$$

A aplicação da transformada z à equação (4.97) resulta na matriz de funções de transferência do sistema.

$$[i_r](z) = \left(\sum_{n=1}^N \mathbf{P}^n a_n z^{-n} \right)^{-1} \sum_{n=1}^N \mathbf{P}^n b_n z^{-n} [v_{bd,r}](z) \quad (4.99)$$

No caso de plantas de ordem mais elevada, a inversão em (4.97) pode resultar em dificuldades numéricas no cancelamento de pares de polos e zeros, resultando num modelo de ordem maior que a necessária (assumindo-se que a obtenção da função de transferência é realizada em um *software* como o MATLAB[®]). Pode ser preferível descrever o sistema na forma de espaço de estados. A forma canônica controlável pode ser obtida diretamente de

(4.97),

$$\begin{aligned}
\mathbf{x}(k+1) &= \begin{bmatrix} -\mathbf{P}a_1 & -\mathbf{P}^2a_2 & \cdots & -\mathbf{P}^{N-1}a_{N-1} & -\mathbf{P}^Na_N \\ \mathbf{I} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{I} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\
&\quad + \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \end{bmatrix}^T [v_{bd,r}](k) \\
[i_r](k) &= \begin{bmatrix} b_1\mathbf{P} & b_2\mathbf{P}^2 & \cdots & b_N\mathbf{P}^N \end{bmatrix} \mathbf{x}(k).
\end{aligned} \tag{4.100}$$

Todas as submatrizes têm dimensão 2×2 .

Desacoplamento

É bem conhecido o modelo resultante da aplicação da transformada $dq0$ a um sistema composto por uma fonte de tensão trifásica alimentando uma carga RL balanceada e conectada a três fios. A dinâmica nas novas coordenadas diferem das originais em abc apenas pelo surgimento de uma tensão proporcional a ωLi_r que acopla os dois eixos [94, 221],

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega L \\ -\omega L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}. \tag{4.101}$$

O desacoplamento dos eixos pode ser conseguido se as tensões ωLi_q e $-\omega Li_d$ são somadas com sinais invertidos às saídas dos controladores. É usual que a implementação de controladores discretos em eixos $dq0$ também utilize a mesma estratégia. Presume-se que as respostas do caso contínuo e da planta discreta devem ser aproximadas, principalmente quando pequenos tempos de amostragem são empregados. Portanto, o mesmo desacoplamento usado no caso contínuo deve melhorar a resposta do sistema discreto.

O desacoplamento exato de (4.97) é mais complexo quando comparado a (4.101) por ter ordem maior e porque o acoplamento multiplica também as entradas da planta. Contudo, é possível mostrar que o desacoplamento exato discreto se aproxima do contínuo quando algumas simplificações são assumidas. A primeira é aproximar (4.96) por uma planta de primeira ordem, desconsiderando-se o atraso da computação e o efeito da sobreamostragem. Disto resulta a função de transferência encontrada para a amostragem simples (4.7). Assim,

$$[i_r](t) = \mathbf{P} \left(-a_1[i_r](t-1) + b_1[v_{bd,r}](t-1) \right), \tag{4.102}$$

onde, de (4.7),

$$a_1 = -e^{-T_s R/L} \quad (4.103)$$

$$b_1 = \frac{T_s}{L} e^{-T_s R/(2L)}. \quad (4.104)$$

Deseja-se adicionar um bloco de desacoplamento à planta, como mostrado na Figura 4.23, de modo que as novas funções de transferência de $v'_{b,d,r}$ para i_r sejam desacopladas. Ou seja, deseja-se que

$$[i_r](t) = -a_1[i_r](t-1) + b_1[v'_{b,d,r}](t-1). \quad (4.105)$$

Igualando-se (4.102) à (4.105), encontra-se uma expressão para $v_{b,d,r}$ em função da nova entrada da planta $v'_{b,d,r}$ e as variáveis de estado, as correntes i_r ,

$$[v_{b,d,r}](t) = \frac{a_1}{b_1} (\mathbf{I} - \mathbf{P}^{-1}) [i_r](t) + \mathbf{P}^{-1}[v'_{b,d,r}](t). \quad (4.106)$$

A equação (4.106) realizaria o desacoplamento exato da planta de corrente se a simplificação já mencionada fosse realista⁴. Quando a relação entre a frequência de amostragem e a frequência dos eixos síncronos ω é reduzida, caso típico em conversores de alta potência ou em conversores com elevada frequência de saída, o desacoplamento convencional (adaptado do caso contínuo) perde eficácia e outros esquemas devem ser utilizados. Expressões similares a (4.106) são apresentadas em [222–224].

A segunda simplificação é mais óbvia: considerar que T_s tende a zero:

$$\lim_{T_s \rightarrow 0} \frac{a_1}{b_1} (\mathbf{I} - \mathbf{P}^{-1}) = \begin{bmatrix} 0 & -\omega L \\ \omega L & 0 \end{bmatrix} \quad (4.107)$$

$$\lim_{T_s \rightarrow 0} \mathbf{P}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.108)$$

Substituindo-se (4.107) e (4.108) em (4.106), obtém-se a estratégia convencional de desacoplamento,

$$[v_{b,d,r}](t) = \begin{bmatrix} 0 & -\omega L \\ \omega L & 0 \end{bmatrix} [i_r](t) + [v'_{b,d,r}](t). \quad (4.109)$$

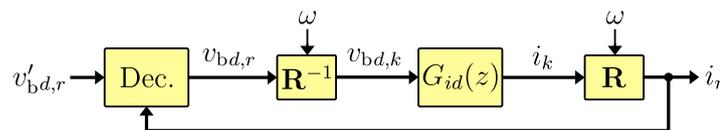


Figura 4.23 – Desacoplamento das correntes CA em eixos dq .

⁴Na maioria das implementações de controladores de corrente, a atualização do sinal modulador ocorre apenas na próxima amostragem. Contudo, uma implementação na qual a atualização ocorre no mesmo ciclo com atraso negligenciável não seria impossível, mas o custo computacional adicional em geral não vale a pena.

4.3.5 Projeto e teste do sistema de controle

A validação da estrutura proposta na Figura 4.21 foi realizada por meio de experimentações com o protótipo apresentado no Capítulo 6. Suas especificações podem ser vistas na Tabela 7.1. Os parâmetros necessários para o projeto dos controladores de corrente são resumidos na Tabela 4.4. Devido à frequência elevada de amostragem (1,296 MS/s), a frequência de corte do filtro *anti-aliasing* também é elevada (90,4 kHz) e sua dinâmica foi desconsiderada nos projetos dos controladores. O esquema simplificado que emprega $A_w = S$ (vide Figura 4.20) foi utilizado para todas as malhas.

4.3.5.1 Controladores das correntes CA

Os valores de indutância e resistência do circuito equivalente das correntes CA, apresentado na Figura 3.2 (b), são $L = L_f + L_b/2$ e $R = R_f + R_b/2$. A aplicação destes parâmetros, obtidos a partir da Tabela 4.4, no modelo discreto (4.33) e considerando-se o atraso de uma amostra relativo ao cálculo da ação de controle resulta em

$$G_{id}(z) = \frac{0,003606z^{-2} + 0,003486z^{-3}}{1 - 0,9346z^{-1}}. \quad (4.110)$$

O controlador RSTD foi projetado de acordo com as especificações apresentadas na primeira coluna da Tabela 4.5. Os polos do sistema em malha fechada foram alocados numa frequência alta para melhorar a rejeição a perturbações, minimizando distorções nas correntes devido a não-linearidades não consideradas na modelagem. Utilizou-se também um filtro de referência F_r com constante de tempo de 500 μ s. A resposta do sistema a variações na referência torna-se um pouco mais lenta, mas diminui-se a probabilidade de saturação das tensões de braço. Para uma carga RL, não há perturbações mensuráveis. As entradas p_r dos controladores foram utilizadas no desacoplamento.

$$p_d(t) = -\omega(L_f + L_b/2)i_q(t) \quad (4.111)$$

$$p_q(t) = \omega(L_f + L_b/2)i_d(t) \quad (4.112)$$

A vantagem é que o esquema *antiwindup* também considerará o sinal de desacoplamento. Uma possível desvantagem é a que a dinâmica introduzida pelo polinômio D está no caminho do sinal de desacoplamento. Na planta em questão, como será apresentado adiante, houve uma melhora na resposta do sistema. Se não fosse este o efeito, poder-se-ia fazer $D = R$. Assim, o sinal de desacoplamento seria simplesmente somado ao sinal de controle calculado pelo controlador. O peso λ foi feito nulo, já que a amostragem já reduz consideravelmente o ruído nas correntes medidas.

Tabela 4.4 – Parâmetros do protótipo utilizados no projeto dos controladores de corrente.

T_s	L_f	R_f	L_b	R_b	M
10800 ⁻¹ s	12 mH	9,2 Ω	1,25 mH	30 m Ω	120

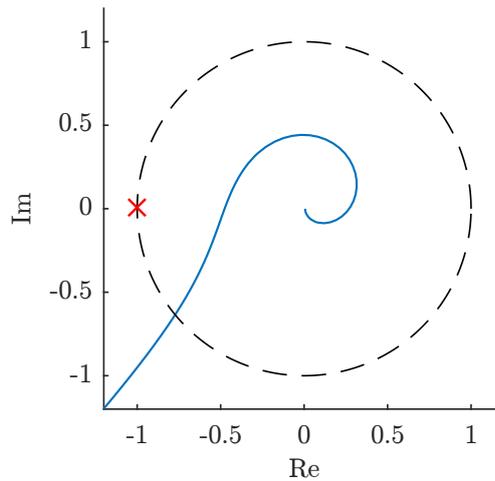


Figura 4.24 – Diagrama de Nyquist dos sistema de controle das correntes CA. Os valores nominais dos parâmetros são considerados e o acoplamento entre os eixos dq é desconsiderado.

A Figura 4.24 apresenta o diagrama de Nyquist dos sistema de controle das correntes CA. Os valores nominais dos parâmetros foram utilizados e os acoplamentos foram desconsiderados. As margens de robustez foram extraídas do gráfico e são apresentadas na segunda coluna da Tabela 4.5. As margens de ganho e estabilidade obtidas estão no limite inferior da faixa normalmente considerada adequada para sistemas de controle [225], mas o sistema é estável para uma larga faixa de variações de indutância, como será mostrado a seguir. A margem de atraso elevada assegura que o sistema permanecerá estável mesmo com os efeitos dos sistemas de comunicação e compensação de tempo morto do conversor, que introduzem atrasos de alguns microssegundos nos sinais de comando e de medição do sistema, mas que não foram contabilizados na modelagem.

A Figura 4.25 apresenta a resposta do sistema (obtida por simulação) para um degrau de 20 A na referência $i_d^*(t)$ no instante $t = 0$ e uma perturbação do tipo degrau de amplitude -100 V no instante $t = 3,7$ ms. Embora para o sistema em questão a perturbação mensurável $p_d(t)$ seja nula, ela pode existir em outras aplicações, como a tensão da rede no caso de retificadores. A figura apresenta respostas para um valor reduzido de indutância $L_p = 0,7L$, para o valor nominal $L_n = L$ e para um valor elevado $L_g = 1,3L$.

Tabela 4.5 – Especificações e margens obtidas para o controlador das correntes CA.

Especificações		Margens	
ω_n	$2\pi/T_s/12,5$	Ganho	2,1
ζ	0,85	Fase	$39,4^\circ$
N_d	5	Atraso	$1,54T_s$
λ	0	Estabilidade	0,49

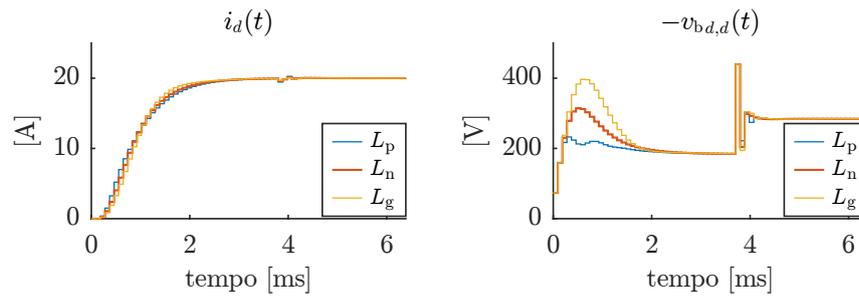


Figura 4.25 – Resposta do sistema de controle das correntes CA para diferentes valores de indutância: $L_p = 0,7L$, $L_n = L$ e $L_g = 1,3L$. Acoplamentos são desconsiderados.

Os acoplamentos entre os eixos dq foram desconsiderados. Verifica-se uma resposta bem amortecida em todos os casos, apesar da grande variação na indutância. O efeito da perturbação na corrente é mínima, parte devido à otimização do polinômio D e em parte porque a indutância possui um elevado valor. Não é esperado que a resistência da carga possa variar significativamente. A Figura 4.26 mostra a resposta do sistema para as mesmas entradas quando não há desacoplamento, quando o desacoplamento simplificado (4.109) é utilizado (Desac. 1), e quando o desacoplamento simplificado é utilizado, mas os sinais são aplicados nas entradas p_r do controlador de acordo com (4.112) (Desac. 2). O primeiro caso, como esperado, resulta numa maior perturbação na corrente $i_q(t)$. Verifica-se que o polinômio D , para as condições testadas, influencia pouco na resposta do sistema quando comparado ao desacoplamento 1. De fato, o emprego do desacoplamento 2 resulta numa pequena melhora na resposta do sistema.

As figuras 4.27 e 4.28 apresentam resultados experimentais obtidos com o protótipo apresentado no Capítulo 7. Apenas os controladores das correntes CA estão ativos. O tempo morto utilizado é de $5 \mu\text{s}$ e o sistema de compensação descrito na Seção 4.2 está operante. O desacoplamento entre os eixos dq está desligado na Figura 4.27 e ligado na Figura 4.28. As formas de onda são referentes à resposta do sistema para uma variação na referência i_d^* do tipo degrau de 2 A para 20 A no instante $t = 0,005$ s. A frequência de operação da porta CA é 60 Hz. Os dois gráficos são muito similares, principalmente porque

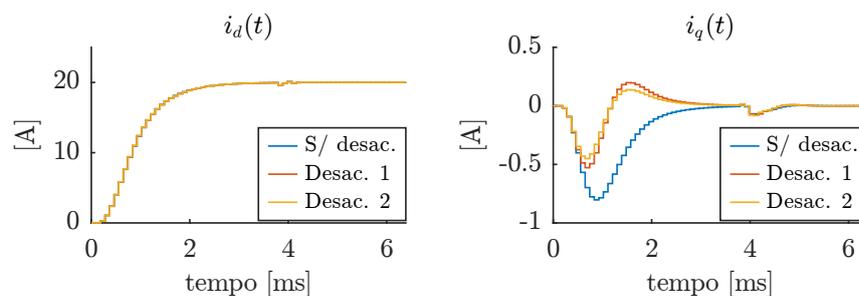


Figura 4.26 – Resposta do sistema de controle para diferentes estratégias de desacoplamento.

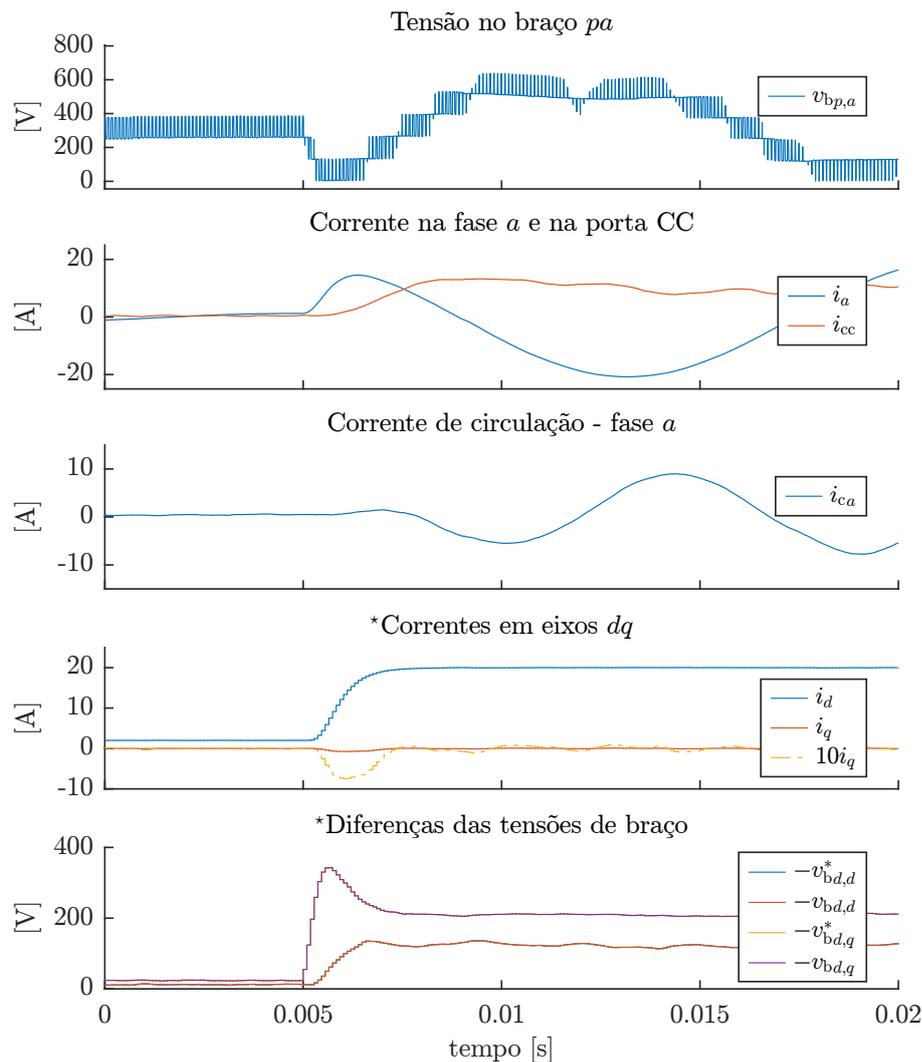


Figura 4.27 – Resposta do sistema para um degrau de 2 A para 20 A na referência i_d^* . O desacoplamento dos eixos dq está desabilitado. As variáveis marcadas com (*) foram obtidas através do próprio sistema de aquisição do conversor. A corrente de circulação foi calculada a partir da corrente de braço e das portas CC e CA.

a largura de banda elevada do sistema já é suficiente para rejeitar a perturbação causada pelo acoplamento. Mesmo assim, nota-se uma melhoria na resposta, como já predito pelas simulações. No caso em que a estratégia de desacoplamento está desligada, o valor de pico da corrente i_q atinge o valor de $-0,75$ A, enquanto no caso em que está ativo o valor mínimo é de $-0,43$ A. Mesmo uma constante de tempo relativamente pequena de $500 \mu\text{s}$ do filtro F_r já é suficiente para prevenir a saturação das tensões de braço durante a aplicação do degrau, como pode ser visto no último gráfico. As correntes na porta CA possuem baixa distorção, embora possa-se notar, através das tensões $v_{b,d,k}^*$, que os controladores têm que compensar não-linearidades da planta. Algumas destas não-linearidades são: imperfeições na compensação de tempo morto, mais notadamente quando as correntes de braço passam por zero; pequenas variações na indutância da carga devido a efeitos de saturação do material magnético; e a não-linearidade causada pelas ondulações de tensão dos capacitores.

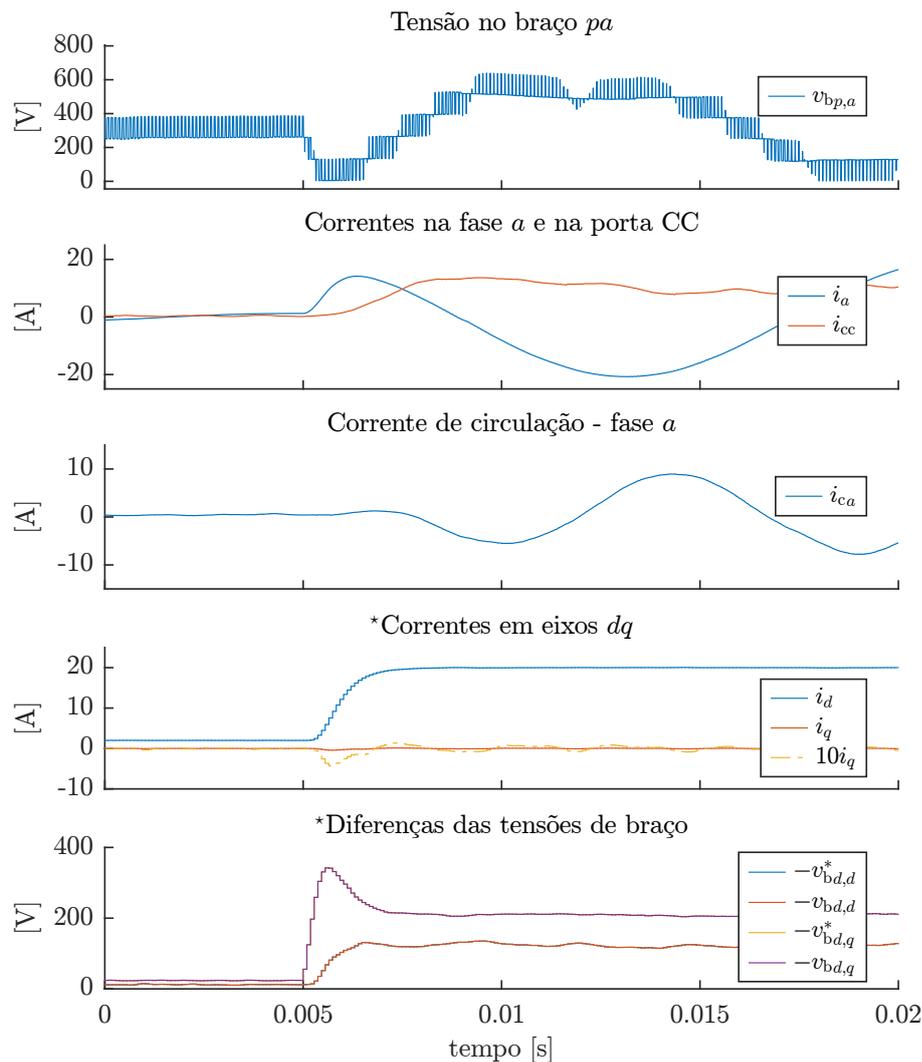


Figura 4.28 – Resposta do sistema para um degrau de 2 A para 20 A na referência i_d^* . O desacoplamento dos eixos dq está habilitado. As variáveis marcadas com (*) foram obtidas através do próprio sistema de aquisição do conversor. A corrente de circulação foi calculada a partir da corrente de braço e das portas CC e CA.

Não é possível realizar o desacoplamento/linearização das tensões dos capacitores, como apresentado na Figura 4.6, sem o controle das energias do conversor, como explicado na Seção 3.1.4.1. As figuras apresentam ainda as correntes nas portas CC e de circulação do conversor. Como estas não são controladas, elas seguem suas dinâmicas naturais excitadas pelo degrau de carga. A principal componente das correntes de circulação é a segunda harmônica, enquanto na corrente da porta CC é a sexta. Componentes adicionais podem surgir devido a assimetrias nos valores dos capacitores e indutores do conversor.

A Figura 4.29 apresenta como a distorção na corrente da fase a da porta CA varia com a amplitude desta. Além da indutância $L_f = 12$ mH, o sistema foi testado também para $L_f = 1,9$ mH. Para tal, os controladores de correntes foram reprojatados para este novo valor, obedecendo as especificações da primeira coluna da Tabela 4.5. Cada caso foi

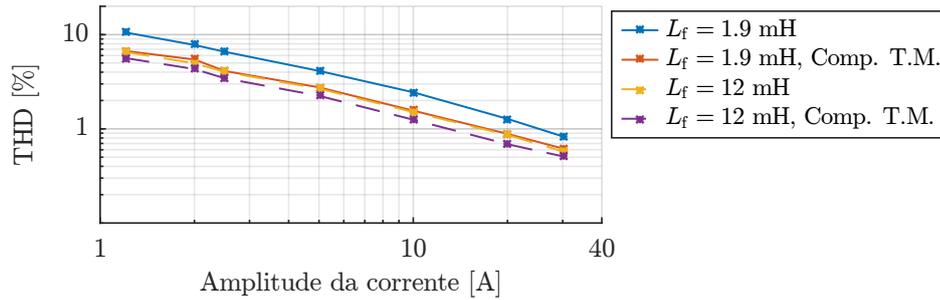


Figura 4.29 – Distorção na corrente da fase a da porta CA com e sem a compensação de tempo morto foram realizados para cada valor de indutância empregado considerando harmônicos até a ordem 50.

testado com e sem a estratégia de compensação de tempo morto apresentada na Seção 4.2. Para todos os casos, a máxima distorção obtida ocorreu para o menor valor de corrente testado, 1,2 A. O cenário com indutância de filtro menor e não emprego da estratégia de compensação de tempo morto foi o que apresentou maior distorção, 10,6%. Quando a estratégia de compensação é empregada, a distorção cai para 7,8%. A redução é mais sutil quando o indutor de filtro maior é utilizado, apenas 0,9%. À medida que a amplitude da corrente aumenta, a distorção naturalmente cai, já que a amplitude da componente fundamental fica muito maior que as amplitudes das perturbações, e o ganho que se obtém com a estratégia de compensação de tempo morto também diminui. Foi observado ainda que parte do conteúdo harmônico presente nas correntes da porta CA são harmônicos triplos. Provavelmente, uma parcela destes harmônicos são de eixo 0, e foram originados não devido à distorção das tensões diferenciais geradas pelo conversor, mas devido à tensão de modo comum injetada, que força a circulação de uma corrente de modo comum através das capacitâncias parasitas dos indutores de filtro e da carga resistiva para o terra.

4.3.5.2 Controladores das correntes de circulação e CC

Considera-se aplicações que não utilizam o indutor de filtro L_{cc} , como numa conexão *back-to-back* de MMCs. Neste caso, a (3.27) é válida. Aplicando-se a transformada de Clarke à equação (3.27), obtém-se

$$2L_b \frac{di_{bs,e}}{dt} = -2R_b i_{bs,e} - v_{bs,e}, \quad e \in \{\alpha, \beta\} \quad (4.113)$$

$$2L_b \frac{di_{bs,0}}{dt} = -2R_b i_{bs,0} - v_{bs,0} + V_{cc}. \quad (4.114)$$

As correntes $i_{bs,\alpha}$ e $i_{bs,\beta}$ são as componentes diferenciais das correntes soma e correspondem às correntes de circulação do conversor. $i_{bs,0}$ é a componente de modo comum, e corresponde a um terço da corrente i_{cc} . A não ser pela perturbação introduzida pela tensão do barramento V_{cc} em $i_{bs,0}$, todas as componentes possuem a mesma dinâmica no domínio do tempo, e, portanto, a mesma função de transferência que relaciona entrada de controle e saída. Substituindo-se os valores $L = 2L_b$ e $R = 2R_b$ no modelo discreto (4.33) e

considerando-se o atraso de uma amostra relativo ao cálculo da ação de controle resulta em

$$G_{is}(z) = \frac{0,018516z^{-2} + 0,01849z^{-3}}{1 - 0,9978z^{-1}}. \quad (4.115)$$

O mesmo controlador RSTD foi utilizado para todos os eixos e seu projeto segue as especificações apresentadas na primeira coluna da Tabela 4.6. Utilizou-se também um filtro de referência com constante de tempo de 100 μs com a finalidade de diminuir sobressinais na resposta do sistema em caso de variações no valor da indutância de braço (devido à saturação do material magnético quando submetido a correntes mais elevadas). A probabilidade de saturação das tensões de braço, e conseqüente distorção das correntes também diminui. A medição da tensão do barramento CC foi utilizada como perturbação mensurável $p(t)$ no caso da componente de eixo 0.

A Figura 4.30 apresenta o diagrama de Nyquist do sistema de controle das correntes soma quando os valores nominais dos parâmetros são considerados. As margens de robustez foram extraídas e são apresentadas na segunda coluna na Tabela 4.6. A frequência dos polos de malha fechada foi reduzida quando comparada àquela utilizada no projeto dos controladores das correntes CA em razão da maior sensibilidade do sistema a variações em L . Um controlador mais lento permite uma resposta mais amortecida quando o valor mínimo de indutância é considerado. O valor $\lambda = 0$ foi utilizado no projeto do polinômio D .

A Figura 4.31 apresenta a resposta do sistema para um degrau de 10 A na referência $i_{b,s,0}^*$ no instante $t = 0$ e uma perturbação do tipo degrau de amplitude $-50 V$ no instante $t = 1,7$ ms. O gráfico apresenta as respostas calculadas para a indutância nominal e para valores 30% maior e menor. Apesar da grande variação de indutância, o sistema apresenta uma resposta amortecida para todos os casos.

O modo de operação em alta frequência do MMC com controle das energias dos capacitores requer que as correntes de circulação sigam referências senoidais com frequência fundamental em caso de desbalanços entre braços de uma mesma fase. Embora um controlador ressonante possa garantir erro nulo para esse tipo de referência em regime permanente, a complexidade do controlador também é maior, principalmente se a operação em frequência variável é necessária, como no casos de sistemas de acionamento. A Figura 4.32 apresenta os diagramas de Bode do sistema de controle das correntes soma

Tabela 4.6 – Especificações e margens obtidas para o controlador das correntes soma.

Especificações		Margens	
ω_n	$2\pi/T_s/13,3$	Ganho	2,0
ζ	0,85	Fase	35,3°
N_d	5	Atraso	1,36 T_s
λ	0	Estabilidade	0,47

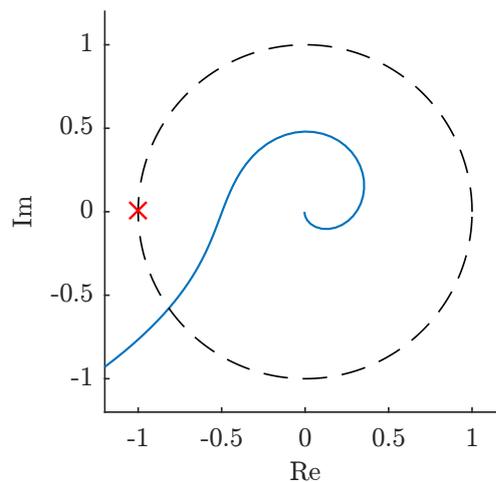


Figura 4.30 – Diagrama de Nyquist dos sistema de controle das correntes soma. Os valores nominais dos parâmetros são considerados.

projetado. A curva referente à função de transferência de referência para saída indica que o erro de ganho em 60 Hz é praticamente nulo, e que o erro de fase é de aproximadamente 14° , já considerando-se a defasagem do filtro de referência. Assumindo-se que a referência senoidal está em fase com a tensão gerada pelo braço, o fator de potência relativo à transferência de energia por meio as correntes de circulação seria 0,97. Este valor é suficientemente alto. Outra função dos controladores das correntes soma é rejeitar qualquer perturbação que tenda a fazer fluir correntes de circulação não desejadas. Muito embora o desacoplamento/linearização das tensões dos capacitores idealmente elimine as correntes de circulação, na prática as não-idealidades fazem surgir algumas componentes que devem ser atenuadas pelo controlador. A Figura 4.32 apresenta ainda a resposta em frequência da função de transferência que relaciona uma entrada de perturbação não mensurável na entrada da planta, ou seja, uma tensão não intencional sobre os indutores de braço, e a corrente soma resultante. A 120 Hz, frequência esperada da principal componente da corrente de circulação, a atenuação do sistema é de aproximadamente -30 dB. Isto significa que uma tensão de perturbação senoidal com amplitude de 10 V e frequência de

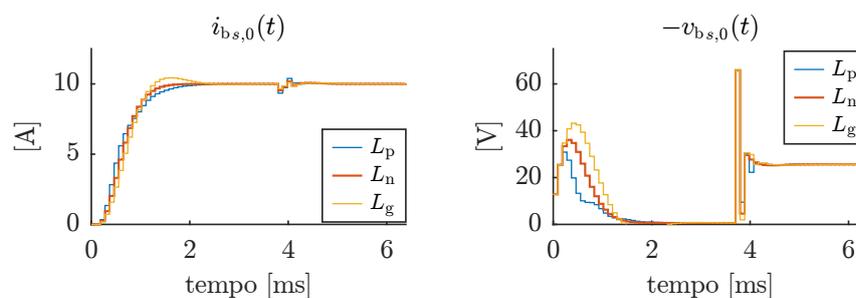


Figura 4.31 – Resposta do sistema de controle para diferentes valores de indutância: $L_p = 0,7L$, $L_n = L$ e $L_g = 1,3L$.

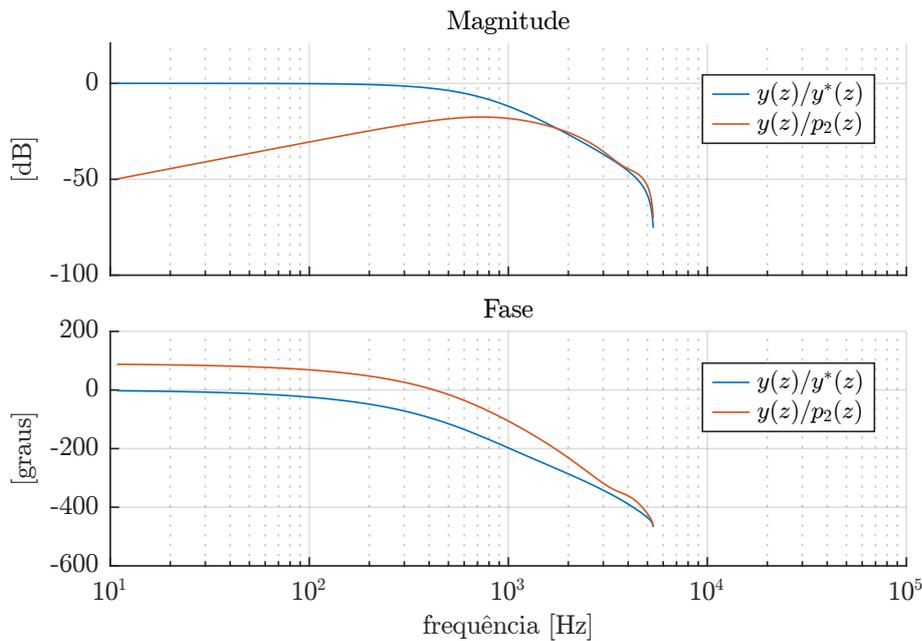


Figura 4.32 – Resposta em frequência do sistema de controle das correntes soma. Em azul: da referência para saída; Em vermelho: de uma perturbação não mensurável p_2 na entrada da planta para a saída.

120 Hz resulta, idealmente, numa corrente soma de mesma frequência com amplitude de apenas 0,316 A.

A Figura 4.33 apresenta as formas de onda obtidas com o conversor operando em regime permanente com todas as malhas de corrente ativas. As malhas de controle das energias do conversor também estão operantes, pois são necessárias para estabilizar as tensões quando se controla as correntes de circulação. Mais detalhes sobre o projeto destes controladores serão apresentados no capítulo seguinte. A linearização e desacoplamento das correntes por meio das equações (3.37) e (3.38) e a estratégia de compensação do tempo morto também estão ativas. Foi utilizado o indutor de filtro $L_f = 1,9$ mH e o controlador associado a este. O conversor opera alimentando uma carga RL com uma corrente de 30 A de pico e é alimentado com um tensão de 640 V. Quando estes resultados são comparados aos apresentados nas Figura 4.27 e Figura 4.28, verifica-se que as correntes de circulação e as ondulações da corrente i_{cc} possuem uma amplitude muito menor. O valor eficaz da corrente de circulação da fase a é de apenas 0,33 A. Embora componentes de mais alta frequência também estejam presentes, a principal componente é a segunda harmônica.

4.4 Conclusão

Este capítulo apresentou análises, propostas e resultados relativos ao controle das correntes do conversor MMC. A primeira seção apresentou, através de resultados experimentais, os efeitos negativos do tempo morto na operação do MMC. Uma comparação com os resultados de simulação obtidos com o modelo proposto na seção Seção 3.4.1 validou

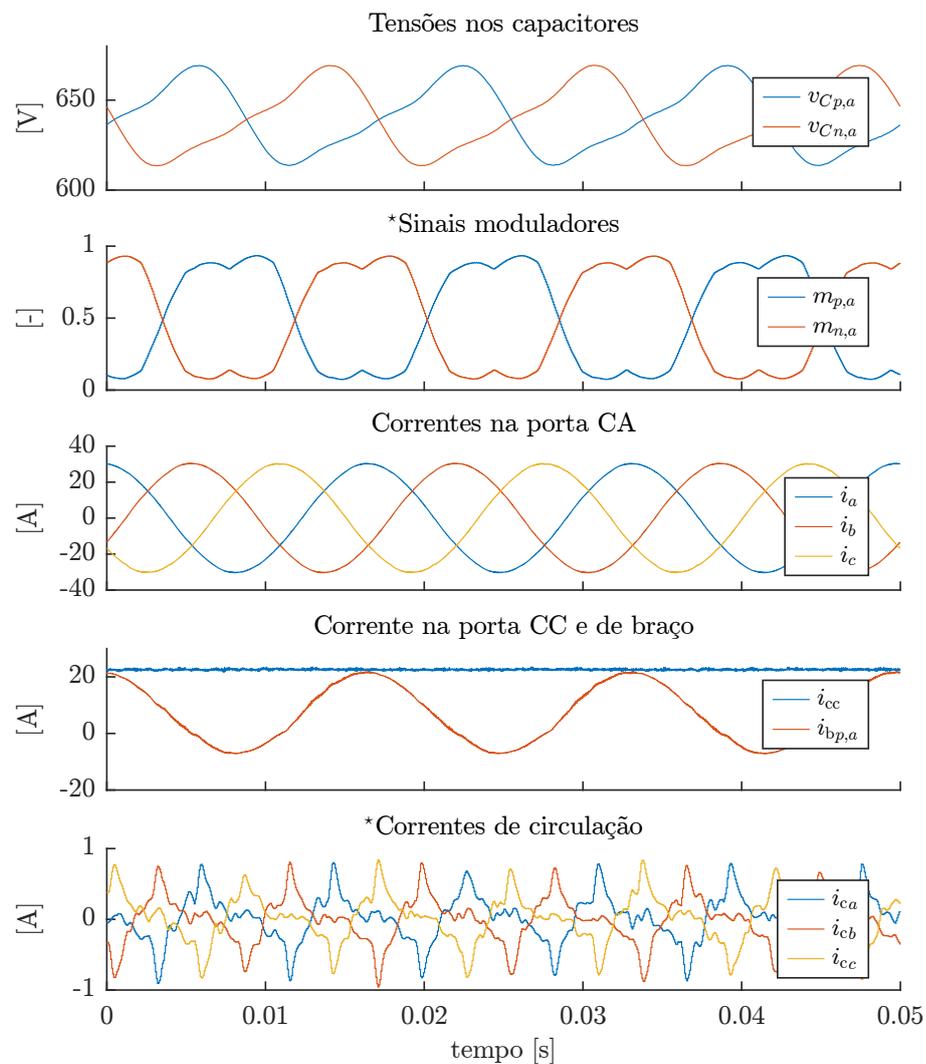


Figura 4.33 – Formas de onda obtidas com o conversor operando em regime permanente. As malhas de controle de todas as correntes estão ativas. Para que a operação estável fosse possível, as malhas de controle das energias também estão ligadas. Os resultados foram obtidos para $L_f = 1,9$ mH. As variáveis marcadas com (*) foram obtidas através do próprio sistema de aquisição e controle do conversor.

também a efetividade deste em modelar o comportamento dinâmico do conversor, incluindo as não-linearidades decorrentes do emprego do tempo morto. A seção Seção 4.2 apresentou uma proposta de compensação destes efeitos baseada no atraso dos pulsos de comando dos interruptores quando necessário. Resultados experimentais atestaram a diminuição da distorção das correntes da porta CA do conversor, principalmente quando operando com baixa carga.

Embora alguns artigos que propõem o uso de sobreamostragem na medição das correntes já tenham sido publicados (durante a execução deste doutorado), uma análise genérica aplicável a qualquer planta ainda não havia sido apresentada (de acordo com o conhecimento do autor). Este capítulo apresentou três métodos para obtenção da função de transferência aproximada para uma planta que emprega um sistema de aquisição com sobreamostragem. O último, válido para sistemas com uma razão de sobreamostragem elevada, corresponde à discretização por ZOH da planta contínua acrescentada de um atraso de meio período de amostragem. Embora possa reduzir consideravelmente o ruído da medição, e, conseqüentemente, as variâncias dos sinais de controle e de saída da planta, a sobreamostragem adiciona atraso ao sistema, diminuindo as margens de robustez para projetos de controladores mais rápidos.

A estrutura RST e a estratégia de projeto por alocação de polos foram utilizados no sistema de controle das correntes do MMC. As principais perturbações esperadas no sistema são as tensões das portas CA e CC, que podem ser mensuradas e compensadas pelos controladores. Contudo, o atraso necessário para o cálculo das ações de controle não permite o cancelamento instantâneo das tensões medidas, resultando ainda em perturbações consideráveis nas correntes controladas quando variações do tipo degrau são consideradas. A adição de um caminho *feedforward* através de um polinômio D na estrutura RST permite otimizar a resposta à perturbação no domínio do tempo, reduzindo consideravelmente seus efeitos nas correntes.

O sistema de controle de correntes proposto integra ainda características *antiwindup* baseadas em estruturas já conhecidas para o controlador RST. As plantas de corrente do MMC formam um sistema *Multiple Input Multiple Output* (MIMO) que pode ser desacoplado através das transformações adequadas. O controle das correntes pode ser facilmente obtido nestas novas coordenadas através de controladores SISO. Contudo, as tensões máximas e mínimas que os braços conseguem gerar impõem limitações nas coordenadas originais do sistema. O esquema *antiwindup* proposto satura os sinais moduladores entre 0 e 1, evitando que se estipule valores máximos e mínimos de tensão para as saídas de cada um dos controladores, que atuam em outras coordenadas. Isto garante também o máximo aproveitamento das tensões disponíveis do conversor. O esquema *antiwindup* leva em consideração o sinal de controle total, já considerando as parcelas *feedforward* e de desacoplamento.

O emprego da transformação $dq0$ para plantas discretas foi examinado neste capítulo.

Concluiu-se que o acoplamento resultante entre os eixos dq para uma planta obtida a partir da discretização (através de um modulador PWM e um amostrador com sobreamostragem) de uma planta de primeira ordem é diferente quando comparado ao caso contínuo. Contudo, é possível mostrar que o caso discreto se aproxima do caso contínuo quando se desconsidera os atrasos adicionais inseridos pela amostragem e controle.

As análises teóricas e a eficácia do esquema de controle de corrente proposto foram comprovadas por meio de simulações e resultados experimentais.

Capítulo 5

Operação do MMC em alta frequência

O Capítulo 4 apresentou a estratégia de controle das correntes do MMC que será utilizada em todos os modos de operação do conversor. Este capítulo trata do controle das energias (e conseqüentemente das tensões) do MMC quando operando em alta frequência, ou seja, quando não há nenhum mecanismo de atenuação de ondulação atuante. Este modo é empregado tanto no acionamento de máquinas, quando a frequência elétrica é suficientemente alta, e também quando o MMC funciona como retificador ativo conectado à rede.

O sistema de controle das tensões dos capacitores do MMC é dividido em dois níveis. Isto é possível porque os objetivos de cada nível são suficientemente desacoplados. O balanceamento intra-braço é responsável pela equalização das tensões dos submódulos de um mesmo braço, enquanto o controle das energias, como é normalmente referido, é encarregado de manter os valores médios das energias armazenadas nos seis braços do conversor próximos de um valor de referência.

5.1 Balanceamento intra-braço

A energia armazenada em um braço deve ser uniformemente distribuída entre os capacitores dos submódulos, de forma que esforços de tensão e perdas por comutação sejam divididos de forma balanceada. Esta divisão equilibrada das tensões também permite a utilização do modelo médio de braço, simplificando grandemente os problemas de análise e controle do conversor.

A estratégia mais usual de balanceamento é baseada em um algoritmo de ordenação [50]. As tensões dos capacitores são ordenadas e o estado dos submódulos são definidos de acordo com os níveis de tensão. Se a corrente de braço é positiva, os SMs com menor tensão têm maior prioridade para entrar em estado 1 (capacitor em série com o circuito), enquanto os de maior tensão têm maior prioridade para entrar em estado 0 (capacitor desconectado). O oposto ocorre quando a corrente é negativa. Em [226], a ordenação das tensões e a escolha de novos SMs para compor a tensão de braço são realizadas na frequência de comutação equivalente. Um dos SMs é escolhido para gerar as comutações do sinal PWM, enquanto os outros permanecem com o mesmo nível determinado pelo

algoritmo de ordenação durante todo o período de comutação. A frequência de comutação média dos dispositivos é mais elevada, já que as tensões dos capacitores de dois ou mais submódulos podem mudar de ordem de um ciclo para outro. Além disso, ainda há as comutações do SM escolhido para gerar o sinal PWM naquele ciclo. Uma das estratégias mais utilizadas atualmente foi proposta em [133]. Diferentemente da estratégia anterior, as comutações dos SMs ocorrem apenas quando há alguma transição no sinal de comutação de braço s . Além disso, apenas o número de submódulos correspondente à diferença entre o estado passado e o novo comutam, reduzindo significativamente o número de comutações. Mesmo com a capacidade de balanceamento menor, os resultados mostram que o algoritmo é capaz de manter o espalhamento das tensões dos capacitores de um mesmo braço dentro de níveis adequados.

Quando o número de submódulos é muito grande, a frequência de comutação tende a ficar baixa e um maior espalhamento das tensões para um dado instante de tempo é esperado [227]. No limite, os submódulos podem comutar na frequência da rede, o que torna necessário empregar técnicas mais sofisticadas de balanceamento para garantir um menor espalhamento das tensões [228, 229].

5.1.1 Estratégia de balanceamento proposta

O esquema de balanço intra-braço utilizado neste trabalho é baseado na estratégia proposta em [133]. Adicionalmente, o intervalo de tempo transcorrido desde a última transição de estado de cada SM é levado em consideração na escolha de novos estados, de modo a respeitar a largura de pulso mínima estabelecida para o interruptor utilizado. A incorporação desta restrição na estratégia de balanceamento evita a distorção da tensão gerada pelo braço que existiria numa estratégia que garantisse a largura mínima através da extensão de pulsos estreitos realizada depois do balanceamento.

O diagrama mostrado na Figura 5.1 representa a estratégia proposta. A ideia principal é que pulsos mais estreitos que o permitido para um interruptor podem ser gerados, desde que se garanta que as transições de subida e descida sejam geradas por SMs diferentes. O diagrama é dividido em duas partes: uma procedural, representada pelo diagrama de fluxo, e outra de execução paralela, representada pelos blocos externos ao diagrama de fluxo. O sinal δ_s representa o erro entre a referência do sinal de comutação multinível s^* e seu valor real, dado pela soma dos sinais de comutação s'_{1n} que serão enviados aos interruptores S_1 . As mudanças de estado dos submódulos são realizadas uma a uma, dentro de um *loop* que é executado até que δ_s seja nulo. É de se esperar mudanças de apenas um nível de cada vez no sinal s^* . Contudo, para garantir que não haverá introdução de atrasos variáveis no sistema de controle, sempre se espera um intervalo de tempo T_p equivalente ao intervalo necessário para a modificação dos estados de todos os SMs antes de enviar os novos comandos para os interruptores. Neste meio tempo, os novos estados ficam armazenados no registrador *reg*. Isto garante que o atraso gerado pelo sistema de

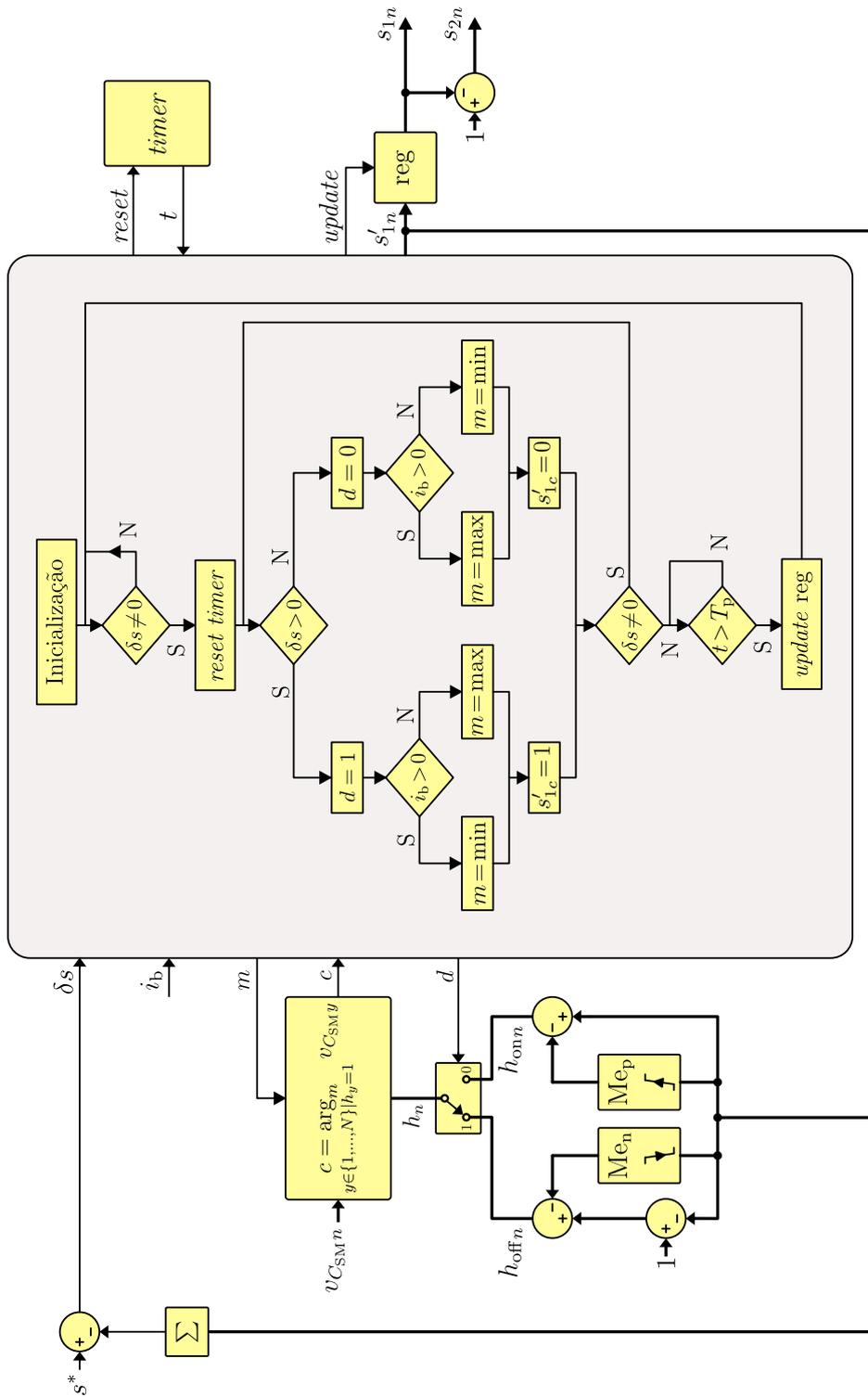


Figura 5.1 – Estratégia de balanceamento proposta.

balanceamento é sempre o mesmo, evitando não linearidades e possíveis distorções nas correntes do conversor.

O sinal c indica o índice do submódulo que possui maior ou menor tensão, dependendo do sinal m , que está habilitado a mudar de estado. A habilitação para mudança de estado depende de dois fatores. O primeiro é o sinal de δ_s . Se faltam submódulos gerando nível não-nulo de tensão, somente os que geram nível nulo estão habilitados a mudar de estado e vice-versa. O outro fator é relativo à duração mínima de pulso T_{md} . Somente SMs que mudaram de estado há um tempo maior que T_{md} estão habilitados a mudar de estado novamente. Os sinais h_{onn} e h_{offn} , $n \in \{1, \dots, N\}$, indicam quais submódulos estão habilitados a mudar do nível alto para o baixo e do baixo para o alto, respectivamente. Estes sinais são gerados a partir dos estados dos interruptores s'_{1n} e dos monoestáveis Me_n (sensível à borda de descida) e Me_p (sensível à borda de subida).

Em cada iteração do laço, o SM com menor tensão e habilitado a ir para o estado alto tem seu estado provisoriamente modificado se $\delta_s > 0$ e a corrente de braço é positiva. Após a decorrência do intervalo de tempo T_p , os interruptores são comandados a ligar e desligar de fato. Se a corrente de braço é negativa, ou seja, atua no sentido de descarregar os capacitores, o SM com maior tensão é o escolhido para mudar de estado. No caso em que $\delta_s < 0$, a lógica é inversa: escolhe-se o SM com maior tensão para mudar de estado (ir para nível baixo) quando a corrente é positiva, e o de menor tensão quando a corrente é negativa. Esta lógica assegura que as tensões dos submódulos tenderão à convergência com um número mínimo de comutações.

5.2 Controle das energias

A Seção 3.2 apresentou o mecanismo básico de funcionamento e aspectos do controle das energias do MMC: o uso de correntes de circulação contínuas e alternadas para realizar a troca de energias entre braços de fases distintas e de uma mesma fase, respectivamente. As equações finais obtidas, (3.50) e (3.51) podem ser diretamente utilizadas na síntese de um sistema de controle de tensão por fase, como simplificada apresentada na Figura 3.4. Uma revisão das principais propostas já apresentadas na literatura é apresentada a seguir. Um modelo mais genérico que leva em consideração o aspecto trifásico do conversor é apresentado na seção subsequente. A partir deste é possível encontrar uma estratégia para a geração das referências de corrente de circulação a partir das potências calculadas pelos controladores de energia.

5.2.1 Estado da arte

As primeiras publicações sobre o MMC não fazem menção a um controle das tensões dos capacitores [230]. Apenas o controle das correntes da porta CA e o balanço intra-braço são realizados. Neste esquema, desbalanços de tensão podem surgir devido às variações paramétricas dos componentes, e as tensões dos capacitores variam de acordo com a tensão

aplicada no barramento CC do conversor. O funcionamento com submódulos em *bypass* também pode ser dificultado, já que, sem controle, a tensão de cada capacitor tende a subir quando um ou mais submódulos são retirados de um braço.

Em [105], os autores propõem o uso de malhas de controle que regulam a soma das tensões dos capacitores de cada fase independentemente. As diferenças entre as somas das tensões de uma mesma fase não são controladas. Os resultados experimentais indicam que o sistema funciona adequadamente para cargas RL, mas não para todos os fatores de potência quando o conversor opera conectado à rede [231]. Os autores adicionaram mais uma malha de controle para cada fase responsável por manter o equilíbrio entre as somas das tensões dos braços positivos e negativos. A malha gera uma componente adicional de tensão aplicada a ambos os braços positivo e negativo, e a interação desta tensão com a corrente de braço gera uma potência que tende a equilibrar as tensões. O esquema foi empregado também num sistema de compensação de reativos baseado no conversor MMC [232], e modificações adicionais permitiram empregar o esquema em sistemas *back-to-back* [233].

A ideia de se utilizar as correntes de circulação para manter o equilíbrio das tensões entre os braços positivos e negativos foi proposta inicialmente em [90]. A amplitude das correntes de circulação são calculadas por controladores de balanço de tensão e são forçadas em malha aberta através da adição de uma componente CA nas referências das tensões de ambos os braços positivo e negativo. Leva-se em consideração a impedância dos indutores de braço e a fase da tensão CA no cálculo da amplitude e fase das componentes de tensão, de modo que a corrente de circulação resultante tem a mesma fase da tensão da porta CA. A estratégia funciona em conjunto com o controle da soma das tensões de uma fase, que também força uma corrente em malha aberta, agora CC, e é realizada independentemente para cada fase do conversor. A estratégia também faz uso do desacoplamento/linearização das tensões dos capacitores. Os autores ainda apresentam estratégia similar em [234] e [235], mas nestes trabalhos as tensões dos capacitores são estimadas a partir da corrente CA e os parâmetros do circuito, considerando-se que o conversor opera em regime permanente. Estas tensões estimadas são utilizadas no cálculo dos sinais moduladores, como no esquema de desacoplamento/linearização, mas passando a funcionar como referências. Embora seja uma estratégia que funciona em malha aberta, as medições das tensões individuais de cada capacitor ainda são necessárias para a realização do balanço intra-braço das tensões e para a implementação de proteções. Uma prova da estabilidade do sistema é apresentada em [236]. Uma estratégia intermediária, em que o valores médios das tensões dos capacitores usados no cálculo dos sinais moduladores é imposto diretamente e as ondulações provêm das tensões medidas é proposto em [237]. Em [238], os autores propõem um observador por modos deslizantes para as tensões dos capacitores equivalentes de braço. O controle intra-braço é realizado de forma distribuída, de forma que não é necessário que as medições das tensões dos capacitores cheguem ao controlador central.

Uma das dificuldades existentes no controle das tensões do MMC é a presença das ondulações de baixa frequência de grande amplitude, resultando em harmônicos nas referências das correntes de circulação. Normalmente filtros são utilizados para remoção das componentes alternadas das energias medidas [60]. Em [239], os autores propõem, em vez da utilização de filtros, subtrair das tensões medidas a ondulação estimada a partir das medições de correntes e tensões das portas CC e CA. Com isso é possível usar filtros menores e aumentar a largura de banda do sistema.

Até então, os trabalhos citados utilizam um controle por fase. A referência da corrente soma $i_{b,s,k}^*$ é obtida individualmente para cada fase, sem nenhuma atenção a possíveis componentes alternadas resultantes no barramento CC, o que é indesejável. Uma análise do MMC como um sistema trifásico foi primeiramente apresentada em [140]. O trabalho propõe o uso de apenas correntes de circulação de seqüências positiva e negativa para realizar o balanceamento das tensões. Como estas fluem apenas no interior do conversor, o balanceamento não influencia a corrente na porta CC. A estratégia, assim como nos outros trabalhos, é do tipo cascata, ou seja, as malhas de controle das energias/tensões geram as referências para as malhas de controle das correntes [129]. Esquema similar é proposto em [109, 137] para o controle de um sistema de acionamento de máquina baseado em MMC. A estratégia de controlar os desbalanços de energia ou tensão através de correntes de circulação também foi estendida para os conversores CA-CA [122, 240, 241].

Em [189] os autores apresentam uma comparação entre algumas das estratégias mencionadas quando aplicadas a um mesmo conversor. Os métodos de operação em malha aberta [234, 235] em geral possuem uma resposta pior do ponto de vista da qualidade das correntes, principalmente a CC e as de circulação, mas as tensões dos capacitores possuem menores sobre e sub-sinais quando comparadas com os métodos de operação com controle das tensões/energias em malha fechada [60, 109, 137, 141, 242].

Estratégias mais avançadas baseadas em transformações não lineares são apresentadas em [243] e [244]. A energia inteira do braço é controlada, incluindo a energia armazenada nos indutores, normalmente desprezada. Trajetórias ótimas são obtidas para as variáveis controladas, de modo que se garante valores de pico dentro de limites aceitáveis para as variáveis internas. Em [245] os autores reconhecem que a complexidade do controlador e da teoria pode ser muito alta para aplicações práticas, e propõem um modelo ainda formal, mas mais simples, baseado na teoria de perturbações de sistemas quase-periódicos. O modelo é útil não apenas para análise, mas também no projeto dos controladores de energia.

A análise do sistema composto pelo MMC e controladores é complexa porque, fundamentalmente, o sistema é não-linear. Se a queda de tensão sobre os indutores é desprezada, pode-se aproximá-lo por um sistema linear variante no tempo (ou incluir a energia dos indutores no modelo, como em [245]). Este, por sua vez, pode ser aproximado por um sistema linear invariante no tempo por meio de transformações para eixos rotativos,

como a transformada $dq0$ [246], ou fasores dinâmicos e espaço de estados harmônico [247–249]. Uma desvantagem destes métodos é o aumento da ordem do sistema, que em teoria seria infinita, mas na prática apenas alguns harmônicos são considerados. Em [250], os autores propõem o uso de uma transformação de variáveis que permite obter um sistema linear invariante no tempo de mesma ordem do original, facilitando o projeto dos controladores de energia, mas ainda considerando as interações entre as várias componentes de frequência do sistema. Contudo, apenas controladores proporcionais são considerados na análise.

5.2.2 Modelo generalizado das potências absorvidas pelos braços

Uma estratégia de controle das energias pode ser diretamente obtida a partir da análise apresentada na Seção 3.2. A soma das energias da fase k seria controlada pela componente soma contínua i_{bcck} que a atravessa, como indicado por (3.50). A diferença das energias seria controlada através de uma componente soma alternada i_{bca1k} de mesma frequência da porta CA, como indicado por (3.51). A desvantagem deste sistema de controle por fase, como já comentado, é a possibilidade de surgimento de componentes alternadas na porta CC. A análise por fase, contudo, foi útil para identificar como as correntes soma poderiam ser utilizadas para controlar as energias, bem como potenciais transformações de variáveis que ajudam a desacoplar e simplificar o modelo. A seguir é apresentada uma análise mais genérica das energias absorvidas pelos braços do conversor MMC CC-CA considerando o aspecto trifásico do sistema. As expressões finais serão usadas para elaborar o sistema de controle das energias empregado quando o conversor opera em alta frequência. A análise considera a possibilidade de qualquer composição harmônica das tensões da porta CA e também pode ser útil na análise de outras topologias, desde que as transformações de correntes e tensões consideradas sejam atualizadas para o novo circuito.

Correntes de circulação com componentes de frequência distintas são necessárias para controlar as energias do conversor MMC. O sistema de controle é responsável por calcular as amplitudes das diferentes componentes, logo, a análise através de fasores é uma escolha natural. Uma nova indexação das variáveis referentes aos braços do conversor é introduzida agora com o intuito de facilitar a notação das quantidades como vetores. Assim, \hat{x}_h^l , ou equivalentemente, $\langle x^l \rangle_h$, representa a amplitude complexa, ou fasor, do harmônico de ordem h , $h \in \{-H, \dots, H\}$, da variável x referente ao braço l , $l \in \{1, \dots, 6\}$. $\hat{\mathbf{x}}^l \in \mathbb{C}^{(2H+1)}$ representa o vetor contendo os harmônicos da variável x do braço l . A concatenação dos vetores $\hat{\mathbf{x}}^l$, resultando em um vetor com os harmônicos da variável x de todos os braços, é representada por

$$\hat{\mathbf{x}} \in \mathbb{C}^{6(2H+1)} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}^1 \\ \vdots \\ \hat{\mathbf{x}}^6 \end{bmatrix}. \quad (5.1)$$

Pela propriedade da multiplicação da série de Fourier, a potência média absorvida

pelo braço l vale

$$\hat{p}_{b0}^l = \sum_{h=-H}^H \hat{v}_{b-h}^l \hat{i}_{bh}^l = \sum_{h=-H}^H \overline{\hat{v}_{bh}^l} \hat{i}_{bh}^l. \quad (5.2)$$

Onde $\bar{\cdot}$ representa o conjugado complexo e \hat{i}_{bh}^l e \hat{v}_{bh}^l são as amplitudes complexas da componentes harmônicas de ordem h da corrente e da tensão, respectivamente, do braço l . H é o número de harmônicos considerados.

O vetor contendo o valor médio das potências absorvidas pelos braços, representado por \mathbf{p}_b , pode ser encontrado com

$$\mathbf{p}_b = [\hat{p}_{b0}^l] = (\mathbf{I}_6 \otimes \mathbf{1}_{1 \times 2H+1}) (\overline{\hat{\mathbf{v}}_b} \odot \hat{\mathbf{i}}_b), \quad (5.3)$$

onde \otimes representa o produto de Kronecker e \odot representa o produto de Hadamard (produto elemento a elemento). Ao final, deseja-se encontrar uma expressão que permita calcular as correntes utilizadas como variáveis de controle a partir das potências a serem absorvidas pelos braços (que serão calculadas pelos controladores de energia) e das tensões geradas pelos braços. Estas últimas são calculadas pelos controladores de corrente, seguindo a estratégia apresentada no Capítulo 4, em termos de componentes soma e diferença. Assim, convém representar as tensões de braço nestas outras coordenadas. Consideremos uma transformação \mathbf{T}_{vh} que transforma $\hat{\mathbf{v}}_c$, o vetor contendo as amplitudes das tensões soma e diferença, em $\hat{\mathbf{v}}_b$.

$$\hat{\mathbf{v}}_b = \mathbf{T}_{vh} \hat{\mathbf{v}}_c \quad (5.4)$$

As correntes de braço podem ser separadas em duas partes. Uma utilizada no controle das energias, à qual as correntes de circulação sempre pertencem, e outra da qual participam as correntes cujos valores são definidos extrinsecamente ao sistema de controle de energias, e, portanto, são consideradas perturbações. No caso de um sistema de acionamento, as correntes da porta CA são consideradas perturbações, e a corrente da porta CC é uma variável de controle. No caso de um conversor MMC funcionando como retificador, as funções se invertem. Em ambos os cenários, pode-se escrever, genericamente,

$$\hat{\mathbf{i}}_b = \mathbf{T}_a \hat{\mathbf{i}}_a + \mathbf{T}_p \hat{\mathbf{i}}_p. \quad (5.5)$$

O vetor $\hat{\mathbf{i}}_a$ representa as correntes usadas como variáveis de controle, enquanto $\hat{\mathbf{i}}_p$ representa aquelas consideradas perturbações, ambas no domínio da frequência.

O controle das energias, como já discutido na Seção 3.2.1.2, é mais facilmente realizado também em coordenadas referentes às componentes soma e diferença, já que resulta num desacoplamento maior entre variáveis de controle e controladas. Assim, considera-se a seguinte transformação genérica para energias e potências.

$$\mathbf{p}_c = \mathbf{T}_e \mathbf{p}_b \quad (5.6)$$

Substituindo-se as novas variáveis definidas em (5.4)-(5.6) em (5.3), encontra-se

$$\mathbf{T}_e^{-1} \mathbf{p}_c = (\mathbf{I}_6 \otimes \mathbf{1}_{1 \times 2H+1}) \left[(\overline{\mathbf{T}_{vh} \hat{\mathbf{v}}_c} \odot \mathbf{T}_a \hat{\mathbf{i}}_a) + (\overline{\mathbf{T}_{vh} \hat{\mathbf{v}}_c} \odot \mathbf{T}_p \hat{\mathbf{i}}_p) \right]. \quad (5.7)$$

Uma maior simplificação de (5.7) pode ser obtida através da identidade $(\mathbf{A}\mathbf{b}) \circ (\mathbf{C}\mathbf{d}) = (\mathbf{A} \bullet \mathbf{C})(\mathbf{b} \otimes \mathbf{d})$ [251], onde \bullet representa o produto de Khatri-Rao transposto, também conhecido como *face-splitting product* [252], definido como

$$\mathbf{A} \bullet \mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 \otimes \mathbf{C}_1 \\ \mathbf{A}_2 \otimes \mathbf{C}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{A}_N \otimes \mathbf{C}_N \end{bmatrix}, \quad (5.8)$$

onde \mathbf{A}_n e \mathbf{C}_n são, respectivamente, a n -ésima linha de \mathbf{A} e a n -ésima linha de \mathbf{C} . Além disso, o produto de Kronecker de dois vetores pode ser escrito como $\mathbf{c} \otimes \mathbf{d} = (\mathbf{c} \otimes \mathbf{I}_M)\mathbf{d}$, onde M é o número de elementos de \mathbf{d} . Assim, (5.7) pode ser reescrita como

$$\mathbf{p}_c = \mathbf{K}_a(\hat{\mathbf{v}}_c)\hat{\mathbf{i}}_a + \mathbf{K}_p(\hat{\mathbf{v}}_c)\hat{\mathbf{i}}_p, \quad (5.9)$$

$$\mathbf{K}_a(\hat{\mathbf{v}}_c) = \mathbf{T}_e(\mathbf{I}_6 \otimes \mathbf{1}_{1 \times 2H+1})(\overline{\mathbf{T}_{vh}} \bullet \mathbf{T}_a)(\hat{\mathbf{v}}_c \otimes \mathbf{I}_a) \quad (5.10)$$

$$\mathbf{K}_p(\hat{\mathbf{v}}_c) = \mathbf{T}_e(\mathbf{I}_6 \otimes \mathbf{1}_{1 \times 2H+1})(\overline{\mathbf{T}_{vh}} \bullet \mathbf{T}_p)(\hat{\mathbf{v}}_c \otimes \mathbf{I}_p). \quad (5.11)$$

Os números de linhas e colunas das matrizes identidade \mathbf{I}_a e \mathbf{I}_p correspondem, respectivamente, aos números de elementos de $\hat{\mathbf{i}}_a$ e $\hat{\mathbf{i}}_p$. Os elementos do vetor $\hat{\mathbf{v}}_c$ são reais, como será definido adiante, portanto, dispensa-se o operador conjugado.

Deseja-se resolver (5.9) para $\hat{\mathbf{i}}_a$. O número de harmônicos a serem considerados depende das componentes presentes nas tensões de braço, já que se não houver frequências correspondentes na tensão e na corrente de braço, não há como haver transferência de potência. Como já visto na Seção 3.2, considerando-se uma operação balanceada do conversor, são necessárias correntes de circulação CC e CA de frequência fundamental para que o balanceamento do conversor seja possível, ou seja, $H = 1$. Mesmo para este valor, há graus de liberdade mais que suficientes, já que as duas correntes de circulação contínuas provêm duas variáveis de controle, as duas componentes alternadas de frequência fundamental adicionam mais duas variáveis cada (uma em fase e outra de quadratura, ou, sob outro ponto de vista, amplitude e fase), e ainda há a corrente de porta usada para controle da energia total, totalizando, a princípio, sete variáveis de controle. Os graus de liberdade adicionais podem ser utilizados para resolver (5.7) de forma ótima, minimizando a norma do vetor $\hat{\mathbf{i}}_a$ ¹. Isto pode ser diretamente alcançado com a pseudoinversa de Moore-Penrose [253].

$$\hat{\mathbf{i}}_a = \mathbf{K}_a(\hat{\mathbf{v}}_c)^+ [\mathbf{p}_c - \mathbf{K}_p(\hat{\mathbf{v}}_c)\hat{\mathbf{i}}_p] \quad (5.12)$$

No caso, o sistema é subdeterminado e $\mathbf{K}_a(\hat{\mathbf{v}}_c)$ possui mais colunas do que linhas (que devem ser linearmente independentes), sendo a pseudoinversa definida como

$$\mathbf{K}_a(\hat{\mathbf{v}}_c)^+ = \mathbf{K}_a(\hat{\mathbf{v}}_c)^\dagger [\mathbf{K}_a(\hat{\mathbf{v}}_c)\mathbf{K}_a(\hat{\mathbf{v}}_c)^\dagger]^{-1}. \quad (5.13)$$

¹Minimizar a norma de $\hat{\mathbf{i}}_b$, ou seja, a potência dissipada nos elementos resistivos dos braços seria um objetivo mais realista, mas dá origem à expressões muito mais complexas, mais difíceis de serem aplicadas na prática.

Onde $(\cdot)^\dagger$ representa o conjugado transposto. A mesma expressão (5.12) seria encontrada através da solução do seguinte problema de otimização, resolvido, por exemplo, através de multiplicadores de Lagrange.

$$\min_{\hat{\mathbf{i}}_a} \quad \hat{\mathbf{i}}_a^\dagger \hat{\mathbf{i}}_a \quad (5.14a)$$

$$\text{sujeito à} \quad \mathbf{K}_a(\hat{\mathbf{v}}_c)\hat{\mathbf{i}}_a = \mathbf{p}_c - \mathbf{K}_p(\hat{\mathbf{v}}_c)\hat{\mathbf{i}}_p. \quad (5.14b)$$

A equação (5.12) calcula a ação de controle $\hat{\mathbf{i}}_a$ já adicionando uma malha *feedforward* para as perturbações $\hat{\mathbf{i}}_p$, mitigando o efeito destas nas energias dos capacitores. As perturbações causadas por alterações nas tensões geradas pelos braços também serão mitigadas se as matrizes $\mathbf{K}_a(\hat{\mathbf{v}}_c)^+$ e $\mathbf{K}_p(\hat{\mathbf{v}}_c)$ são atualizadas com os novos valores de $\hat{\mathbf{v}}_c$. As seções seguintes apresentarão possíveis formas de se encontrar as matrizes \mathbf{T}_{vh} , \mathbf{T}_a , \mathbf{T}_p e \mathbf{T}_e , até o momento tratadas de forma genérica.

5.2.2.1 Transformação de tensão

Para que a atualização das matrizes $\mathbf{K}_a(\hat{\mathbf{v}}_c)^+$ e $\mathbf{K}_p(\hat{\mathbf{v}}_c)$ seja simples, é necessário que os elementos de $\hat{\mathbf{v}}_c$ sejam obtidos a partir das variáveis presentes no sistema de controle das correntes apresentado na Figura 4.21, que define as tensões geradas pelos braços. No domínio do tempo, a relação entre as tensões de braço e as componentes diferença e soma, ambas em eixos $\alpha\beta 0$, é dada por

$$\mathbf{v}_b = \begin{bmatrix} [v_{bp,k}] \\ [v_{bn,k}] \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} \\ -1 & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \otimes \mathbf{T}^{-1} \right) \begin{bmatrix} [v_{bd,u}] \\ [v_{bs,u}] \end{bmatrix}, \quad (5.15)$$

com $k = a, b, c$, $u = \alpha, \beta, 0$ e \mathbf{T} sendo a transformada de Clarke. A transformação resultante é a combinação da transformação de tensão \mathbf{T}_v , definida em (4.88), e a transformada de Clarke.

É possível mostrar que uma transformação linear $\mathbf{y} = \mathbf{T}\mathbf{x}$ tem uma equivalência no domínio da frequência dada por $\hat{\mathbf{y}} = (\mathbf{T} \otimes \mathbf{I}_{2H+1})\hat{\mathbf{x}}$. Assim, a relação entre os fasores das tensões de braço em suas coordenadas naturais e nas coordenadas soma e e diferença é dada por

$$\hat{\mathbf{v}}_b = \left(\begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} \\ -1 & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \otimes \mathbf{T}^{-1} \otimes \mathbf{I}_{2H+1} \right) \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{v}}_{bd} \\ \hat{\mathbf{v}}_{bs} \end{bmatrix}. \quad (5.16)$$

Os vetores $\hat{\mathbf{v}}_{bd}$ e $\hat{\mathbf{v}}_{bs}$ contêm, respectivamente, as amplitudes complexas das componentes diferença e soma em eixos $\alpha\beta 0$.

$$\hat{\mathbf{v}}_{\mathbf{bd}} = \begin{bmatrix} \hat{v}_{\mathbf{bd}}^\alpha \\ \hat{v}_{\mathbf{bd}}^\beta \\ \hat{v}_{\mathbf{bd}}^0 \end{bmatrix} \quad \hat{\mathbf{v}}_{\mathbf{bs}} = \begin{bmatrix} \hat{v}_{\mathbf{bs}}^\alpha \\ \hat{v}_{\mathbf{bs}}^\beta \\ \hat{v}_{\mathbf{bs}}^0 \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

As componentes soma $v_{\mathbf{b},u}$ são utilizadas no controle das correntes de circulação e da corrente do barramento CC. As componentes α e β são, idealmente, não nulas apenas quando é necessário fazer fluir alguma corrente de circulação para efeito de balanceamento das tensões. Mesmo nestes casos, as amplitudes das tensões necessárias para tal fim são pequenas, considerado que os indutores de braço e suas resistências parasitas são pequenas. Portanto, das componentes soma das tensões de braço, sobra como relevante apenas $v_{\mathbf{b},0}$, que, idealmente e em regime permanente, tem o mesmo valor da tensão da porta CC do conversor (desconsideradas as quedas sobre resistências e semicondutores). Como não há componente alternada importante em $v_{\mathbf{b},0}$, apenas o valor médio é considerado. Assim, apenas o elemento $\hat{v}_{\mathbf{bs}0}^0$ do vetor $\hat{\mathbf{v}}_{\mathbf{bs}}^0$ é não nulo, e pode ser aproximado pelo próprio sinal $v_{\mathbf{b},0}$ no domínio do tempo. Se há presença de ruído ou outras perturbações na tensão da porta CC que resultem em componentes de frequência não nula em $v_{\mathbf{b},0}$, um filtro passa-baixas pode ser utilizado.

Por outro lado, espera-se que as componentes relevantes em $\hat{\mathbf{v}}_{\mathbf{bd}}^\alpha$ e $\hat{\mathbf{v}}_{\mathbf{bd}}^\beta$ sejam apenas as correspondentes à frequência fundamental quando o conversor é conectado a uma rede com baixa distorção harmônica ou a uma máquina com força contra-eletromotriz senoidal. O controle das componentes de corrente do tipo diferença na Figura 4.21 é realizado em eixos síncronos e considera apenas a sequência positiva. Com o propósito de generalização, considera-se um controlador de corrente com múltiplos integradores em eixos dq , cada um referente a uma frequência diferente [254]. As tensões v_α e v_β na saída deste controlador podem ser calculadas a partir das tensões em eixos dq com

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sum_{h=-H}^H \begin{bmatrix} \cos(h\omega t) & -\sin(h\omega t) \\ \sin(h\omega t) & \cos(h\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dh} \\ v_{qh} \end{bmatrix}, \quad (5.18)$$

onde h refere-se ao sentido de rotação e frequência dos eixos síncronos. $h = -2$, por exemplo, corresponde ao eixo que gira em 2ω em sequência negativa. A relação entre as tensões v_{dh} e v_{qh} e as amplitudes complexas de v_α e v_β pode ser encontrada a partir do cálculo dos coeficientes da série de Fourier de (5.18), que resulta em

$$\langle v_\alpha \rangle_{\pm k} = \frac{1}{2}(v_{d-k} + v_{dk}) \mp \frac{j}{2}(v_{q-k} - v_{qk}) \quad (5.19)$$

$$\langle v_\beta \rangle_{\pm k} = \frac{1}{2}(v_{q-k} + v_{qk}) \mp \frac{j}{2}(-v_{d-k} + v_{dk}), \quad (5.20)$$

para $k \in \{0, \dots, H\}$. A partir destas relações, obtém-se a matriz que transforma tensões em eixos $dq0$ nas amplitudes complexas dos harmônicos desta mesmas tensões representadas

em eixos $\alpha\beta 0$. No caso das tensões diferença de braço, tem-se

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{bd}^\alpha \\ \hat{v}_{bd}^\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{J} & j\mathbf{I} & -j\mathbf{J} \\ & 2 & & 0 \\ \mathbf{J} & \mathbf{I} & -j\mathbf{J} & j\mathbf{I} \\ -j\mathbf{I} & j\mathbf{J} & \mathbf{I} & \mathbf{J} \\ & 0 & & 2 \\ j\mathbf{J} & -j\mathbf{I} & \mathbf{J} & \mathbf{I} \end{bmatrix}}_{\mathbf{R}_{h4H+2 \times 4H+2}} \mathbf{v}_r, \quad (5.21)$$

onde \mathbf{I} é a matriz identidade de dimensão $H \times H$ e \mathbf{J} é uma matriz de mesma dimensão com sua antidiagonal preenchida por uns, enquanto o restante de seus elementos são zeros. Os elementos não mostrados em \mathbf{R}_h também são zeros. O vetor \mathbf{v}_r contém as componentes dos eixos diretos e em quadratura de todas as frequências consideradas.

$$\mathbf{v}_r = [v_{bd,d,-H} \ \cdots \ v_{bd,d,H} \ v_{bd,q,-H} \ \cdots \ v_{bd,q,H}]^T \quad (5.22)$$

Para fins de generalização, considera-se também que diferentes frequências podem estar presentes na tensão de modo comum, e que as amplitudes destas são dadas pelo vetor \mathbf{v}_{cm} . Os valores de seus elementos dependem da estratégia utilizada para geração da tensão de modo comum.

$$\mathbf{v}_{cm} = [v_{cmd,H} \ \cdots \ v_{cmd,1} \ v_{cm0} \ v_{cmq,1} \ \cdots \ v_{cmq,H}]^T. \quad (5.23)$$

A tensão de modo comum $v_{cm}(t)$ pode ser calculada a partir de \mathbf{v}_{cm} com

$$v_{cm}(t) = v_{cm0} + \sum_{h=1}^H v_{cmd,h} \cos(h\omega t) - v_{cmq,h} \sin(h\omega t). \quad (5.24)$$

No domínio da frequência, a relação entre \hat{v}_{bd}^0 e o vetor \mathbf{v}_{cm} pode ser encontrada calculando-se os coeficientes da série de Fourier em (5.24).

$$\hat{v}_{bd}^0 = -\frac{1}{2} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{I} & j\mathbf{J} \\ & 2 \\ \mathbf{J} & -j\mathbf{I} \end{bmatrix}}_{\mathbf{R}_{0h2H+1 \times 2H+1}} \mathbf{v}_{cm} \quad (5.25)$$

Apenas a frequência fundamental de sequência positiva é considerada no diagrama apresentado na Figura 4.21. No caso mais genérico, com $2H + 1$ frequências consideradas para todas as componentes de tensão, (5.16) pode ser reescrita, com a ajuda de (5.21) e

(5.25), como

$$\hat{\mathbf{v}}_{\mathbf{b}} = \underbrace{\left(\begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} \\ -1 & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \otimes \mathbf{T}^{-1} \otimes \mathbf{I}_{2H+1} \right)}_{\mathbf{T}'_{\mathbf{vh}}} \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{\mathbf{h}} \\ -\mathbf{R}_{0\mathbf{h}} \\ \mathbf{0}_{5H+2} \\ 1 \\ \mathbf{0}_H \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{\mathbf{r}} \\ \mathbf{v}_{\mathbf{cm}} \\ v_{\mathbf{bs},0} \end{bmatrix}}_{\hat{\mathbf{v}}'_{\mathbf{c}}}. \quad (5.26)$$

A tensão de modo comum também pode ser utilizada para transferência de potência entre os braços do conversor, podendo ser especialmente útil no equilíbrio das tensões quando o conversor opera sem tensão na porta CA em uma fase devido a alguma falha [245]. Sem tensão de frequência fundamental sendo geradas pelos braços, não é possível transferir energia através de correntes de circulação nesta frequência na fase faltosa. Assim, pode-se utilizar a tensão de modo comum, que normalmente possui como componente fundamental a terceira harmônica, em conjunto com correntes de circulação de mesma frequência.

No caso mais provável de apenas algumas componentes de tensão serem consideradas para transferência de potência, remove-se as colunas referentes às frequências não utilizadas em $\mathbf{T}'_{\mathbf{vh}}$ e os elementos correspondentes em $\hat{\mathbf{v}}'_{\mathbf{c}}$, resultando, finalmente, em

$$\hat{\mathbf{v}}_{\mathbf{c}} = [\hat{\mathbf{v}}'_{\mathbf{c}q}], \quad q = \text{índices dos elementos de } \hat{\mathbf{v}}'_{\mathbf{c}} \text{ usados} \quad (5.27)$$

para transferir potência

$$\mathbf{T}_{\mathbf{vh}} = \text{col}_q(\mathbf{T}'_{\mathbf{vh}}), \quad (5.28)$$

onde operador $\text{col}_i(\mathbf{M})$ extrai as colunas definidas por i de \mathbf{M} .

5.2.2.2 Transformações de corrente

A relação entre as correntes soma e diferença, em eixos $\alpha\beta 0$, e as correntes de braço em suas coordenadas naturais é dada por

$$\mathbf{i}_{\mathbf{b}} = \begin{bmatrix} [i_{\mathbf{bp},k}] \\ [i_{\mathbf{bn},k}] \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \otimes \mathbf{T}^{-1} \right) \begin{bmatrix} [i_{\mathbf{u}}] \\ [i_{\mathbf{bs},u}] \end{bmatrix}, \quad (5.29)$$

com $k = a, b, c$, $u = \alpha, \beta, 0$ e \mathbf{T} sendo a transformada de Clarke. Assim como para as tensões, é interessante que as correntes sejam representadas em eixos $dq0$, já que: o sistema de controle das correntes da porta CA é realizado em eixos dq ; os controladores das correntes de circulação são realizados em eixos $\alpha\beta$, cujas referências podem ser obtidas facilmente através de suas amplitudes expressas em componentes dq por meio das rotações adequadas. Reescrevendo-se (5.29) no domínio da frequência já adicionando-se as transformações de

eixos dq para $\alpha\beta$ resulta em

$$\hat{\mathbf{i}}_{\mathbf{b}} = \underbrace{\left(\begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \otimes \mathbf{T}^{-1} \otimes \mathbf{I}_{2H+1} \right)}_{\mathbf{T}_{\text{ih}}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{R}_{\text{h}} \\ \mathbf{0}_{2H+1} \\ \mathbf{R}_{\text{h}} \\ \mathbf{R}_{\text{0h}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{i}_{\text{ds}}} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{\text{r}} \\ \mathbf{i}_{\text{cr}} \\ \mathbf{i}_{\gamma} \end{bmatrix}, \quad (5.30)$$

onde \mathbf{i}_{r} é o vetor contendo as correntes da porta CA, \mathbf{i}_{cr} contém as referências das correntes de circulação, ambas em eixos dq , e \mathbf{i}_{γ} contém as amplitudes das componentes das correntes de eixo zero das componentes soma, $i_{\text{b},s,0}$. A concatenação destes três vetores resulta em \mathbf{i}_{ds} :

$$\mathbf{i}_{\text{r}} = [i_{d,-H} \ \cdots \ i_{d,H} \ i_{q,-H} \ \cdots \ i_{q,H}]^T \quad (5.31)$$

$$\mathbf{i}_{\text{cr}} = [i_{cd,-H} \ \cdots \ i_{cd,H} \ i_{cq,-H} \ \cdots \ i_{cq,H}]^T \quad (5.32)$$

$$\mathbf{i}_{\gamma r} = [i_{\gamma d,H} \ \cdots \ i_{\gamma d,1} \ i_{\gamma 0} \ i_{\gamma q,1} \ \cdots \ i_{\gamma q,H}]^T. \quad (5.33)$$

Na maioria dos casos, pretende-se que a corrente $i_{\text{b},s,0}$, que corresponde a um terço da corrente da porta CC, seja contínua, mas possíveis harmônicos foram considerados para efeitos de generalização. Caso permitida a circulação de uma componente alternada na frequência da tensão de modo comum na porta CC, em conjunto com correntes de circulação de mesma frequência e CC, torna-se possível controlar as energias de todos os braços mesmo não existindo qualquer tensão da porta CA (desde que se mantenha a injeção da tensão de modo comum).

As correntes de circulação $i_{\text{b},s,\alpha}$ e $i_{\text{b},s,\beta}$ e de eixo zero $i_{\text{b},s,0}$ podem ser obtidas a partir de \mathbf{i}_{cr} e $\mathbf{i}_{\gamma r}$ com

$$\begin{bmatrix} i_{\text{b},s,\alpha}(t) \\ i_{\text{b},s,\beta}(t) \end{bmatrix} = \sum_{h=-H}^H \begin{bmatrix} \cos(h\omega t) & -\text{sen}(h\omega t) \\ \text{sen}(h\omega t) & \cos(h\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cd,h} \\ i_{cq,h} \end{bmatrix} \quad (5.34)$$

$$i_{\text{b},s,0}(t) = i_{\gamma 0} + \sum_{h=1}^H i_{\gamma d,h} \cos(h\omega t) - i_{\gamma q,h} \text{sen}(h\omega t). \quad (5.35)$$

As equações (5.34) e (5.35) poderiam também ser escritas na forma matricial, mas foram apresentadas assim por economia de espaço.

Os vetores $\hat{\mathbf{i}}_{\mathbf{a}}$ e $\hat{\mathbf{i}}_{\mathbf{p}}$ são definidos a partir de \mathbf{i}_{ds} como a seguir.

$$\hat{\mathbf{i}}_{\mathbf{a}} = [\mathbf{i}_{\text{ds}z}], \quad z = \text{índices dos elementos de } \mathbf{i}_{\text{ds}} \text{ que são} \quad (5.36)$$

variáveis de controle

$$\hat{\mathbf{i}}_{\mathbf{p}} = [\mathbf{i}_{\text{ds}y}], \quad y = \text{índices dos elementos de } \mathbf{i}_{\text{ds}} \text{ que são} \quad (5.37)$$

perturbações

Similarmente, as transformações \mathbf{T}_a e \mathbf{T}_p são obtidas com

$$\mathbf{T}_a = \text{col}_z(\mathbf{T}_{ih}) \quad (5.38)$$

$$\mathbf{T}_p = \text{col}_y(\mathbf{T}_{ih}). \quad (5.39)$$

O número de elementos de $\hat{\mathbf{i}}_a$ deve, claramente, ser maior ou igual a seis, de modo a permitir o controle de todas as energias. Deve-se também sempre garantir que o posto da matriz $\mathbf{K}_a(\hat{\mathbf{v}}_c)^+$ é o máximo, seis, para qualquer combinação de tensões de porta esperada. Caso não seja possível, pode-se tentar adicionar outras correntes de controle e considerar outras componentes de tensão, como a tensão de modo comum, para aumentar o número de mecanismos de transferência de potência entre os braços.

Uma vez que $\hat{\mathbf{i}}_a$ tenha sido encontrado, as correntes de circulação $i_{bs,\alpha}$ e $i_{bs,\beta}$ e de eixo zero $i_{bs,0}$, sendo o caso, podem ser obtidas a partir das transformações definidas por (5.34) e (5.35).

5.2.2.3 Transformação de energia

De acordo com a modelagem apresentada, não é estritamente necessário transformar as energias dos braços e controlá-las em coordenadas diferentes. Poder-se-ia ter um controlador para cada braço do conversor e aplicar a mesma referência em cada um deles para se obter uma operação balanceada. Contudo, é vantajoso transformar as energias em componentes soma e diferença, e cada uma destas em componentes diferenciais e de modo comum — através da transformação de Clarke — por dois motivos: as expressões resultantes para $\mathbf{K}_a(\hat{\mathbf{v}}_c)^+$ são mais simples, facilitando sua implementação do cálculo das variáveis de controle; as transformações soma e diferença cancelam algumas componentes de frequência presentes nas energias (vide Figura 2.13), permitindo otimizar, caso vantajoso, a resposta em frequência dos controladores para cada componente. Assim, emprega-se a transformação

$$\mathbf{e}_{ds} = \begin{bmatrix} [e_{bd,u}] \\ [e_{bs,u}] \end{bmatrix} = \underbrace{\left(\begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \otimes \mathbf{T} \right)}_{\mathbf{T}_e} \begin{bmatrix} [e_{bp,k}] \\ [e_{bn,k}] \end{bmatrix}, \quad (5.40)$$

similar ou igual às empregadas na maioria dos trabalhos que propõem sistemas de controle das energias para o MMC, sendo $k = a, b, c$ e $u = \alpha, \beta, 0$.

As componentes utilizadas se relacionam diretamente com os chamados desbalanços horizontais e verticais primeiramente denominados em [140]. As componentes diferenciais das somas das energias, $e_{bs,\{\alpha,\beta\}}$ correspondem aos possíveis desbalanços entre as energias armazenadas entre as fases dos conversor, enquanto a componente de modo comum $e_{bs,0}$ corresponde à energia total armazenada no sistema. As componentes relativas às diferenças das energias $e_{bd,\{\alpha/\beta/0\}}$ correspondem ao balanço vertical do conversor. A componente de

modo comum, $e_{bd,0}$, em específico, corresponde à diferença entre a energia armazenada nos braços positivos e a energia armazenada nos braços negativos.

5.2.2.4 Exemplos

Inversor alimentando uma carga balanceada

Controla-se apenas as correntes de sequência positiva neste caso. Considerando ainda um cenário no qual o MMC aciona uma máquina empregando uma estratégia de controle vetorial com orientação de campo no rotor, espera-se encontrar valores não nulos para ambas as componentes de eixo direto e em quadratura na tensão da porta CA. Neste caso, o vetor $\hat{\mathbf{v}}_{\mathbf{c}}$ é dado por

$$\hat{\mathbf{v}}_{\mathbf{c}} = \begin{bmatrix} v_{bd,d} & v_{bd,q} & v_{bs,0} \end{bmatrix}^T. \quad (5.41)$$

Os índices referentes à frequência foram suprimidos, já que apenas a fundamental da sequência positiva é considerada. As variáveis de controle são as correntes de circulação CC e CA e a corrente da porta CC, enquanto as perturbações são as correntes da porta CA:

$$\hat{\mathbf{i}}_{\mathbf{a}} = \begin{bmatrix} i_{cd,-1} & i_{cd,0} & i_{cd,1} & i_{cq,-1} & i_{cq,0} & i_{cq,1} & i_{\gamma_0} \end{bmatrix}^T \quad (5.42)$$

$$\hat{\mathbf{i}}_{\mathbf{p}} = \begin{bmatrix} i_{d,1} & i_{q,1} \end{bmatrix}^T. \quad (5.43)$$

Neste caso não há necessidade de circulação de componentes alternadas na porta CC, portanto, apenas i_{γ_0} é considerada.

Uma vez que as matrizes $\mathbf{T}_{\mathbf{vh}}$, $\mathbf{T}_{\mathbf{a}}$ e $\mathbf{T}_{\mathbf{p}}$ foram calculadas considerando-se as componentes definidas, encontra-se, através de manipulações simbólicas, que

$$\mathbf{K}_{\mathbf{a}}^+ = \begin{bmatrix} v_{bd,d}\sigma & -v_{bd,q}\sigma & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & v_{bs,0}^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & v_{bd,d}\sigma & 0 & 0 & 0 \\ -v_{bd,q}\sigma & -v_{bd,d}\sigma & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & v_{bs,0}^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & v_{bd,q}\sigma & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & v_{bs,0}^{-1} \end{bmatrix} \quad (5.44)$$

$$\sigma = \left(v_{bd,d}^2 + v_{bd,q}^2 \right)^{-1} \quad (5.45)$$

$$\mathbf{K}_{\mathbf{p}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & v_{bd,d}/2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & v_{bd,q}/2 \end{bmatrix}^T. \quad (5.46)$$

Como esperado, é necessário que exista tensão da porta CA, e, conseqüentemente, em pelo menos uma das componentes $v_{bd,d}$ ou $v_{bd,q}$ para que $\mathbf{K}_{\mathbf{a}}^+$ seja definida.

Retificador alimentado por tensões desbalanceadas

No caso da operação como retificador, usualmente “alinha-se” um dos eixos das coordenadas dq de sequência positiva, normalmente o direto, com a tensão da rede, de forma que o eixo em quadratura é sempre nulo e pode ser desprezado. Espera-se que o sistema de controle das energias opere com alto desempenho durante faltas (mas que nenhuma tensão de fase chegue a ser nula), considera-se a existências das tensões de sequência negativa.

$$\hat{\mathbf{v}}_{\mathbf{c}} = [v_{bd,d,-1} \quad v_{bd,d,1} \quad v_{bd,q,-1} \quad v_{bs,0}]^T. \quad (5.47)$$

As mesmas componentes das correntes de circulação utilizadas no caso de tensões CA balanceadas são suficientes para manter controladas as energias neste caso. Contudo, o controle da energia total armazenada no conversor, $e_{bs,0}$, passa a ser realizado pela corrente drenada da rede, e a corrente da porta CC passa a ser uma perturbação.

$$\hat{\mathbf{i}}_{\mathbf{a}} = [i_{d,1} \quad i_{cd,-1} \quad i_{cd,0} \quad i_{cd,1} \quad i_{cq,-1} \quad i_{cq,0} \quad i_{cq,1}]^T \quad (5.48)$$

$$\hat{\mathbf{i}}_{\mathbf{p}} = [i_{q,1} \quad i_{\gamma 0}]^T \quad (5.49)$$

Considera-se que o conversor drena apenas correntes de sequência positiva da rede, mas também seria possível incluir componentes de sequência negativa em $\hat{\mathbf{i}}_{\mathbf{a}}$, às custas de maior complexidade computacional. A vantagem seria uma estratégia de controle que minimizaria a soma dos valores eficazes das correntes drenadas da rede, diminuindo as perdas no sistema elétrico e, dependendo da combinação paramétrica do conversor, neste também.

Uma vez que as matrizes $\mathbf{T}_{\mathbf{vh}}$, $\mathbf{T}_{\mathbf{a}}$ e $\mathbf{T}_{\mathbf{p}}$ foram calculadas considerando-se as componentes definidas, encontra-se

$$\mathbf{K}_{\mathbf{a}}^+ = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2v_{bd,d,1}^{-1} \\ -\sigma_4 v_{bd,d,1} & \sigma_5 v_{bd,d,1} & \sigma_2 v_{bd,d,-1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & v_{bs,0}^{-1} & 0 & -\sigma_6 v_{bd,d,-1} \\ \sigma_2 v_{bd,d,-1} & -\sigma_2 v_{bd,q,-1} & -\sigma_2 v_{bd,d,1} & 0 & 0 & 0 \\ -\sigma_5 v_{bd,d,1} & \sigma_7 v_{bd,d,1} & \sigma_2 v_{bd,q,-1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & v_{bs,0}^{-1} & \sigma_6 v_{bd,q,-1} \\ -\sigma_3 v_{bd,q,-1} & -\sigma_3 v_{bd,d,-1} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (5.50)$$

onde,

$$\sigma_1 = \left[\left(v_{bd,d,-1}^2 + v_{bd,q,-1}^2 \right)^2 - v_{bd,d,1}^4 \right]^{-1} \quad (5.51)$$

$$\sigma_2 = \left(v_{bd,d,-1}^2 + v_{bd,d,1}^2 - v_{bd,q,-1}^2 \right)^{-1} \quad (5.52)$$

$$\sigma_3 = \left(v_{bd,d,-1}^2 + v_{bd,d,1}^2 + v_{bd,q,-1}^2 \right)^{-1} \quad (5.53)$$

$$\sigma_4 = \sigma_1 \left(v_{bd,d,-1}^2 + v_{bd,d,1}^2 - v_{bd,q,-1}^2 \right) \quad (5.54)$$

$$\sigma_5 = 2\sigma_1 v_{bd,d,-1} v_{bd,q,-1} \quad (5.55)$$

$$\sigma_6 = \left(v_{bs,0} v_{bd,d,1} \right)^{-1} \quad (5.56)$$

$$\sigma_7 = \sigma_1 \left(-v_{bd,d,-1}^2 + v_{bd,d,1}^2 + v_{bd,q,-1}^2 \right). \quad (5.57)$$

A matriz \mathbf{K}_p utilizada no *feedforward* das perturbações vale, neste caso,

$$\mathbf{K}_p = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -v_{bd,q,-1}/2 & -v_{bd,d,-1}/2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & v_{bs,0} \end{bmatrix}^T. \quad (5.58)$$

Claramente, é necessário que exista tensão na porta CA do conversor para que a energia total possa ser controlada, já que esta é a porta da qual se drena ou na qual se injeta a potência vinda da porta CC. Além disso, assim como no caso anterior, o balanceamento vertical e horizontal das energias também depende da existência de pelo menos uma componente não nula na porta CA. O balanceamento se torna possível para tensões CAs nulas quando há uso de injeção de tensão de modo comum e uso de correntes de circulação de mesma frequência. Contudo, as expressões simbólicas resultantes para \mathbf{K}_a^+ tornam-se muito complexas, sendo necessário encontrar a pseudo-inversa através de um método numérico, elevando significativamente a complexidade da estratégia de controle.

Retificador alimentado por tensões balanceadas

Quando apenas tensões CA balanceadas são consideradas, a matriz \mathbf{K}_a^+ torna-se muito mais simples. Assumindo que o sistema de sincronismo calcula o ângulo de referência ωt de forma que $v_{bd,q}$ é aproximadamente nula², é necessário considerar apenas os seguintes elementos no vetor $\hat{\mathbf{v}}_c$.

$$\hat{\mathbf{v}}_c = \left[v_{bd,d} \quad v_{bs,0} \right]^T. \quad (5.59)$$

As variáveis de controle e as perturbações são as mesmas definidas no caso anterior,

²Embora a tensão referente ao eixo em quadratura da tensão da rede seja nula, $v_{bd,q}$ é a tensão gerada pelo conversor, e, embora seja pequena, não é nula por causa da queda de tensão sobre os indutores de braço e filtro.

em (5.48) e (5.49). As matrizes \mathbf{K}_a^+ e \mathbf{K}_p passam a ser

$$\mathbf{K}_a^+ = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2v_{bd,d}^{-1} \\ v_{bd,d}^{-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & v_{bs,0}^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & v_{bd,d}^{-1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -v_{bd,d}^{-1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & v_{bs,0}^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.60)$$

$$\mathbf{K}_p = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & v_{bs,0} \end{bmatrix}^T. \quad (5.61)$$

A última componente em \hat{i}_a , $i_{cq,1}$, não afeta o valor médio de nenhuma das energias, resultando na última linha de \mathbf{K}_a^+ com todos os elementos nulos. Isto ocorre porque, não havendo componente de tensão em quadratura de sequência positiva gerada pelos braços, não é possível transferir potência ativa com uma corrente de mesma sequência e fase. O mesmo ocorre para a corrente de quadratura da porta CA, $i_{q,1}$, resultando na primeira linha da matriz \mathbf{K}_p também nula.

5.3 Sistema de controle discreto

O sistema de controle das energias é responsável por calcular as referências das correntes empregadas como variáveis de controle a partir das energias estimadas por meio das tensões medidas dos capacitores. As etapas envolvidas no projeto do sistema de controle das energias são: Definição da estrutura do controlador; Obtenção de um modelo discreto para a planta e projeto dos parâmetros do sistema de controle.

5.3.1 Estrutura do controlador

A estrutura de controle das energias simplificada apresentada na Figura 3.4 é agora generalizada de acordo com a análise das potências absorvidas pelos braços desenvolvida na seção anterior. As funcionalidades de *feedforward* das perturbações e *anti-windup* são também adicionadas, melhorando a resposta do sistema a degraus de carga e nas tensões das portas. A Figura 5.2 apresenta o diagrama de blocos da estrutura proposta, que é baseada no controlador RST apresentado na Figura 4.20.

As somas das tensões dos capacitores de cada braço são amostradas com período $T_w = M_w T_s$, $M_w \geq 1$. A taxa de amostragem menor, com relação ao sistema de controle das correntes, possibilita um menor custo computacional. A largura de banda das malhas de controle de tensão/energia são, usualmente, pelo menos uma década mais lentas que as malhas de controle das correntes, justificando o uso de uma frequência de amostragem

mais baixa sem perda significativa de desempenho. Ao final, a taxa de amostragem das correntes de referência, ainda em eixos dq , são elevadas para a mesma taxa empregada no sistema de controle das correntes T_s .

As energias estimadas a partir das tensões $v_{Cp,k}$ e $v_{Cn,k}$ são transformadas para as coordenadas soma e diferença através de \mathbf{T}_e , definida em (5.40). Antes de ser entregue aos controladores, o sinal é filtrado por $\mathbf{F}_a(z)$, que atenua as principais ondulações presentes nas energias. De acordo com a seção Seção 2.6.2, a principal componente alternada presente em $e_{bd,u}$ possui frequência fundamental, enquanto a principal componente presente em $e_{bs,u}$ é a segunda harmônica. O sinal filtrado é denominado \mathbf{e}_{dsf} . O sinal de *feedforward* obtido com $\mathbf{K}_p \hat{\mathbf{i}}_p$ é também filtrado, por $\mathbf{F}_p(z)$, e reamostrado com período T_w , resultando em \mathbf{p}_{ff} . Idealmente, as amplitudes que compõem $\hat{\mathbf{v}}_c$ e $\hat{\mathbf{i}}_p$ são contantes em regime permanente, mas distorções nas tensões na porta CA (e desbalanços, caso o sistema de controle das correntes atue apenas na sequência positiva) e as não-idealidades do sistema podem resultar em ondulações nestes sinais, e conseqüentemente em \mathbf{p}_{ff} . Estas ondulações terminariam por aparecer na ação de controle $\hat{\mathbf{i}}_a$, ocasionando mais distorções nas correntes das portas. O uso do filtro $\mathbf{F}_p(z)$ piora a resposta a degraus de carga e de tensão, mas atenua as possíveis distorções. Preferiu-se usar um filtro externo em vez do polinômio D para atenuar possíveis ondulações porque o primeiro garante mais liberdades para moldar a resposta em frequência, além de facilitar a adaptação desta em função da frequência de funcionamento, caso necessário. Ainda assim, é vantajoso somar a ação de *feedforward* através da estrutura RSTD proposta, em vez de diretamente à saída do controlador, já que assim a estratégia *anti-windup* atua sobre a ação de controle total, melhorando o desempenho do sistema quando há saturação.

O vetor de referência das potências \mathbf{p}_t^* inclui ambas as ações *feedforward* e *feedback*. Sua multiplicação por $\mathbf{K}_a(\hat{\mathbf{v}}_{cf})^+$ resulta nas referências das correntes usadas como variáveis de controle, $\hat{\mathbf{i}}_a$. Cada elemento deste vetor é limitado entre valores máximo e mínimo adequados para o funcionamento do sistema em regime permanente e transitórios. O vetor das potências saturadas, usado na estratégia *anti-windup*, é calculado com $\mathbf{p}_t = \mathbf{K}_a(\hat{\mathbf{v}}_{cf})\hat{\mathbf{i}}_a$. As tensões usadas no cálculo das matrizes são primeiramente filtradas com o objetivo de reduzir ondulações que poderiam resultar em distorções nas correntes de referência. Por último, o vetor $\hat{\mathbf{i}}_a$ é reamostrado na frequência de atualização do sistema de controle das correntes, $1/T_s$, e as transformações de eixos dq para $\alpha\beta$ são aplicadas. A matriz \mathbf{R}_c representa as operações descritas em (5.34), enquanto \mathbf{R}_γ representa (5.35). A Figura 5.2 apresenta o caso genérico em que considera-se a existência de componentes alternadas na corrente $i_{bs,0}$. Contudo, o caso mais comum seria utilizar apenas uma componente CC $i_{\gamma 0} = i_{bs,0}$, o que equivale a $\mathbf{R}_c = 1$. No caso da operação como retificador, as referências das correntes da porta CA não são transformadas, já que o controle destas é realizado em eixos dq .

5.3.2 Modelo discreto simplificado

A função de transferência de \mathbf{p}_t^* para \mathbf{e}_{dsf} é complexa. Estão inclusas as dinâmicas e ganhos das malhas de corrente (convertidas para a taxa de amostragem mais baixa), do filtro $\mathbf{F}_a(z)$, da amostragem das tensões e do cálculo das energias. No caso do controlador de corrente, deseja-se máxima banda passante, o que promove a redução das distorções, com uma margem de estabilidade que garanta ainda uma resposta transitória satisfatória e robustez a variações paramétricas. Para tal, é vantajoso um controlador de ordem elevada que permita realocar os principais polos da planta. No caso dos controladores de energia, as ações de controle calculadas ditam as amplitudes de correntes senoidais. Para que estas não sofram distorções, é necessário que as ações de controle tenham uma banda limitada, idealmente sendo compostas apenas por uma componente CC em regime permanente. Embora os filtros possam ser utilizados para remover frequências específicas, ainda é necessário que a frequência de corte do sistema em malha fechada seja baixa para evitar que ondulações em frequências distintas das principais, originadas por desbalanceamentos e não-idealidades, causem distorções das referências das correntes.

A restrição na banda de controle sugere que um controlador de baixa ordem pode ser utilizado, já que as dinâmicas de frequência mais alta da planta, por hipótese, terão pouca influência na resposta do sistema. Neste caso, há duas abordagens principais que podem ser empregadas para se obter um projeto de controlador, uma vez definida sua estrutura: projetar o controlador já levando em consideração a dinâmica completa da planta; ou, considerar apenas as dinâmicas principais da planta no projeto e depois examinar a estabilidade do sistema considerando a dinâmica completa. Resolveu-se empregar a segunda estratégia por esta permitir o projeto por alocação de polos, o mesmo procedimento empregado nos controladores de corrente. Como este resulta sempre num controlador de mesma ordem da planta (assumindo rejeição a perturbações do tipo degrau), é necessário uma função de transferência simplificada para que se obtenha um controlador de baixa ordem. Assim, considera-se apenas

$$\mathbf{G}_{\text{ed}}(z) = \frac{\mathbf{e}_{\text{ds}}}{\mathbf{p}_t^*} = \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \mathbf{I}_6 \quad (5.62)$$

como função de transferência da planta utilizada no projeto dos controladores, desconsiderando-se o efeito dos filtros.

5.3.3 Projeto dos controladores

A validação da estrutura proposta na Figura 5.2 foi realizada através de experimentação. O protótipo apresentado no Capítulo 7 em conjunto com a estratégia de controle das correntes descritas na Seção 4.3.5, assim como a mesma carga e especificações apresentadas na Tabela 4.4 foram utilizados nos testes. Os parâmetros necessários ao projeto do sistema de controle das energias são apresentados na Tabela 5.1.

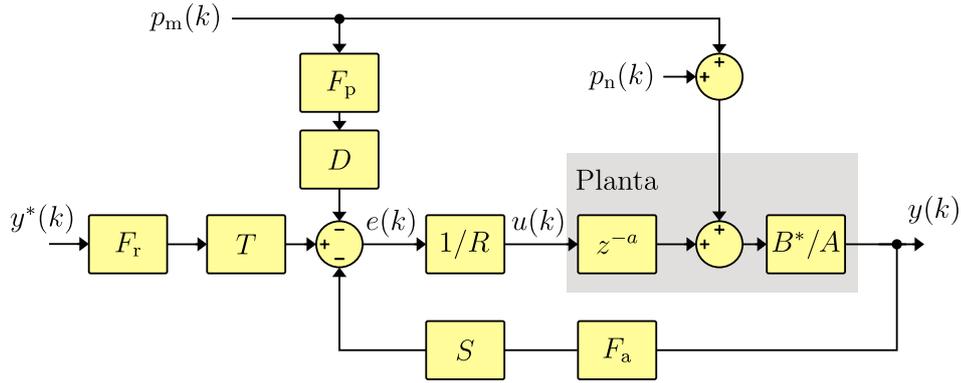


Figura 5.3 – Diagrama de blocos do controlador de energia. Para a planta simplificada considerada, $a = 0$.

O bloco \mathbf{C}_e no diagrama da Figura 5.2 representa os controladores RSTD. Devido ao desacoplamento resultante da geração das referências de corrente apresentado na Seção 5.2.2, a planta de energia pode ser tratada como seis sistemas SISO desacoplados. A Figura 5.3 apresenta o diagrama de blocos equivalente para cada um desses sistemas quando o sistema de controle atua sem saturação. De (5.62), $B^* = z^{-1}$, $A = 1 - z^{-1}$ e $a = 0$. A perturbação mensurável $p_m(k)$ representa um elemento de $\mathbf{K}_p \hat{\mathbf{i}}_p$, enquanto $p_n(k)$ representa perturbações não compensadas pela malha de *feedforward*, como as ondulações de potência, que não afetam os valores médios das energias, mas que podem resultar referências de corrente distorcidas se não atenuadas. O filtro F_r foi adicionado com a finalidade de tornar possível modificar a resposta à referência. As funções de transferência do sistema são

$$\begin{bmatrix} e(z) \\ u(z) \\ y(z) \end{bmatrix} = \frac{F_{ad}F_{rn}}{F_{rd}(ARF_{ad} + BSF_{an})} \begin{bmatrix} ART \\ AT \\ BT \end{bmatrix} y^*(z) - \frac{1}{F_{pd}(ARF_{ad} + BSF_{an})} \begin{bmatrix} R(ADF_{ad}F_{pn} + BF_{an}F_{pd}S) \\ ADF_{ad}F_{pn} + BF_{an}F_{pd}S \\ BF_{ad}(DF_{pn} - RF_{pd}) \end{bmatrix} p_m(z). \quad (5.63)$$

$$- \frac{1}{ARF_{ad} + BSF_{an}} \begin{bmatrix} BR SF_{an} \\ BSF_{an} \\ -BRF_{ad} \end{bmatrix} p_n(z)$$

Tabela 5.1 – Parâmetros utilizados no projeto do sistema de controle das energias.

C	V_C^*	f	T_s	T_w
470 μF	640 V	20 - 60 Hz	10800^{-1} s	1080^{-1} s

Onde,

$$F_a = \frac{F_{an}}{F_{ad}} \quad (5.64)$$

$$F_p = \frac{F_{pn}}{F_{pd}} \quad (5.65)$$

$$F_r = \frac{F_{rn}}{F_{rd}} \quad (5.66)$$

Os polinômios R , S e T provêm graus de liberdade suficientes para remodelar a dinâmica da planta e o ganho estático do sistema em malha fechada. O filtro F_a encontra-se dentro da malha de realimentação, portanto, aparece no polinômio característico do sistema. Quando as dinâmicas dos filtros são desconsideradas, no entanto, o polinômio passa a ser simplesmente $AR + BS$. O projeto dos polinômios para polos dominantes de malha fechada em $\omega_n = 2\pi 3,5$ rad/s, $\zeta = 0,85$ e rejeição a perturbações do tipo degrau requer

$$\begin{aligned} R &= 1 - z^{-1} \\ S &= 37,18 - 36,74z^{-1} \\ T &= 0,44 \\ D &= 1 - z^{-1}. \end{aligned} \quad (5.67)$$

Quando não há atraso na planta ($a = 0$), o cálculo otimizado de D em (4.80) sempre resulta em $D = R$, já que assim a perturbação p_m seria totalmente anulada (no caso em que não há filtro F_p , que é desconsiderado em (4.80)).

Os filtros F_r e F_p , desde que estáveis, não influenciam na estabilidade do sistema de controle das energias, mas possibilitam modificar as respostas $y(z)/y^*(z)$ e $u(z)/p_m(z)$, respectivamente, como evidenciado em (5.63). No caso testado, $F_r = 1$ e F_p é um filtro passa-baixas com frequência de corte de 10 Hz. A equação a diferenças que implementa F_p é atualizada na frequência de aquisição das correntes, $1/T_s$, como apresentado na Figura 5.2, evitando-se o *aliasing* de possíveis componentes de mais alta frequência existentes nas tensões e correntes medidas. Um filtro de resposta aproximada com frequência de amostragem $1/T_w$ foi obtido através da subamostragem por ZOH descrito no Apêndice C e tem função de transferência

$$F_p = \frac{0,00578 + 0,0506z^{-1}}{1 - 0,944z^{-1}}. \quad (5.68)$$

Os zeros do filtro F_a aparecem também como zeros em $u(z)/p_n(z)$. Assim, pode-se alocar zeros pouco amortecidos em F_a nas frequências das ondulações de energia, de modo que estas sejam atenuadas no sinal de controle. Contudo, embora desconsiderado na planta usada no projeto do controlador, F_a interfere nos polos do sistema em malha fechada, já que se encontra dentro do laço de realimentação. Assim, é necessário checar a estabilidade do sistema completo uma vez que todos polinômios foram determinados.

5.3.3.1 Possíveis filtros

Um filtro média móvel e filtros *notch* foram testados para F_a . O primeiro tem a vantagem de remover todos os harmônicos possivelmente presentes nas ondulações de energia, mas é indicado apenas para frequências fixas ou que variam pouco, pois a adaptação da frequência dos pontos de ganho nulo é mais complexa. Também é necessário, para maior efetividade, que a frequência de amostragem seja múltipla da frequência fundamental que se deseja atenuar. Além disso, o filtro defasa muito o sinal mesmo em frequências mais baixas, impactando a resposta do sistema de controle. Sua função de transferência é

$$F_{\text{mm}}(z) = \frac{1}{N_a} \frac{1 - z^{-N_a}}{1 - z^{-1}}. \quad (5.69)$$

Onde N_a é a relação entre a frequência de amostragem e a frequência fundamental que se deseja atenuar.

O filtro *notch* tem a vantagem da fácil adaptação da frequência a ser atenuada, requer muito menos memória para sua implementação e defasa menos o sinal em baixas frequências, impactando menos na resposta do sistema de controle. Possui como principal desvantagem a atenuação apenas de uma frequência (outros filtros podem ser adicionados em cascata, a custo de uma maior complexidade). O ganho nas frequências mais altas é sempre alto, podendo até mesmo ser maior que um, dependendo da sintonia, o que pode requerer uma filtragem adicional para atenuar ruídos ou outras possíveis frequências presentes no sinal. Sua função de transferência, já considerando um polo adicional que garante a atenuação de frequências depois do nulo, é

$$F_n(z) = \frac{1 - 2R \cos(\omega_h) + R^2}{2[1 - \cos(\omega_h)]} \frac{1 - 2 \cos(\omega_h)z^{-1} + z^{-2}}{1 - 2R \cos(\omega_h)z^{-1} + R^2 z^{-2}} \frac{1}{1 + \tau_h - \tau_h z^{-1}}. \quad (5.70)$$

Onde $\omega_h = \omega T_w$ e $\tau_h = 1/(\omega_f T_w)$. ω é a frequência do *notch*, que corresponde à frequência de operação no caso dos controladores das componentes diferença, e duas vezes esta no caso das componentes soma. ω_f é a frequência de corte aproximada do filtro de primeira ordem, que foi alocada em 60 Hz. O primeiro termo em (5.70) é responsável por manter o ganho CC da função de transferência unitário quando se varia ω . Desconsiderando-se a parte de primeira ordem, o filtro é composto por dois zeros conjugados com amortecimento nulo em $e^{\pm j\omega_h}$ e dois polos conjugados amortecidos nos mesmos raios definidos pelos zeros, mas distantes de R ($0 < R < 1$) da origem [204]. R determina a abertura do *notch* e a duração do transitório do filtro. Quanto mais próximo de um, mais estreita é a banda atenuada e maior o transitório. Utilizou-se $R = 0,9$.

Daqui em diante, o sistema de controle de energias será analisado considerando-se o emprego de três possibilidades de filtro:

- Filtro média móvel (MM) com $N_a = 18$ - Utilizado quando o MMC opera como retificador, e, portanto, com frequência fixa na porta CA. O filtro é sintonizado

de forma a atenuar 60 Hz e todos os seus harmônicos até a frequência Nyquist. É empregado para filtrar as componentes diferença e soma.

- Filtro *notch* 20 Hz - Considerando uma aplicação em frequência variável, como em sistemas de acionamento de máquina, há uma frequência mínima na qual o MMC operaria no modo alta frequência. Considera-se esta como sendo 20 Hz. Este filtro é empregado para filtrar as componentes diferença. O filtro referentes às componentes soma seria sintonizado, para este ponto de operação, em 40 Hz.
- Filtro *notch* 120 Hz - Considerando ainda a operação em frequência variável com limite máximo em 60 Hz, este seria o filtro utilizado para filtrar as componentes soma quando o sistema opera neste limite.

A Figura 5.4 apresenta uma comparação entre os diagramas de Bode dos filtros média móvel, que foi utilizado em ambas as componentes soma e diferença, e de filtros *notch* sintonizados em 20 Hz e 120 Hz. O segundo filtro, como pode-se verificar, é o que mais afeta a fase do sinal, portanto, é o que mais deve afetar a estabilidade resposta do sistema. Os sistemas resultantes em malha fechada empregando o controlador (5.67) e estes três filtros serão analisados a seguir.

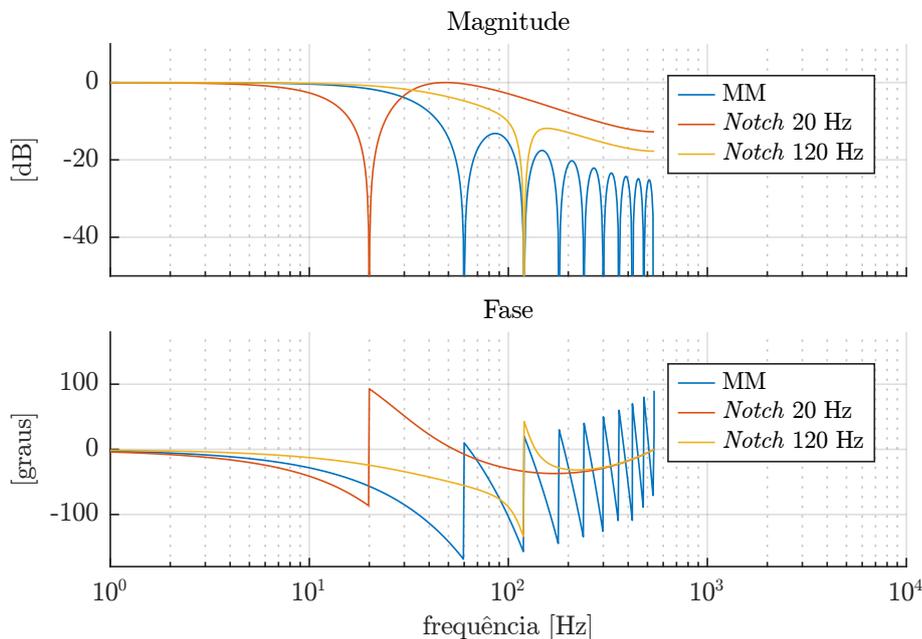


Figura 5.4 – Diagramas de Bode dos filtros média móvel (MM) e *notch* empregados para atenuar as ondulações de energia.

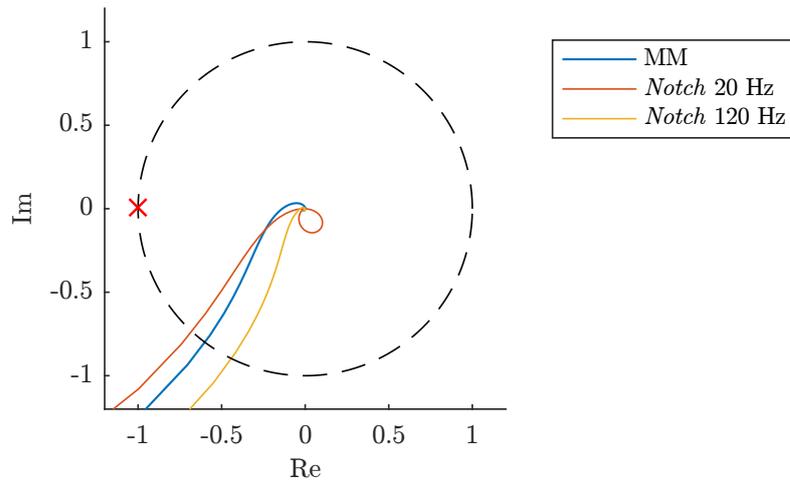


Figura 5.5 – Diagramas de Nyquist obtidos para o sistema de controle de energias para cada um dos filtros analisados.

5.3.3.2 Funções de transferência de malha fechada

A Figura 5.5 apresenta o diagrama de Nyquist da função de transferência de malha aberta

$$G_{\text{eol}} = \frac{S}{R} \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} F_a, \quad (5.71)$$

para os polinômios dados por (5.67), obtidos a partir das especificações dadas na Tabela 5.2. Considera-se os três filtros descritos na seção anterior. As margens dos sistemas foram extraídas do gráfico e são apresentadas na Tabela 5.2. Embora existam variações razoáveis nos gráficos e nas margens obtidas devido à adição dos filtros, desconsiderados no projeto do controlador, todas as margens resultantes são elevadas, indicando uma alta robustez do sistema a variações paramétricas. Isto deve-se, principalmente, à baixa frequência de cruzamento dos sistemas.

As principais variações paramétricas e erros de modelagem esperados devem-se às tolerâncias dos capacitores dos submódulos e a fase introduzida nas correntes de circulação pelo sistema de controle destas. Como já discutido na Seção 4.3.5.2, o fator de potência resultante, devido ao atraso introduzido pelo sistema de controle das correntes de circulação

Tabela 5.2 – Especificações do controlador RST projetado e as margens resultantes para os três casos de filtro.

Especificações		Margens			
ω_n	$2\pi 3,5$ Hz		MM	<i>Notch</i> 20	<i>Notch</i> 120
ζ	0,85	Ganho	7,28	29,8	35,4
N_d	-	Fase	$53,2^\circ$	$48,9^\circ$	$63,8^\circ$
λ	-	Atraso	$26,1T_w$	$25,3T_w$	$31,1T_w$
		Estabil.	0,74	0,71	0,90

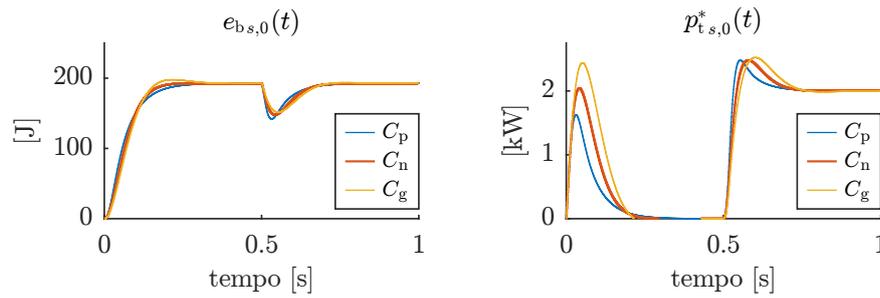


Figura 5.6 – Resposta do sistema de controle das energias para diferentes valores de capacitância: $C_p = 0,7C$, $C_n = C$ e $C_g = 1,3C$.

em 60 Hz é 0,97. Os capacitores, por outro lado, apresentam tolerâncias de até $\pm 20\%$, constituindo uma fonte de erro muito maior. A Figura 5.6 apresenta a resposta esperada (calculada a partir das funções de transferência) da malha de controle da componente $e_{b,s,0}$ quando o filtro média móvel é empregado. Um degrau de referência de 192,5 J é aplicado em $t = 0$, enquanto uma perturbação mensurável do tipo degrau de 2 kW é aplicado $t = 0,5$ s. Além do valor nominal de capacitância, as curvas foram obtidas também para valores de 70% e 130% do valor nominal. Mesmo com as grandes variações na capacitância, a resposta da planta varia pouco. Embora o *feedforward* da perturbação seja realizado, há um efeito pronunciado na resposta devido ao atraso introduzido pelo filtro F_p . As respostas do sistema quando os filtros *notch* são empregados também foram examinadas, sendo estas similares às apresentadas.

A Figura 5.7 apresenta como variam os polos e zeros³ do sistema de malha fechada quando o filtro *notch* é empregado e a sintonia deste é variada entre 20 Hz e 120 Hz. Nenhum dos filtros das componentes soma ou diferença é sintonizado em toda essa faixa, mas a união das duas diferentes faixas resulta na variação testada. Os polos dominantes de malha fechada resultantes quando o filtro está sintonizado em 120 Hz estão localizados em $0,981 \pm j0,011$, enquanto os valores desejados calculados a partir de ω_n e ζ são $0,983 \pm j0,011$. Nesta frequência, a dinâmica adicional do filtro *notch* é irrelevante. À medida que a frequência do *notch* cai, a influência do filtro torna-se cada vez mais significativa na posição dos polos do sistema, de forma que na frequência de 20 Hz o sistema passa a ter apenas um polo dominante em 0,976. As respostas no domínio do tempo e as margens do sistema, contudo, não mudam significativamente, como já apresentado.

A Figura 5.8 apresenta o diagrama de Bode da função de transferência $u(z)/p_n(z)$ para os três filtros testados. Como esperado, o filtro média móvel remove do sinal de controle a fundamental e todos os harmônicos relativos à frequência de operação do conversor, evitando que o sistema de controle tente compensar a ondulação de energia dos capacitores e a distorção das referências de corrente. Os filtros *notch*, por outro lado, filtram apenas uma frequência, mas que idealmente é a única componente presente nos

³A estratégia utilizada para plotar o lugar das raízes foi adaptada de [255].

sinais medidos.

5.3.4 Resultados experimentais

Os primeiros resultados experimentais do conversor funcionando com o sistema de controle das energias ativo foram apresentados na Figura 4.33. As formas de onda foram obtidas com o conversor alimentando uma carga RL com $R = 9,2 \Omega$ e $L = 1,9 \text{ mH}$ em regime permanente. As referências do sistema de controle das energias são todas nulas, exceto para $e_{bs,0}$, a qual é atribuída o valor $470 \cdot 10^{-6} \cdot 640^2 = 192,51 \text{ J}$. Como este valor refere-se à anergia total armazenada em uma fase do conversor, a energia relativa a apenas um braço é tal que resulta numa tensão média de aproximadamente 640 V em um capacitor equivalente de braço e 128 V sobre o capacitor de um submódulo. Todos os resultados experimentais apresentados nesta seção empregam os controladores projetados na seção anterior e as matrizes \mathbf{K}_a e \mathbf{K}_p definidas em (5.44) e (5.46), respectivamente.

A Figura 5.9 apresenta a resposta transitória do sistema quando um degrau com amplitude de 15 J é aplicado na referência da componente de energia $e_{bd,\alpha}$. O conversor alimenta a mesma carga RL com uma corrente de aproximadamente 2 A de pico com frequência de 60 Hz . Este baixo valor de corrente resulta numa ondulação baixa de tensão, possibilitando uma visualização mais fácil dos valores médios. O filtro MM é utilizado para todas as componentes de energia. A resposta da componente diferença é bem amortecida e similar àquela apresentada na Figura 5.6. Os valores médios das outras componentes praticamente não sofrem alterações durante o transitório. Há, contudo, o surgimento de ondulações nas componentes diferenciais da soma das energias de frequência fundamental enquanto o sistema de controle força um corrente de circulação nesta mesma frequência. De acordo com a Tabela 3.1, esta componente é resultado da interação entre a corrente de

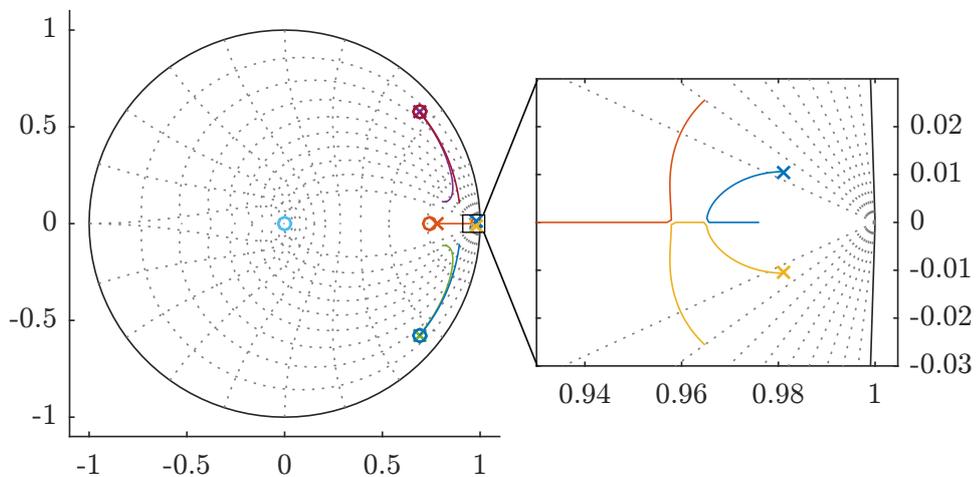


Figura 5.7 – Variação do lugar das raízes de malha fechada quando a frequência do *notch* varia entre 20 Hz e 120 Hz . Os marcadores indicam as posições dos polos (\times) e zeros (\circ) na frequência de 120 Hz .

circulação forçada e parcela da tensão CC gerada pelo braço. No caso de utilização do filtro *notch*, a frequência fundamental não é filtrada nas componentes soma, que, embora atenuada, pode ser propagada até as referências de corrente, alterando as amplitudes das componentes de frequência fundamental calculadas pelo sistema de controle. No caso em que uma frequência de cruzamento maior é buscada, pode ser necessário uma análise mais criteriosa dos acoplamentos causados pelas ondulações de energia.

Há o aparecimento de uma maior ondulação na corrente da porta CC durante o transitório. Isto deve-se às não idealidades do sistema, como a não compensação total do tempo-morto, quedas de tensão sobre os dispositivos e não desacoplamento perfeito das tensões dos capacitores. Não há, contudo, componente de frequência fundamental na corrente CC, já que as componentes alternadas das referências de corrente geradas são apenas de sequência positiva e negativa, mas não de sequência zero.

A Figura 5.10 apresenta o transitório resultante quando um degrau de 2 A para 20 A é aplicado na porta CA do conversor. O *feedforward* da potência da porta CA permite um subsinal reduzido nas tensões dos capacitores, mesmo ainda que este seja filtrado com uma constante de tempo relativamente alta. O assentamento final destas ocorre de algumas centenas de milissegundos, de acordo com o esperado para o controlador projetado. O degrau nas correntes também gera desequilíbrios entre as tensões, que é anulado com dinâmica similar à energia total do sistema.

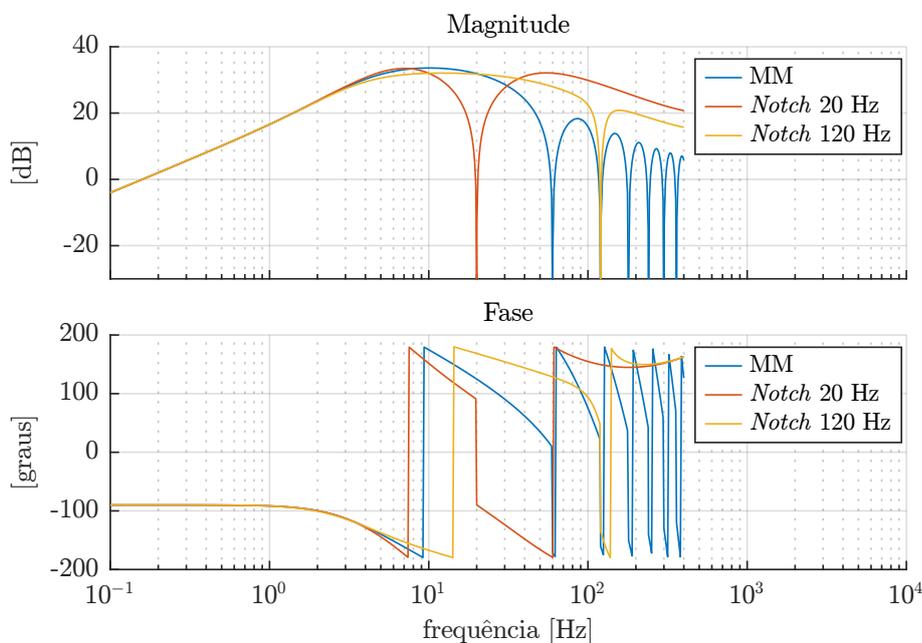


Figura 5.8 – Diagramas de Bode da função de transferência da perturbação não medida para o sinal de controle.

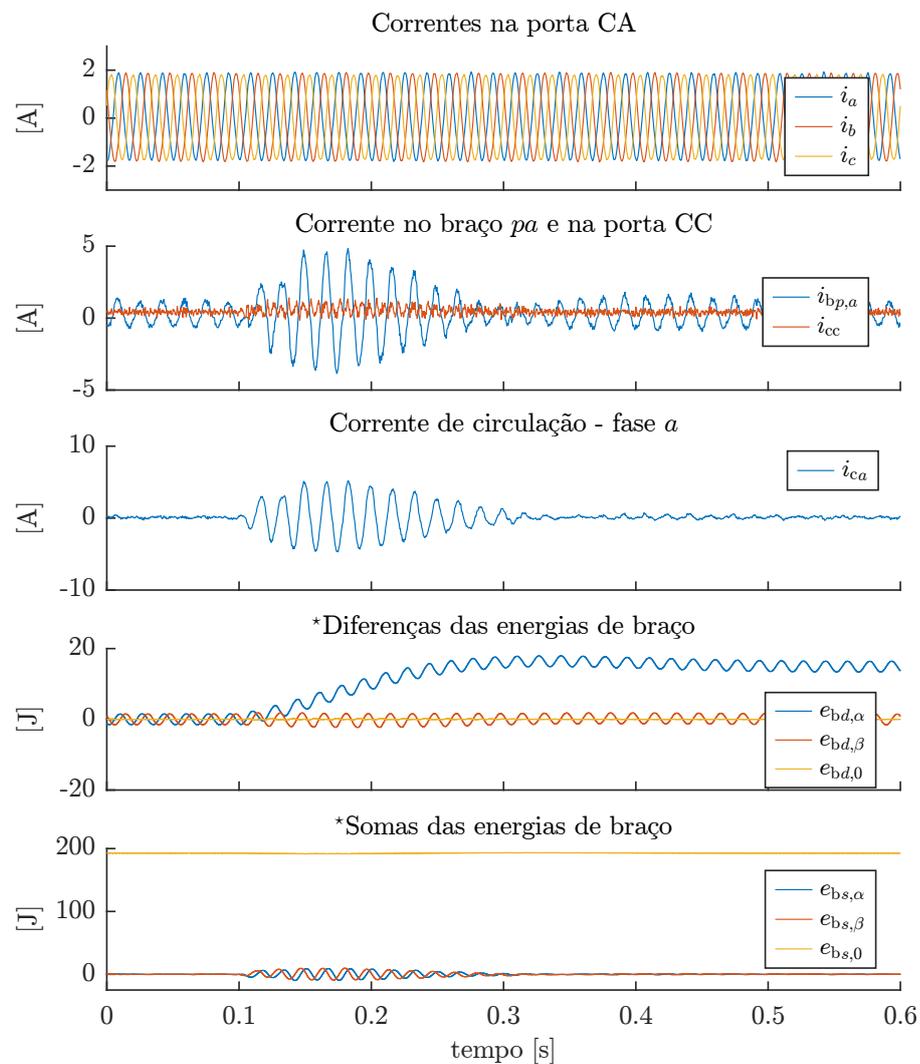


Figura 5.9 – Resposta do sistema para um degrau de 15 J na referência da componente α das diferenças de energia. O filtro média móvel é empregado para todas as componentes de energia. As variáveis marcadas com (*) foram obtidas através do próprio sistema de aquisição do conversor. A corrente de circulação foi calculada a partir da corrente de braço e das portas CA e CC.

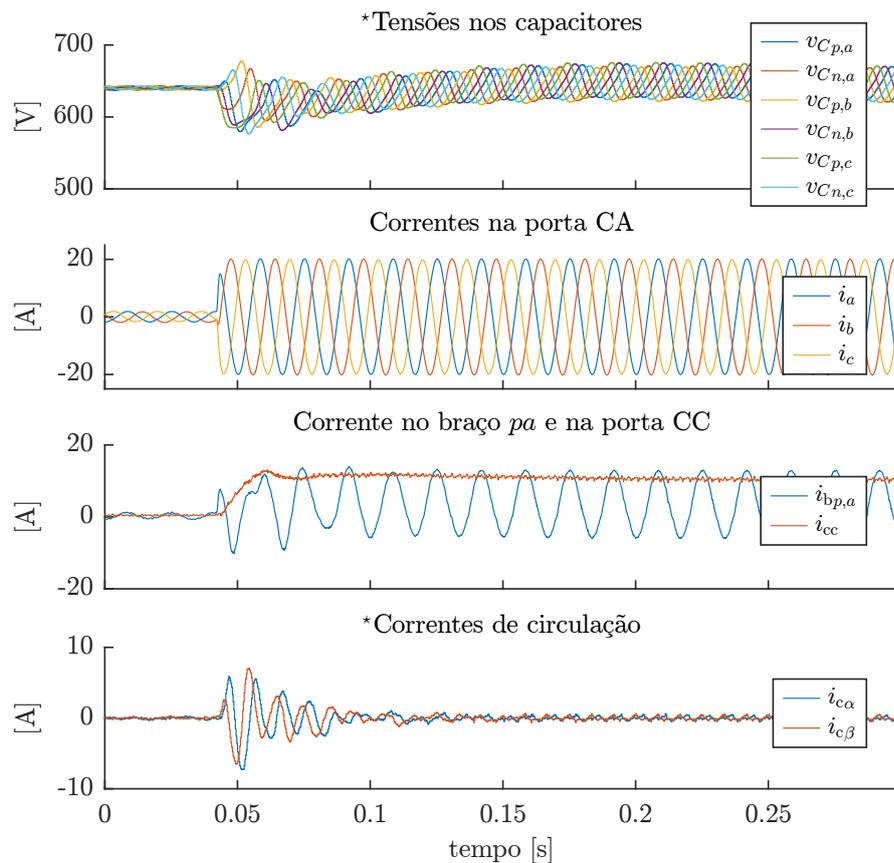


Figura 5.10 – Resposta do sistema para um degrau de 2 A para 20 A nas correntes da porta CA. O sistema como um inversor e alimenta uma carga RL. As variáveis marcadas com (*) foram obtidas através do próprio sistema de aquisição do conversor.

5.4 Operação como retificador

A conexão de um sistema de acionamento à rede requer o emprego de um retificador. Quando um outro conversor MMC é empregado para tal função, os dois barramentos CC são conectados um ao outro. Neste caso, é necessário modificar o esquema de controle das correntes da Figura 4.21 para um dos conversores, de forma que um opere como uma fonte de tensão e o outro como uma fonte de corrente. Escolheu-se operar o retificador como fonte de tensão. Para tal, o valor desejado na tensão do barramento é imposto à referência $v_{b,s,0}^*$. O sistema operará em malha aberta do ponto de vista da tensão do barramento CC, mas já que há o desacoplamento das tensões dos capacitores, o erro previsto é devido apenas às quedas de tensão nos semicondutores e resistências do circuito, e, portanto, pequeno. Também seria possível empregar um controlador para manter a tensão no barramento CC regulada, mas esta alternativa mostrou-se desnecessária.

A operação como retificador requer ainda um sistema de sincronismo com a rede, ou seja, um sistema que capture a fase da tensão da rede e a amplitude da componente de sequência positiva e, dependendo da estratégia escolhida para o controle das energias, também as amplitudes de eixo direto e em quadratura da componente de sequência

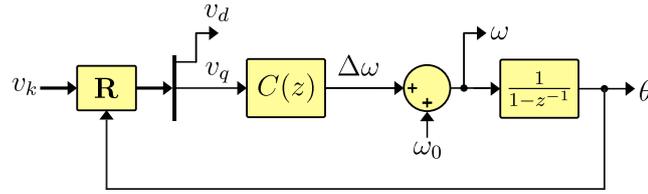


Figura 5.11 – Estrutura básica do SRF-PLL.

negativa. A seção seguinte apresenta o *Phase Locked Loop* (PLL) empregado para este fim neste trabalho.

5.4.1 *Phase Locked Loop*

O emprego de um PLL é a forma mais usual de sincronizar um conversor com a rede. Dentre as vários esquemas propostos, o *Synchronous Reference Frame - Phase Locked Loop* (SRF-PLL), cuja estrutura pode ser vista na Figura 5.11, é um dos mais comuns. O princípio de funcionamento do sistema consiste em ajustar a frequência ω estimada, e, conseqüentemente, o ângulo θ obtido por integração desta, de forma que a tensão em quadratura v_q calculada pela transformada de Park \mathbf{R} seja nula. Em regime permanente, a tensão v_d corresponde à amplitude da componente de sequência positiva presente na rede. Considera-se, inicialmente, que as tensões v_k são constituídas apenas de uma componente de sequência positiva, $v_k = V_p \cos(\omega t + \alpha_k)$, $\alpha_a = 0$, $\alpha_b = -2\pi/3$, e $\alpha_c = 2\pi/3$, e que o PLL opera travado, em regime permanente, na frequência da rede, ou seja, $\theta = \omega t + \phi$. Sob estas condições,

$$v_q = -V_p \sin(\phi). \quad (5.72)$$

Para que a condição de regime permanente $v_q = 0$ seja atingida, é necessário $\phi = a\pi$, a par, ou $\phi = b\pi$, b ímpar. No primeiro caso, a aproximação de pequenos sinais de (5.72) vale

$$v_q \approx -V_p \phi. \quad (5.73)$$

O sistema linearizado resultante possui uma realimentação negativa. Um controlador PI com ganhos positivos pode ser facilmente obtido a partir de especificações como frequência de cruzamento e margem de fase. O outro ponto de equilíbrio possível, para b ímpar, resulta num sistema linearizado com ganho positivo, e, portanto, instável quando o mesmo controlador é empregado. Assim, o sistema irá operar com $\phi = 0$ quando em regime permanente.

Vários aprimoramentos foram propostas para o SFR-PLL de modo que sua operação fosse melhorada em condições mais realistas das tensões da rede, como variações na amplitude, presença de desbalanço e de harmônicos. Embora não sejam esperadas grandes variações de amplitude da componente de sequência positiva em condições normais de operação, situações de falta podem modificar drasticamente este valor, usualmente para menos. Como o ganho da planta do PLL é proporcional à amplitude de sequência positiva,

a resposta do PLL a variações na fase da rede é prejudicada. Vale ressaltar que a operação adequada de conversores conectados à rede durante faltas é importante, principalmente para os de alta potência, já que estes podem ajudar no restabelecimento das tensões. Uma das melhorias propostas consiste na normalização do ganho da planta do PLL através da divisão do sinal de erro (v_q) pela norma da tensão da rede ou apenas por v_d , já que em regime permanente $v_q = 0$ [256–258].

Componentes de sequência negativa na tensão da rede resultam em ondulação em 2ω na frequência e na fase estimadas. Esta ondulação pode ser anulada se as ambas as sequências positiva e negativa são detectadas simultaneamente através de duas transformações de Park \mathbf{R} , cada uma girando em um sentido, mas com mesma velocidade angular. Esta estrutura, conhecida como *Dual Synchronous Reference Frame - Phase Locked Loop* (DSRF-PLL), subtrai na entrada de cada transformação a tensão detectada pela outra, anulando, em regime permanente, os efeitos que uma componente tem sobre a outra [259]. A ideia pode ser estendida também para frequências harmônicas [260], a custo de uma maior complexidade computacional. Outra possibilidade para atenuar o ruído provocado pelas componentes harmônicas é o uso de filtros para remover as ondulações. A estrutura *Moving Average Filter - Phase Locked Loop* (MAF-PLL) emprega um filtro média móvel sintonizado de forma a atenuar todos os harmônicos presentes em ω , assim como apresentado na Seção 5.3.3.1. As desvantagens principais desta estrutura são a resposta mais lenta, devido à dinâmica introduzida pelo filtro, e a maior dificuldade de adaptação deste em casos onde a variação de frequência esperada é maior.

A Figura 5.12 apresenta a estrutura do PLL empregado neste trabalho. O sistema consiste de dois SRFs, um para cada sequência, assim como no DSRF-PLL. Contudo, dois ângulos distintos são calculados, de forma que para as duas frequência (positiva e negativa) obtêm-se fases (θ_p e θ_n) tais que suas componentes de quadratura correspondente ($v_{p,q}$ e $v_{n,q}$) sejam nulas. A vantagem desta estratégia, com relação ao DSRF-PLL, se dá principalmente na inicialização do sistema. Mesmo para tensões totalmente simétricas, a componente de sequência negativa pode ser a dominante, enquanto a positiva é nula, se o sistema é conectado à rede com uma sequência de fases invertida. Neste caso, embora na prática sempre exista algum desbalanço nas tensões, ou seja, as duas sequências sempre estão presentes, haveria uma maior dificuldade do DSRF-PLL sincronizar com a rede. No caso da estrutura proposta, os ângulos θ_p e θ_n são estimados independentemente. Antes do conversor iniciar o processamento de potência, o algoritmo de inicialização verifica qual das sequências possui maior amplitude e definem esta como sendo a referência para o sincronismo do sistema.

A estrutura apresentada emprega ainda a normalização da componente de quadratura para cada sequência, reduzindo o efeito de variações nas amplitudes das tensões da rede, e filtros que mitigam os efeitos de possíveis componentes harmônicos. Os algoritmos que implementam os vários blocos mostrados na Figura 5.12 são executados em duas frequências

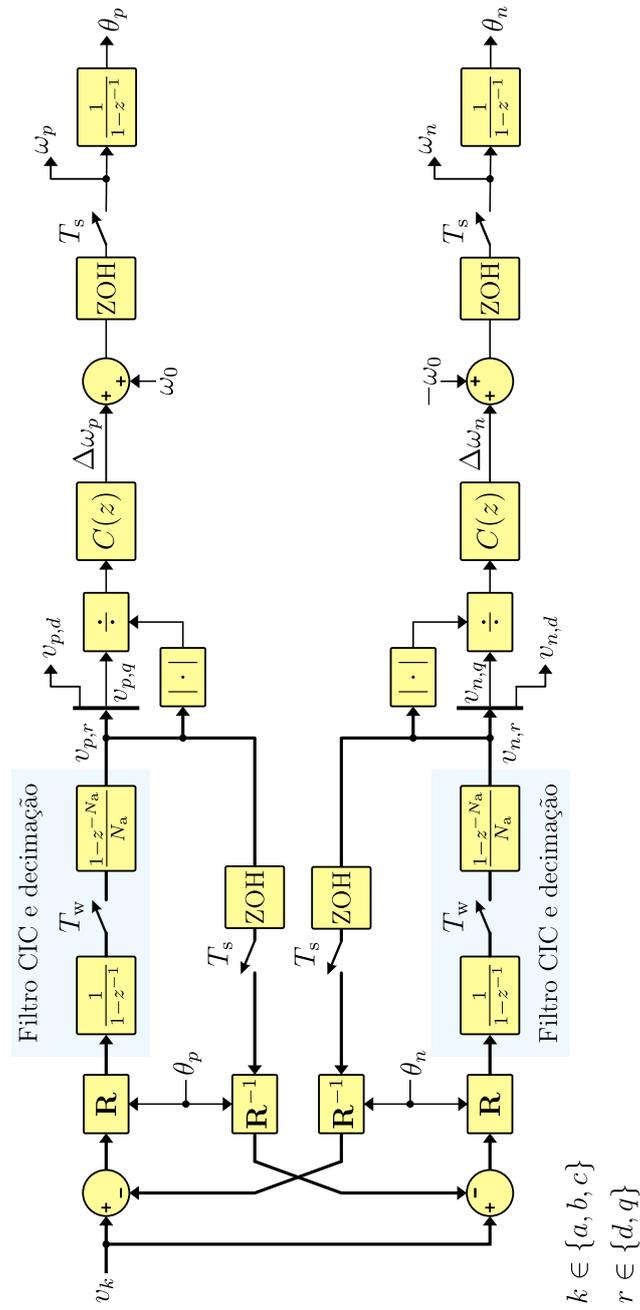


Figura 5.12 – Estrutura do PLL empregado.

de amostragem distintas, com o objetivo de redução da carga computacional. As transformações de Park e os integradores rodam com período de amostragem $T_s = 10800^{-1}$ s, enquanto as normalizações e os controladores rodam com período $T_w = 1080^{-1}$ s. O filtro média móvel é substituído por um filtro CIC de apenas um estágio [204], que além de atenuar os harmônicos, também decima o sinal para a frequência de amostragem menor. As respostas do CIC de um estágio e do filtro Média Móvel (MM) são similares no domínio da frequência. Embora, teoricamente, a implementação do CIC apresentada na Figura 5.12 funcione indefinidamente, na prática é necessário que variáveis do tipo inteiro sejam utilizadas em sua implementação. Assim, possíveis estouros do integrador são tratados automaticamente pelas propriedades de aritmética modular da representação em complemento de dois [204].

O controlador RST foi empregado para $C(z)$. Contudo, como a referência da malha é nula, apenas os polinômios R e S foram utilizados. O controlador foi projetado de forma a resultar em polos dominantes de malha fechada em $2\pi 5$ rad/s e de forma a rejeitar perturbações constantes. A dinâmica do filtro foi desconsiderada no projeto. Os polinômios resultantes são

$$R = 1 - z^{-1} \quad (5.74)$$

$$S = 61.927 - 61.039z^{-1}. \quad (5.75)$$

5.4.2 Resultados Experimentais

Esta seção apresenta resultados experimentais que confirmam a funcionalidade dos sistemas de controle propostos para o conversor MMC operando como retificador conectado à rede. A Figura 5.13 apresenta as formas de onda relativas ao funcionamento do PLL apresentado na Figura 5.12. O transitório mostrado é resultado da variação instantânea da rede de 60 Hz para 62 Hz. A fonte programável que alimenta o sistema foi configurada para gerar tensões trifásicas balanceadas antes e depois do degrau, de forma que, para a conexão realizada, a componente de sequência negativa é idealmente nula. O SRF-PLL configurado para detectar a frequência negativa, contudo, ainda é capaz de sincronizar com a pequena componente de sequência negativa existente nas tensões devido a assimetrias na fonte programável e/ou no sistema de aquisição do conversor. A resposta desta sequência ao degrau é muito pior que aquela da sequência positiva, que tem amplitude muito maior e, conseqüentemente, melhor relação sinal/ruído. O ruído na estimação da frequência negativa, contudo, não afeta o sistema, já que este terá escolhido a componente de sequência positiva como referência, e como a amplitude da primeira é mínima, pouco interfere em ω_p e na fase resultante da integração desta.

A Figura 5.14 apresenta as formas de onda obtidas com o PLL empregado durante a emulação da aplicação de uma falta bifásica. A tensão da fase c é feita igual a da fase b , $v_b = v_c = 220\sqrt{2}\cos(\omega t - 2\pi/3)$ a partir do instante 0, 1 s, enquanto $v_a = 220\sqrt{2}\cos(\omega t)$

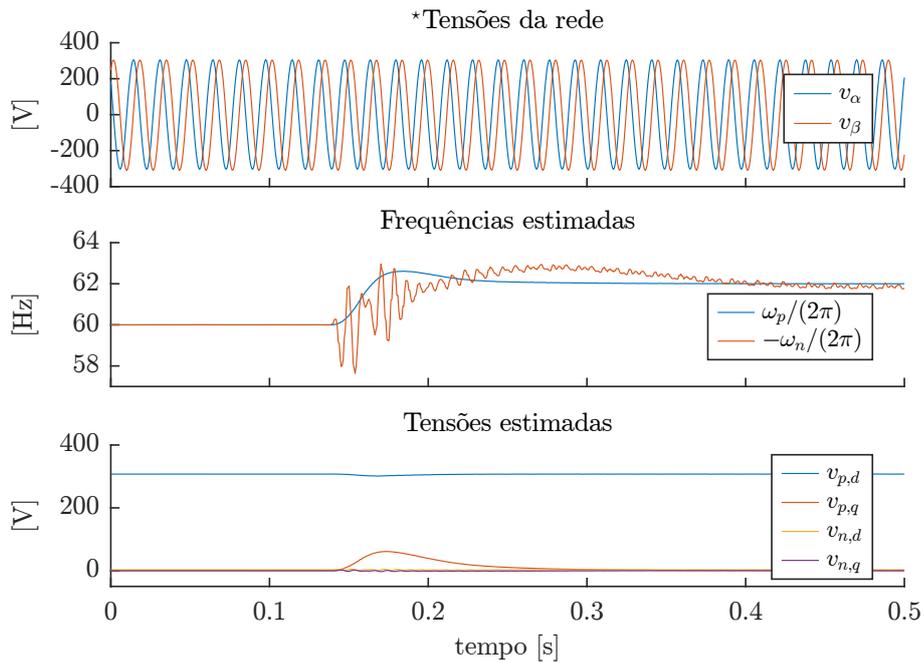


Figura 5.13 – Resposta do PLL apresentado na Figura 5.12 para um degrau na frequência da tensões da rede de 60 Hz para 62 Hz. Idealmente, apenas componentes de sequência positivas estão presentes nas tensões da rede. Variáveis marcadas com (*) foram obtidas através do sistema de aquisição do conversor.

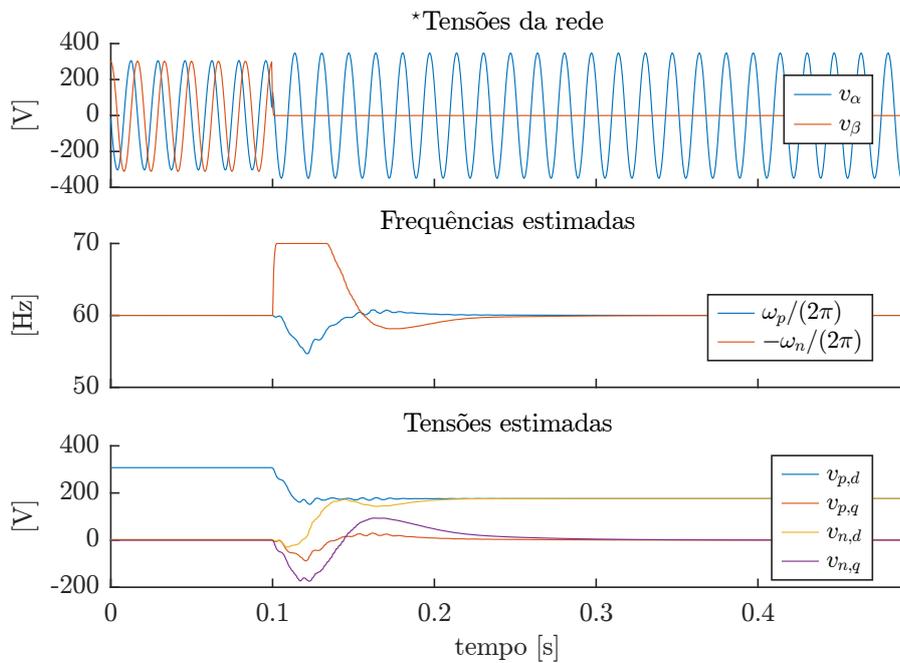


Figura 5.14 – Resposta do PLL apresentado na Figura 5.12 quando as tensões das fases *b* e *c* são feitas iguais a partir do instante 0,1 s. Variáveis marcadas com (*) foram obtidas através do sistema de aquisição do conversor.

permanece depois do transitório. As variações de frequência $\Delta\omega_p$ e $\Delta\omega_n$ são ambas limitadas em $\pm 2\pi 10$ rad/s, de acordo com o esquema *anti-windup* proposto na Figura 4.20. O tempo de assentamento das frequências e tensões é de aproximadamente 0,1 s. Uma vez em regime permanente, as ondulações das variáveis estimadas são praticamente nulas.

O sistema de controle das correntes empregado no retificador é o mesmo utilizado no caso inversor, apresentado na Figura 4.21, com a diferença que a referência de tensão $v_{b,s,0}^*$ é fixada em 640 V. O sistema de controle das energias é o mesmo apresentado na Figura 5.2, mas com as matrizes \mathbf{K}_a^+ e \mathbf{K}_p dadas, respectivamente, por (5.60) e (5.61), ou seja, considera-se apenas as componentes de sequência positiva das tensões no cálculo das referências de corrente. Filtros *notch* são empregados para filtrar as energias, e suas sintonias são adaptadas com a frequência estimada pelo PLL. Nos testes realizados, o retificador é alimentado por uma rede de 380 V e tem conectado ao barramento CC um conversor *boost* operando como carga ativa. A Figura 5.15 apresenta os resultados experimentais obtidos quando um degrau de 15 A é aplicado no barramento CC do retificador. A limitação da componente de eixo direto da corrente da porta CA, responsável por drenar potência ativa, foi definida em ± 24 A de pico. A recuperação das tensões nos capacitores é demorada por conta desta limitação, que é próxima da corrente esperada na porta CA quando 15 A são drenados na porta CC. O sistema é, contudo, capaz de manter as correntes controladas com baixa distorção e tensões dentro de limites aceitáveis. Uma vez em regime permanente, a máxima distorção nas correntes da porta CA é 1,05%.

5.5 Conclusão

O controle das energias armazenadas nos capacitores do MMC é realizada em dois níveis. A primeira seção deste capítulo apresentou uma proposta para o primeiro nível de balanceamento das tensões, que ocorre de forma circunscrita a cada braço. O esquema apresentado leva em consideração as durações mínimas de pulso requeridas pelos IGBTs, escolhendo-se como submódulos que irão mudar de estado no próximo instante apenas aqueles cujos IGBTs comutaram há um intervalo de tempo superior à largura de pulso mínima. Assim, prolongamentos artificiais posteriores tornam-se desnecessários, o que reduz a distorção das tensões geradas, e, conseqüentemente, das correntes internas e das portas do conversor. O impacto desta menor distorção pode ser maior em aplicações de média tensão, como em sistemas de acionamento de máquinas, que utilizam indutores de braço e de filtro menores que em aplicações de alta tensão.

O segundo nível de controle das tensões promove a regulação da energia total armazenada no conversor e o balanceamento entre as energias armazenadas nos braços. Este capítulo apresentou uma metodologia genérica que permite verificar a influência de cada uma das correntes do MMC nas energias dos braços, dadas as amplitudes das componentes de tensão geradas por estes, que podem ser obtidas a partir das referências de tensão calculadas pelo sistema de controle das correntes. Da análise resultou uma

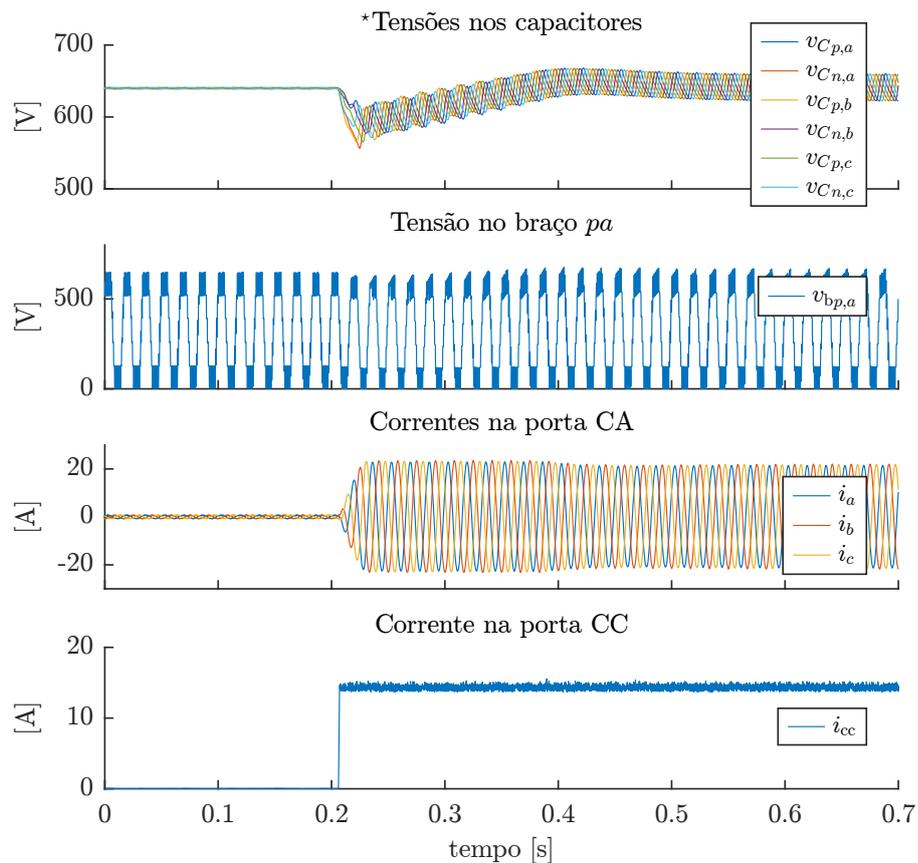


Figura 5.15 – Resposta do sistema para um degrau de 15 A na porta CC. O conversor opera como retificador e alimenta uma carga ativa controlada em corrente. Filtros *notch* são utilizados nas malhas de controle das energias. A corrente na porta CA foi limitada em 24 A de pico. As tensões dos capacitores foram obtidas através do próprio sistema de aquisição do conversor.

metodologia para cálculo das matrizes \mathbf{K}_a^+ e \mathbf{K}_p . A primeira é utilizada no cálculo ótimo das referências das correntes utilizadas no controle das energias, seja no modo retificador ou inversor, a partir das potências calculadas pelos controladores. A segunda calcula correntes que são utilizadas numa malha *feedforward* de perturbações, melhorando a resposta do sistema a variações bruscas nas potências drenadas da porta de saída. A matriz pseudo-inversa \mathbf{K}_a^+ é função das tensões geradas pelo conversor, e deve ser atualizada para que a planta de energia se mantenha constante. Quando poucas componentes de frequência são consideradas, é possível calcular simbolicamente \mathbf{K}_a^+ e substituir os valores de tensão durante a operação do conversor. Para esquemas mais complexos, o cálculo numérico da pseudo-inversa pode ser necessário. Exemplos do primeiro caso, mais simples, foram apresentados. Dentre eles estão os casos de operação como inversor e retificador com correntes e tensões balanceadas na porta CA, que são empregados no sistema de acionamento de máquinas *back-to-back* apresentado nesta tese.

O esquema de controle das energias proposto é baseado no controlador RSTD apresentado no Capítulo 4. São empregados também filtros nas malhas de *feedforward* e

feedback, evitando que as correntes de referência sejam contaminadas pelas ondulações elevadas das energias medidas e possíveis ondulações de potência presentes na porta de saída do conversor. Embora desconsiderada, a dinâmica adicional no ramo de realimentação influencia a estabilidade do sistema em malha fechada. Contudo, a verificação da dinâmica final do sistema para os casos mais extremos mostrou que o sistema permanece estável e com uma resposta no domínio do tempo satisfatória.

A aplicação do MMC como retificador requer uma estratégia de sincronismo com a rede. Este capítulo apresentou uma proposta de PLL baseada no DSRF-PLL e no MAF-PLL, mas que possui dois controladores independentes que permitem rastrear as componentes de sequência positiva e negativa da rede independentemente. Isto permite identificar de forma mais simples a sequência de fases da rede, mantendo ainda as características de baixo ruído dos esquemas mencionados. A implementação do PLL é realizada em duas frequências de amostragem diferentes: enquanto as transformações de Park e os integradores que geram as fases estimadas rodam numa frequência de amostragem maior, os controladores e as normalizações de tensão rodam numa frequência menor, resultando num custo computacional menor. A interface entre a parte que roda numa frequência de amostragem maior e a menor é realizada através de um filtro CIC.

As propostas apresentadas neste capítulo foram testadas experimentalmente através de um conversor MMC com cinco submódulos por braço. Os resultados obtidos confirmam a viabilidade e performance dos esquemas de controle propostos.

Capítulo 6

Operação do MMC em baixa frequência

A ondulação de tensão nos capacitores do MMC quando este opera no modo de alta frequência, apresentado no capítulo anterior, é resultado da própria capacitância destes e das amplitudes das componentes de potência pulsadas decorrentes do funcionamento normal de conversor. À medida que a frequência de operação diminui, torna-se necessário contrapor as potências pulsadas em baixa frequência, resultando em ondulações de tensão de nível aceitável.

Os graus de liberdade do MMC, a tensão de modo comum e as correntes de circulação, são empregadas em conjunto nas estratégias de atenuação de ondulação de energia. As correntes adicionais de circulação aumentam as perdas do conversor, limitando o torque disponível para operações em baixa frequência. Este capítulo também propõe uma modulação descontínua que maximiza a amplitude da tensão de modo comum gerada, possibilitando a minimização das correntes de circulação necessárias na redução de ondulação de energia.

6.1 Uso dos graus de liberdade para atenuação da ondulação de tensão

A equação (3.47), que caracteriza a dinâmica da energia total armazenada em uma fase do MMC, ou seja, a soma das energias dos braços positivo e negativo, quando considera-se que existem correntes de circulação CC e de baixa frequência, pode ser reescrita como

$$\frac{de_{bs,k}}{dt} = \underbrace{V_{cc} i_{bcck}}_{1: CC} + \underbrace{V_{cc} i_{bbfk}}_{2: arbitrária} - \underbrace{(v_k + v_{cmbf}) i_k}_{3: CC, 2\omega, (3h \pm 1)\omega}. \quad (6.1)$$

Abaixo dos termos 1, 2 e 3 são indicadas as principais frequências esperadas em cada um deles, de acordo com a Tabela 3.1. Considera-se que uma técnica de injeção de harmônicos triplos é utilizada com o objetivo de aumentar a tensão de linha máxima que o conversor pode gerar. O resultado da interação entre os harmônicos da tensão de modo comum e a corrente de linha é o aparecimento de frequências em $(3h \pm 1)\omega$, $h = 1, 2, \dots$ na soma das energias, além da componente principal em 2ω resultante do produto $v_{bd,k} i_k$. Estas ondulações podem ser anuladas através de correntes de circulação

de baixa frequência, que resulta no termo de potência 2, se a componente i_{bbfk} , que pode ser arbitrariamente escolhida, é definida como [52]

$$i_{bbfk} = \frac{(v_k + v_{cmbf})}{V_{cc}} i_k - \frac{1}{3} i_{cc}. \quad (6.2)$$

Foi considerada a condição de regime permanente $i_{bcck} = i_{cc}/3$. Convém ressaltar que devido ao produto $v_{cmbf} i_k$, i_{bbfk} conterá uma sexta harmônica não nula, que é de sequência zero. Portanto, circulará pela porta CC do conversor, e não apenas internamente, mesmo se o equilíbrio entre as fases é considerado. Contudo, a amplitude da tensão de modo comum de baixa frequência é reduzida, principalmente em baixas velocidades, quando a tensão da máquina é também reduzida. Além disso, as frequências maiores que surgem dessa interação também serão mais filtradas pelos capacitores, o que reduz a necessidade de compensação destas componentes. Assim, espera-se que a principal componente presente em i_{bbfk} seja uma segunda harmônica que compensa a ondulação gerada pelo produto $v_k i_k$.

A componente relativa à diferença das energias de braço é dada por

$$\frac{de_{bd,k}}{dt} = \frac{1}{2} \underbrace{V_{cc} i_k}_{4: \omega} - \underbrace{2(v_k + v_{cmbf}) i_{bcck}}_{5: \omega, 3h\omega} - \underbrace{2(v_k + v_{cmbf}) i_{bbfk}}_{6: \omega, 2\omega, 3\omega} - \underbrace{2v_{cmmf} i_{bmf1k}}_{7: \text{arb.}}. \quad (6.3)$$

Apenas as componentes de mais baixa frequência foram considerados no termo 6. As interações entre a tensão de modo comum e as correntes de braço de baixa frequência também foram desprezadas, visto que a ondulação de energia resultante possui frequência elevada. O termo de potência 7, resultado do produto da tensão de modo comum de média frequência v_{cmmf} e as correntes de circulação i_{bmfk} , é o grau de liberdade usualmente utilizado para atenuar ou anular as ondulações de baixa frequência presentes em $e_{bd,k}$, principalmente o termo 4, de frequência ω , que possui a maior amplitude quando a tensão de saída é baixa. Com a finalidade de análise inicial, v_{cmmf} e i_{bmfk} podem ser consideradas cossenoidais.

$$v_{cmmf} = \hat{V}_{cmmf} \cos(\omega_{mf} t) \quad (6.4)$$

$$i_{bmf1k} = \hat{i}_{bmfk} \cos(\omega_{mf} t) \quad (6.5)$$

A potência gerada pelo produto destes dois termos (considerando-se amplitudes constantes) pode ser decomposta num valor médio dado por $\bar{p}_{mfk} = \frac{1}{2} \hat{V}_{cmmf} \hat{i}_{bmfk}$ e outro alternado dado por $\frac{1}{2} \hat{V}_{cmmf} \hat{i}_{bmfk} \cos(2\omega_{mf} t)$. A frequência ω_{mf} deve ser alta o suficiente para as ondulações de energia consequentes de todos os termos de potência que envolvam v_{cmmf} ou i_{bmfk} tenham amplitude baixa. Por outro lado, a tensão de modo comum não pode possuir derivadas tão grandes que venham a induzir correntes excessivas nos rolamentos do motor através das capacitâncias parasitas [261], diminuindo sua vida útil. Outro fator a ser considerado na escolha desta frequência é a banda passante dos controladores de corrente, que é limitada pela frequência de chaveamento equivalente do braço.

Substituindo (6.2) em (6.3), encontra-se que as variações da diferença de energias em baixa frequência podem ser completamente anuladas se

$$\bar{p}_{mfk} = \left[-\frac{(v_k + v_{cmbf})^2}{V_{cc}} + \frac{V_{cc}}{4} \right] i_k \quad (6.6)$$

Ou seja, deve-se modular a amplitude de i_{bmfk} de acordo com

$$i_{bmfk} = \frac{2}{\hat{V}_{cmmf}} \left[-\frac{(v_k + v_{cmbf})^2}{V_{cc}} + \frac{V_{cc}}{4} \right] i_k \cos(\omega_{mf} t). \quad (6.7)$$

Considerando-se apenas a contribuição da parcela de maior amplitude, resultante do produto $\frac{1}{4}V_{cc}i_k$, i_{bmf1k} pode ser entendida como uma onda senoidal de média frequência modulada por outra na frequência da porta CA. Uma forma de onda deste tipo possui duas componentes principais de frequência, situadas em $\omega + \omega_{mf}$ e $\omega - \omega_{mf}$. Quando multiplicadas pela tensão de modo comum, de frequência ω_{mf} , resulta as componentes de potência em $\omega + 2\omega_{mf}$ e ω , esta última sendo responsável por compensar a ondulação causada pelo termo $\frac{1}{4}V_{cc}i_k$.

Embora idealmente as correntes de circulação contenham apenas a componente de média frequência modulada, na prática, sempre há algum desbalanço mínimo nas perdas dos braços do conversor, tornando necessária a circulação permanente de uma componente de média frequência de amplitude constante, i_{bmf0k} , para compensá-la. A Tabela 3.1 mostra que ambas i_{bmf0k} e i_{bmf1k} resultam também em muitas outras frequências elevadas em ambas as componentes de energia. Estas são atenuadas pelos próprios capacitores e por filtros adicionais, como será visto adiante.

As correntes de circulação adicionais aumentam consideravelmente as perdas do conversor, limitando o torque disponível em baixas frequências. Contudo, grande parte das cargas em sistemas de alta potência possuem um torque que aumenta com a velocidade, muitas delas, como ventiladores e bombas, de forma quadrática, requerendo baixo torque em baixas velocidades.

6.2 Controle das energias

O mecanismo básico de atenuação das ondulações de energia foi apresentado na seção anterior. Várias propostas de controle baseadas neste mecanismo foram apresentadas na literatura e são resumidas a seguir. Esta seção também apresenta um modelo das componentes diferença das energias empregado no projeto do sistema de controle apresentado na próxima seção.

6.2.1 Estado da arte

O primeiro artigo a propor a utilização do MMC como sistema de acionamento de máquinas foi [262]. Embora resultados experimentais sejam apresentados, a estratégia de

funcionamento do conversor não é comentada. Da comparação do MMC com o NPC e o CHB, conclui-se que a área de silício empregada no MMC está entre as empregadas nos outros dois conversores, e o armazenamento total de energia necessário no MMC é um pouco menor que o do CHB, sendo ambas muito maiores que do NPC. No mesmo ano, Hagiwara e Akagi também propõem a utilização do MMC em sistemas de acionamento [263] (republicado numa versão mais completa em [108]). Dada a limitação de operar em baixa frequência, os autores propõem um estratégia de partida da máquina sem variação de frequência, apenas de tensão. Conseqüentemente, há uma sobrecorrente considerável durante a aceleração da máquina, resultando também em maiores esforços mecânicos.

O princípio de funcionamento apresentado na seção anterior foi primeiramente proposto em [52]. Considerando como restrições a corrente máxima nos semicondutores e no capacitor e a temperatura média das junções, o torque máximo obtido em baixas frequências foi em torno de 60 % do torque nominal do sistema. Os autores ainda sugerem que a faixa de operação em baixa frequência pode ser reduzida se uma técnica de enfraquecimento de campo é utilizada. Neste caso, considerando ainda que uma carga com características de torque quadrático, a corrente de linha não será suficientemente grande para causar uma ondulação de tensão maior que a nominal.

Em [109], os autores são os primeiros a descrever detalhadamente uma técnica que possibilita a operação do MMC em baixas frequências. É proposto um esquema de controle em cascata, onde as malhas de controle das tensões geram referências para as malhas de controle das correntes de circulação, as quais são controladas em eixos $\alpha\beta$, e para a corrente i_{cc} . O controle destas correntes, em vez do controle por fase, onde as correntes $i_{b,s,k}$ são controladas, permite impor uma dinâmica diferente para a corrente do barramento CC, e ao mesmo tempo garante uma ondulação muito menor nesta, já que a estratégia de controle garante que as componentes alternadas impostas em $i_{b,s,k}$ circulem apenas dentro do conversor. São definidos dois modos de operação, chamados de alta frequência – referente ao funcionamento normal do conversor, e baixa frequência. No primeiro caso, desbalanços entre as energias dos braços de uma mesma fase – chamado de desbalanço vertical – são compensados com correntes de circulação de frequência ω , e desbalanços entre as energias das fases são compensados através de correntes de circulação CC. No modo de baixa frequência, o sistema de balanço horizontal permanece o mesmo, exceto pela adição de um *feedforward* na saída do controlador de tensão baseado em (6.2), permitindo uma melhor supressão das ondulações na energia total armazenada em cada fase. O balanço vertical, responsável pela anulação da ondulação de tensão em ω , utiliza a técnica proposta em [52], e apresentada na seção anterior. A transição entre os modos de baixa frequência e alta frequência é realizada através de ganhos complementares, que variam de 0 a 1 e de 1 a 0, retirando o controlador de baixa frequência e introduzindo o sinal de controle do controlador de alta frequência, à medida que a máquina acelera.

Em [150], os autores também propõem o uso de tensão de modo comum e correntes

de circulação numa frequência superior para suprimir as ondulações de baixa frequência, similarmente ao apresentado em [52]. Contudo, este é o primeiro trabalho que propõe o desacoplamento não-linear entre as tensões dos capacitores e as correntes do conversor, como descrito em (3.37) e (3.38), diminuindo a distorção das correntes da máquina. Nenhuma estratégia de transição de modos é apresentada.

Uma estratégia de controle das tensões do MMC em malha aberta para aplicações de acionamento de máquinas é proposta em [154], sendo uma extensão da estratégia em malha aberta aplicada ao MMC em funcionamento normal (sem compensação de ondulação) publicada pelos mesmos autores [235]. A ideia principal consiste em desacoplar as tensões e correntes utilizando (3.37) e (3.38), mas em vez de utilizar-se as tensões medidas dos capacitores, empregam-se tensões estimadas. As ondulações destas estimativas são calculadas através da integração das correntes de braço medidas e das tensões por estes geradas (calculadas), enquanto o valor médio é a própria referência de tensão. É uma estratégia de controle não linear onde as tensões são controladas atuando-se diretamente nos sinais de modulação do conversor, em vez de indiretamente através de malhas intermediárias de corrente. Para frequências próximas à nominal, os autores propõem a redução do valor médio da tensão dos capacitores [264], de modo que mesmo com uma ondulação maior, devido à menor frequência, a tensão máxima nos capacitores ainda está dentro de uma faixa aceitável. Também é proposta uma redução parcial da ondulação de energia para uma região de frequências intermediárias através de correntes de circulação e tensão de modo comum de média frequência, onde as amplitudes, fases e frequência destas são determinadas através de uma otimização *offline*. Nesta faixa de operação, as correntes de circulação são definidas como sendo a composição de duas frequências, uma em $\omega + \omega_{mf}$ e $\omega - \omega_{mf}$, as mesmas encontradas na proposta de Korn [52], discutida na seção anterior. Por último, é proposto um esquema de funcionamento para frequência de saída zero ou quase zero, no qual as ondulações de tensão em baixa frequência são completamente compensadas com i_{bbfk} e v_{cmmf} . Como desvantagem deste esquema, pode-se citar a necessidade de conhecimento dos parâmetros do sistema com relativa precisão para que a estimativa das tensões seja eficaz, bem como a maior dificuldade de previsão do comportamento do sistema em caso de saturação de alguma das variáveis de controle.

Em [265] é proposta uma nova estratégia que permite a operação do MMC em baixas frequências. Os indutores de braço são escolhidos de forma que a frequência de ressonância resultante com os capacitores dos submódulos é maior que a frequência de comutação. Quando operando em baixa frequência, esta configuração resulta em corrente de braço com grandes ondulações na frequência de comutação, que por algum motivo não bem discutido no artigo, mantém a ondulação de tensão nos capacitores baixa. Para que a estratégia funcione, é necessário que o conversor opere num modo quase dois níveis, exibindo uma distorção muito maior na tensão de saída e uma forte tensão de modo comum, embora com formato multinível. Um produto já se encontra em comercialização

utilizando essa estratégia de funcionamento [53]. Uma desvantagem desta estratégia é a sensibilidade a qualquer pequena variação da tensão gerada por um braço, uma vez que os indutores L_b são muito pequenos.

Uma estratégia onde as correntes i_{bmfk} são controladas em malha aberta é apresentada em [266]. As tensões necessárias para fazer circular a corrente i_{bmfk} desejada são calculadas a partir dos parâmetros do conversor, principalmente indutâncias e resistências de braço, requerendo o conhecimentos destas com relativa precisão. A utilização de baixos valores de indutância aumenta a sensibilidade do sistema às não-idealidades, como o tempo morto. Contudo, esta estratégia permite uma maior banda no controle das correntes de média frequência.

Uma componente em 3ω é adicionada às correntes de i_{bmfk} em [267] com o objetivo de diminuir a ondulação de tensão dos capacitores, em conjunto com uma tensão de modo comum com a mesma frequência, num terceiro modo de operação do conversor referente a uma frequência intermediária entre a operação em baixa frequência e operação normal. A desvantagem deste método é que esta corrente adicional, por ser de eixo zero, circulará pela porta CC do conversor, e não apenas entre os braços.

A adição de controladores ressonantes nas malhas que controlam a soma e a diferença das tensões dos braços é proposta em [153]. Com isso, garante-se a total supressão das ondulações de energia em baixa frequência.

Controladores preditivos para a operação em baixa frequência também foram propostos. Em [268], os autores propõem uma estratégia com horizontes de predição e controle unitários. A função custo, minimizada em cada período de amostragem, considera os erros das correntes de saída e das energias armazenadas em cada um dos braços. O *solver* desenvolvido considera as limitações das tensões que cada braço pode gerar. A tensão de modo comum de média frequência não é forçada por uma referência, mas surge naturalmente como solução do problema de otimização. As desvantagens deste método incluem a dificuldade de sintonizar o controlador, devido aos muitos pesos envolvidos e o grande custo computacional. As tensões dos capacitores também não são impostas por uma referência, mas resultam do esforço do controlador de mantê-las próximas umas das outras. Assim, o valor de pico não é conhecido, mesmo em regime permanente, e deve ser investigado para garantir não haver sobretensões.

Uma abordagem diferente para a operação do MMC em baixa frequência foi proposta em [269]. O conversor MMC opera com “quase-dois-níveis”, de forma que as tensões sobre os braços que conduzem a maior parte da corrente são pequenas na maior parte do tempo, resultando em baixa ondulação de energia. A alternância entre os níveis alto e baixo ocorre em média frequência, e a largura dos pulsos é modulada de forma a resultar em uma componente fundamental senoidal de baixa frequência. As transições entre os níveis são suaves, minimizando correntes parasitas na máquina. A distorção resultante é, contudo,

muito maior.

6.2.1.1 Outras formas de onda

Em [149], os autores propõem a utilização de tensões de modo comum e correntes $i_{b,s,k}$ quadradas. Devido à transferência de potência num número maior de harmônicos, é possível reduzir o pico de corrente de i_{bmfk} em, teoricamente, 50%, reduzindo as perdas no conversor. O esquema de controle por fase é empregado, não havendo garantias de uma corrente suave no barramento CC. Nenhuma estratégia de transição de modos é apresentada.

Em [270], os autores propõem um esquema de partida para máquinas de indução acionadas pelo MMC do tipo *sensorless* do tipo I/F. As referências das correntes do estator são previamente calculadas em função da velocidade considerando-se um tipo específico de carga e controladores em eixos dq asseguram o seguimento de referência. A tensão de modo comum e as correntes de média frequência são do tipo quadradas, minimizando, em teoria, os esforços no conversor. Nenhum desacoplamento entre as tensões dos capacitores e as correntes é realizado, sendo possível perceber que as correntes i_{bmfk} não possuem um formato quadrado, mas trapezoidal, aumentando consideravelmente o valor de pico das correntes de braço. O sistema consegue fornecer 60% do torque nominal para a carga durante toda a aceleração e garantir que a corrente de pico de braço mantenha-se num valor em torno do nominal. A transição de modos de operação é realizada como proposto em [137].

Uma comparação entre possíveis formas de onda para a tensão de modo comum e correntes de circulação é apresentada em [271]. Quatro cenários diferentes são considerados

1. Tensão e correntes senoidais. Esta combinação é considerada a referência, sendo o pico da corrente de circulação de média frequência necessária para compensar totalmente a ondulação de tensão, teoricamente, \hat{I}_{bmfk} .
2. Tensão de modo comum quadrada e corrente senoidal. O valor de pico de pico de i_{bmfk} vale $0,785\hat{I}_{bmfk}$, uma vez que a fundamental de v_{cmmf} tem um valor eficaz $\frac{4}{\pi}$ vezes maior que no caso anterior.
3. Tensão de modo comum quadrada e corrente senoidal + terceira harmônica. O valor de pico de pico de i_{bmfk} vale, teoricamente, $0,647\hat{I}_{bmfk}$.
4. Tensão e correntes quadradas. Esta combinação oferece a menor corrente de pico $0,5\hat{I}_{bmfk}$. Por outro lado, exige uma banda maior dos controladores de corrente, além de resultar em tensões impulsivas geradas pelos braços, aumentando a probabilidade de saturação dos moduladores.

À mesma época, a mesma estratégia 3 foi proposta por [158], que também propõe uma análise de estabilidade para o sistema de acionamento baseado em MMC. Outra comparação

é apresentada em [272], onde conclui-se que embora a utilização de correntes e tensões quadradas diminui as perdas, a corrente da porta CC possui uma maior ondulação, considerando a estratégia específica de controle por fase apresentada no trabalho.

6.2.1.2 Compensação parcial

A maioria das estratégias apresentadas até agora, exceto [154], quando operando na faixa de frequência intermediária, têm como objetivo anular a ondulação de baixa frequência dos capacitores. Em [159] é proposta uma estratégia onde a compensação é realizada de forma apenas a mantê-la num nível aceitável, igual ao apresentado quando operando em frequência limite, a qual define a transição entre os modos de operação. O efeito imediato é uma redução da amplitude das correntes i_{bmfk} , reduzindo as perdas no conversor. O valor de pico de i_{bmfk} é calculado em malha aberta, assim como nas outras estratégias, mas levando-se em consideração a frequência de operação do sistema.

A ideia de compensação parcial também foi empregada em [273,274]. Nestes casos, as componentes diferença das energias são controladas em malha fechada, em eixos síncronos. Suas referências, não nulas, são calculadas de modo que as correntes de circulação são as mínimas necessárias para manter a amplitude das ondulações de energia em um certo valor pré-determinado. Esta também foi a ideia perseguida no curso deste trabalho.

Em [275] os autores propõem também a utilização da compensação parcial, através não apenas da redução das correntes de circulação, mas também da tensão de modo comum injetada, visando diminuir, se for interessante para a aplicação, os esforços de tensão na máquina e possíveis correntes parasitas através do rolamento. Não há, contudo, nem neste e nem em outros trabalhos publicados, investigação mais aprofundada mostrando que a tensão de modo comum de média frequência de fato afeta significativamente as correntes parasitas na máquina. Os autores também propõem, em [275], que a tensão média dos capacitores seja regulada em um valor menor durante a operação de baixa frequência. Isto permite uma ondulação maior de energia com o mesmo valor de pico de tensão. Contudo, uma tensão média nos capacitores menor também diminui a disponibilidade de geração da tensão de modo comum, que para uma mesma potência transferida requer correntes de circulação maiores. A otimização do ponto de operação não é discutido pelos autores.

6.2.2 Controle das componentes diferença

A estratégia de controle apresentada em [159] opera em malha aberta, não garantindo seguimento de referência, nem permitindo o desacoplamento das ondulações de tensão dos capacitores, já que este requer que as tensões dos capacitores sejam controladas. Esta seção apresenta uma estratégia que assegura, através de controle em malha fechada a ondulação dos capacitores em valor específico, assim como [273], e permite a utilização do desacoplamento das ondulações de tensão, resultando numa menor distorção nas correntes sintetizadas pelo conversor.

O sistema de controle das componentes diferença deve ter uma banda passante intermediária: deve ser capaz de suprimir perturbações contantes e atenuar as de baixa frequência, mas ao mesmo tempo deve ter um ganho baixo em médias frequências (mais especificamente, na frequência utilizada para a tensão de modo comum F_{mf}), de modo que as ondulações de média frequência resultantes nas energias dos capacitores não sejam amplificadas pelo sistema de controle e acabem distorcendo as referências das correntes de circulação. Contudo, é necessário um alto ganho em ω , de forma que se assegure o seguimento à referência. Optou-se pelo controle de $e_{bd,k}$ em coordenadas $dq0$, uma vez que controladores simples com ação integral podem ser utilizados ainda assegurando as características desejadas.

Seja (6.3) reescrita na forma vetorial e considerando-se apenas o termo 4, que é o termo de mais baixa frequência ω com maior amplitude.

$$\frac{d\mathbf{e}_d}{dt} = \frac{1}{2}V_{cc}\mathbf{i} - 2\mathbf{p}_d \quad (6.8)$$

Na qual, \mathbf{e}_d é o vetor contendo as componentes diferença das energias de braço, \mathbf{i} é o vetor das correntes da porta CA, e \mathbf{p}_d é o vetor que contém as potências médias transferidas pelas componentes de média frequência. (6.8) pode ser reescrita em coordenadas $dq0$ se novas variáveis são definidas através da aplicação da transformação \mathbf{R} , agora reescrita considerando também a componente de eixo 0,

$$\mathbf{R} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}, \quad (6.9)$$

resultando em

$$\frac{d\mathbf{e}_r}{dt} = \omega\mathbf{\Omega}\mathbf{e}_r + \frac{1}{2}V_{cc}\mathbf{i}_r - 2\mathbf{p}_r. \quad (6.10)$$

Este é o modelo a partir do qual se desenvolve a estratégia de controle. \mathbf{e}_r representa as energias a serem controladas; \mathbf{p}_r representa as variáveis de controle; $\frac{1}{2}V_{cc}\mathbf{i}_r$ é uma perturbação e pode ser rejeitada mais facilmente se um caminho *feedforward* é empregado no controlador; por último, a matriz

$$\mathbf{\Omega} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

representa o acoplamento entre as variáveis. Diferentemente de um sistema controle em eixos $\alpha\beta0$, que pode ser tratado como três sistemas SISO independentes, o acoplamento entre os eixos d e q requer uma análise mais cuidadosa no projeto dos controladores. Quando empregado em malhas de controle de corrente, desde que o conversor opere com uma frequência de comutação razoavelmente maior que a frequência dos eixos síncronos, permitindo uma banda de controle elevada, como no caso da Seção 4.3.5.1, os efeitos das imperfeições da estratégia de desacoplamento não impactam significativamente na

estabilidade do sistema. No caso do controle das tensões, por outro lado, a banda passante do controlador é da mesma ordem da frequência dos eixos síncronos, requerendo uma análise mais detalhada, como será apresentado na seção de projeto adiante.

6.2.3 Controle das componentes soma

A tensão $v_{bd,k}$ é usualmente pequena quando o conversor MMC alimenta um máquina elétrica em baixa frequência, de forma que as ondulações na componente soma, resultantes, principalmente, do produto $v_{bd,k}i_k$ na equação (6.1), possuem baixa amplitude quando comparadas às ondulações na componente diferença apresentada em (6.3). Assim, a componente i_{bbfk} necessária para sua compensação também possui amplitude pequena e não impacta de forma significativa nas perdas totais do conversor. O emprego de uma estratégia de controle mais complexa que garanta um seguimento de referência e o cálculo de referências otimizadas não é justificada no caso das componentes soma. Assim, empregase a mesma estratégia de controle em eixos $\alpha\beta 0$ utilizada na operação em alta frequência também neste caso. Contudo, enquanto no Capítulo 5 um filtro era empregado para eliminar a ondulação em 2ω , de modo que apenas o valor médio é controlado, na operação em baixa frequência deseja-se atenuar esta ondulação, que, portanto, não deve ser filtrada. É recomendável, no entanto, filtrar a ondulação de média frequência que aparece na componente soma, resultante principalmente do produto $V_{cc}i_{bmf1k}$, como mostrado na Tabela 3.1.

A ondulação em 2ω resultante é dada pela banda passante do sistema em malha fechada. Em frequências muito baixas, a rejeição do sistema é maior e a ondulação de energia é praticamente suprimida. À medida que a frequência aumenta, a capacidade de rejeição do sistema diminui e a amplitude da ondulação aumenta. Por outro lado, o aumento da frequência limita naturalmente a amplitude da ondulação em frequências mais elevadas. Idealmente, não é necessário nenhuma atenuação quando o conversor opera na frequência limite F_{lim} , que define a transição entre os modos de operação. Contudo, o controlador deve ser projetado de modo a garantir que há rejeição suficiente em frequências muito baixas, de modo a garantir que a amplitude da ondulação mantenha-se dentro de limites aceitáveis.

6.3 Esquema de controle proposto

O sistema de controle para operação em baixa frequência proposto, apresentado na Figura 6.1, é baseado na equação (6.10). As energias armazenadas nos braços são calculadas a partir das tensões dos capacitores medidas e do valor nominal de capacitância equivalente C . Estas são, então, transformadas em componentes soma e diferença por meio de \mathbf{T}_e , como definida em (5.40). As componentes diferença são inicialmente filtradas por \mathbf{F}_{ad} , que representa uma matriz diagonal de filtros de segunda ordem com polos complexos. Estes filtros são responsáveis por prover o máximo de atenuação possível em média frequência

sem que haja um impacto muito significativo na estabilidade do sistema, que é mais afetada pelas dinâmicas acopladas das componentes diferenciais. Outra possibilidade seria filtrar os sinais já em eixos $dq0$, mas sua efetividade seria variável em função da frequência de operação, visto que a transformação $dq0$ desloca em ω o espectro dos sinais transformados. A maior frequência utilizada nas componentes diferenciais é motivada pela menor perda de fase, o que ajuda na estabilidade do sistema. O sistema é implementado em duas taxas de amostragem diferentes, sendo os controladores em si e a maior parte dos outros blocos implementados no domínio da menor taxa de amostragem. A frequência dos polos do filtro \mathbf{F}_{ad} é relativamente alta, por isso sua implementação foi realizada com taxa de amostragem maior, de forma que a perda de atenuação devido a efeitos da amostragem é reduzida. A matriz \mathbf{B} transforma as componentes diferença em coordenadas estacionários para coordenadas girantes $dq0$, e é dada por

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (6.12)$$

O termo $\frac{1}{2}V_{cc}\mathbf{i}_r$ empregado como sinal de *feedforward* é calculado a partir de valores filtrados da tensão $v_{b,s,0}$ (que funciona como estimativa de V_{cc}) e das correntes da porta CA medidas, também filtradas. A primeira é filtrada por $F_{vs}(z)$, um filtro de primeira ordem com frequência de corte em 30 Hz, enquanto as últimas são filtradas por \mathbf{F}_{id} , que possui a mesma frequência de corte. O controlador RSTD \mathbf{C}_{ed} calcula as referências das componentes diferença das potências em eixos $dq0$, representadas pelo vetor \mathbf{p}_r^* . Estas, por sua vez, são transformadas de volta para eixos estacionários, resultando em \mathbf{p}_d^* . As amplitudes das componentes alternadas de média frequência são calculadas a partir da divisão de \mathbf{p}_d^* pela amplitude da tensão de modo comum filtrada \hat{v}_{cmf} . A limitação da amplitude das correntes é realizada em eixos $\alpha\beta0$, e os valores limitados são calculados de volta para os eixos $dq0$, já que são necessários no cálculo das ações de controle no controlador RSTD proposto. As amplitudes das correntes de média frequência são, então, multiplicadas por $f_{cm}(t)$, uma onda quadrada de amplitude unitária e em sincronismo com a tensão de modo comum v_{cm} injetada pelo conversor, resultando em \mathbf{i}_{bsca}^* , as referências das componentes alternadas das correntes soma. Este formato foi escolhido por resultar em correntes de circulação com menores valores eficazes e de pico.

Vale salientar que a componente $e_{d,0}$ também é controlada por meio das correntes de média frequência, mais especificamente, pela componente alternada presente na corrente de eixo 0, $i_{b,s,0}$. Assim, é de se esperar que alguma componente alternada, pequena, seja drenada através do barramento CC do conversor, seja para balancear pequenas assimetrias entre as perdas dos braços positivos e negativos ou para atenuar as ondulações de energia presentes nas componentes diferença devido à injeção de tensão de modo comum composta por harmônicos triplos.

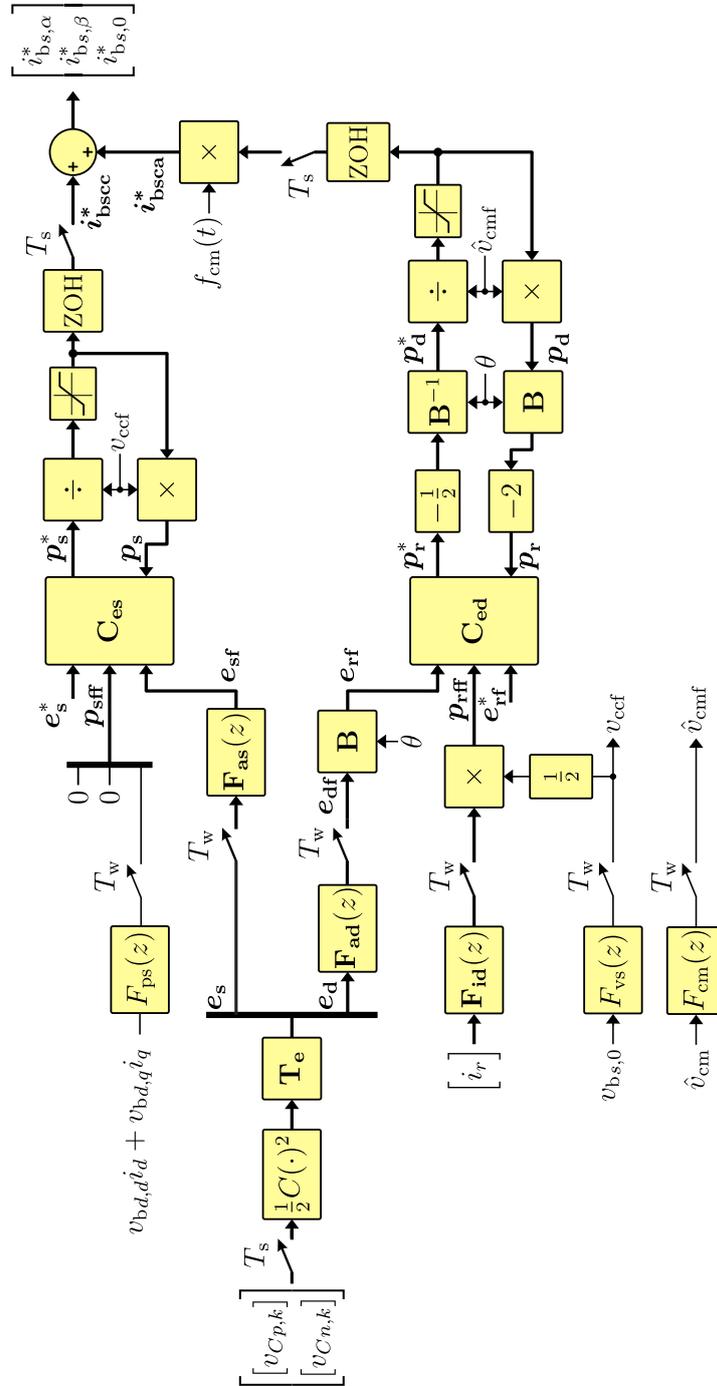


Figura 6.1 – Estrutura do controlador das energias para operação em baixa frequência.

A parte relativa ao controle das componentes soma é a mesma apresentada na Figura 5.2, com exceção do filtro $\mathbf{F}_{as}(z)$, que agora contém também um filtro média móvel sintonizado de forma a atenuar a ondulação de média frequência que surge na componente soma quando o sistema opera em baixa frequência. A dinâmica deste filtro também influencia pouco na resposta do sistema e foi desconsiderado no projeto dos controladores. O filtro no caminho *feedforward*, F_{ps} , também é de primeira ordem com uma frequência de corte de 10 Hz, como na operação em alta frequência. As referências de energia também são as mesmas: as componentes diferenciais são nulas e a componente de eixo zero corresponde a energia armazenada em uma fase do conversor.

6.3.1 Cálculo das referências das componentes diferença

A faixa de operação em baixa frequência do MMC é definida pelo valor da capacitância equivalente de braço e pela ondulação de energia permitida. Quanto maior for a capacitância, maior será a faixa de operação no modo de alta frequência e, conseqüentemente, com perdas reduzidas. Como desvantagem, têm-se o maior custo, peso e volume do conversor. Na maioria dos trabalhos revisados, a frequência limite F_{lim} que define o modo de operação está entre 20 e 30 Hz. Uma vez definida F_{lim} , o capacitor equivalente de braço pode ser aproximadamente calculado com (2.63). Dependendo das especificações do conversor e da tecnologia do capacitor empregado, pode ser necessário usar uma capacitância maior que a mínima, para que as especificações de corrente sejam atendidas.

As referências de energia das componentes diferença \mathbf{e}_r^* devem ser calculadas de acordo com o ponto de operação, de forma que as correntes de circulação sempre tenham a menor amplitude necessária para manter a ondulação de tensão igual ou menor que o valor de projeto. A referência da componente de eixo 0 é feita sempre nula, já que naturalmente já possui uma ondulação pequena e não vale a pena ser parcialmente compensada. O cálculo das componentes d e q é apresentado a seguir.

De (6.10), pode-se calcular o valor de regime permanente de \mathbf{e}_r , dado por

$$\mathbf{e}_r = \frac{1}{\omega} \boldsymbol{\Omega} \left(\frac{1}{2} V_{cc} \mathbf{i}_r - 2 \mathbf{p}_r \right). \quad (6.13)$$

O vetor \mathbf{p}_r é o grau de liberdade empregado para controlar a amplitude da ondulação de energia $\|\mathbf{e}_r\|$. Isto é alcançado de forma ótima, no sentido da menor norma de \mathbf{p}_r , quando \mathbf{p}_r e \mathbf{i}_r estão na mesma direção. Nesta condição, o vetor unitário que aponta na direção de \mathbf{e}_r é dada por

$$\frac{\mathbf{e}_r}{\|\mathbf{e}_r\|} = \frac{\frac{V_{cc}}{2\omega} \boldsymbol{\Omega} \mathbf{i}_r}{\left\| \frac{V_{cc}}{2\omega} \boldsymbol{\Omega} \mathbf{i}_r \right\|} = \text{sgn}(\omega) \boldsymbol{\Omega} \frac{\mathbf{i}_r}{\|\mathbf{i}_r\|}. \quad (6.14)$$

Por outro lado, a norma de \mathbf{e}_r é a própria ondulação desejada (desconsiderando-se a ondulação em 2ω presente nas componentes soma), $\|\mathbf{e}_r\| = \Delta e_{b\max}$. Assim, a referência

ótima para as componentes diferença vale

$$\mathbf{e}_r^* = \text{sgn}(\omega) \Delta e_{b\max} \Omega \frac{\mathbf{i}_r}{\|\mathbf{i}_r\|}. \quad (6.15)$$

A equação (6.15) leva em consideração apenas o termo de maior importância na ondulação das energias (termo 4 em (6.3)). A inclusão do termo 5 também foi testada, mas os resultados experimentais indicaram não haver vantagem, em termos de perdas, com relação à formulação mais simples.

Quando a corrente na porta CA do conversor é suficientemente baixa, nenhuma compensação é requerida para que as ondulações se mantenham menores que $\Delta e_{b\max}$. A utilização de (6.15), nesta situação, forçaria desnecessariamente o sistema de controle a aumentar a ondulação por meio das correntes de circulação, aumentando as perdas no conversor. Nestes casos, é mais vantajoso impor uma referência que corresponderia à ondulação resultante da operação em alta frequência, de modo que o sistema de controle naturalmente anulá-la, idealmente, as referências das correntes de circulação de média frequência. Assim, nestas condições, emprega-se

$$\mathbf{e}_r^* = \frac{V_{cc}}{2\omega} \Omega \mathbf{i}_r. \quad (6.16)$$

A escolha entre as duas referências (6.15) e (6.16) dá-se pela comparação entre suas normas. Aquela de menor valor é a escolhida. Isto pode ser computacionalmente realizado com

$$\mathbf{e}_r^* = \frac{\text{sgn}(\omega) V_{cc}}{2} \left[\frac{1}{|\omega|} - \max \left(0, \frac{1}{|\omega|} - \frac{2\Delta e_{b\max}}{V_{cc} \|\mathbf{i}_r\|} \right) \right] \Omega \mathbf{i}_r. \quad (6.17)$$

O valor de $|\omega|$ deve ser limitado em um valor maior que zero antes de ser utilizado em (6.17) para evitar problemas de divisão por zero.

O valor da ondulação de energia pode ser calculada a partir da ondulação de tensão desejada com

$$\Delta e_{b\max} = C V_C^{*2} \delta_v, \quad (6.18)$$

onde δ_v é a ondulação de tensão pico-a-pico normalizada com relação a V_C^* .

6.3.1.1 Compensação da dinâmica do filtro \mathbf{F}_{ad}

A filtragem das componentes diferença das energias estimadas por \mathbf{F}_{ad} ocorre em eixos estacionários. Portanto, os sinais filtrados \mathbf{e}_{df} são atrasados com relação aos não filtrados \mathbf{e}_d . Como são os primeiros que são transformados para eixos $dq0$ e comparados com as referências, são estes que se aproximam das referências em regime permanente. Em eixos estacionários, as componentes diferença estão adiantadas com relação às referências. Uma possível solução é filtrar as referências com o mesmo filtro \mathbf{F}_{ad} . A desvantagem principal, além da dinâmica adicional, embora rápida, é que a filtragem deve ocorrer em eixos $\alpha\beta0$, e para tanto é necessário transformar a referência \mathbf{e}_r^* para eixos estacionários, filtrá-la e então convertê-la de volta para eixos $dq0$. É mais eficiente, computacionalmente,

calcular diretamente a resposta em regime do permanente de \mathbf{F}_{ad} então usar os ganhos resultantes para compensar a referência.

Funções de transferência complexas

Um sistema trifásico é do tipo MIMO. Se apenas as componentes diferenciais estão presentes, o sistema pode ser representado em coordenadas $\alpha\beta$ ou dq . A modelagem por meio de funções de transferência complexas [276–278] deste tipo de sistema permite representá-lo como um sistema SISO, simplificando algebrismos e permitindo o uso de ferramentas tais como o lugar das raízes.

Uma variável em eixos estacionários x e sua correspondente em eixos síncronos x_r são representadas, respectivamente, por

$$x = x_\alpha + jx_\beta \tag{6.19}$$

$$x_r = x_d + jx_q. \tag{6.20}$$

É possível mostrar que a operação correspondente da aplicação da transformação de Park (de eixos $\alpha\beta$ para eixos dq) e sua inversa têm como correspondentes na modelagem complexa as seguintes operações.

$$x = e^{j\omega_h} x_r \tag{6.21}$$

$$x_r = e^{-j\omega_h} x. \tag{6.22}$$

A Figura 6.2 apresenta as duas possibilidades para uma função de transferência em um tipo de coordenada ($\alpha\beta$ ou dq) conectada a outro sistema que funciona em outra coordenada (dq ou $\alpha\beta$). Em (a), tem-se a configuração mais comum. A função de transferência $G(z)$, uma planta de corrente, como a apresentada na Seção 4.3.4.1, por exemplo, é conhecida em eixos $\alpha\beta$ e deseja-se conhecer a função de transferência em eixos dq . Genericamente,

$$G(z) = \frac{\sum_{n=0}^N b_n z^{-n}}{\sum_{n=0}^N a_n z^{-n}}, \tag{6.23}$$

que no domínio tempo implica

$$\sum_{n=0}^N b_n x(t - n) = \sum_{n=0}^N a_n y(t - n). \tag{6.24}$$

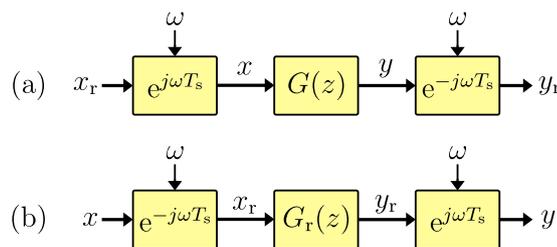


Figura 6.2 – (a) Função de transferência em eixos $\alpha\beta$; (b) Função de transferência em eixos dq .

Substituindo-se as variáveis em $\alpha\beta$ pelas suas correspondentes em eixos dq , calculadas a partir de (6.21), e multiplicando-se ambos os lados de (6.24) por $e^{j\omega t}$, obtêm-se

$$\sum_{n=0}^N b_n e^{-jn\omega T_s} x_r(t-n) = \sum_{n=0}^N a_n e^{-jn\omega T_s} y_r(t-n). \quad (6.25)$$

Aplicando-se a transformada z à (6.25) e comparando-se o resultado com (6.23), encontra-se que a função de transferência de (a) é dada por

$$\frac{y_r(z)}{x_r(z)} = G(z e^{-j\omega T_s}). \quad (6.26)$$

Da mesma forma, pode-se encontrar que para o caso (b),

$$\frac{y(z)}{x(z)} = G_r(z e^{j\omega T_s}). \quad (6.27)$$

Os polos e zeros das funções de transferência encontradas são os mesmos das funções originais rotacionados em ωT_s em torno da origem do círculo unitário. Algo similar acontece no caso contínuo, no qual os polos e zeros são deslocados verticalmente em ω .

Resposta em regime permanente de \mathbf{F}_{ad}

O ganho CC de uma função de transferência discreta em regime permanente, pelo teorema do valor final, é obtido fazendo-se $z = 1$. No caso da Figura 6.2 (a), se $G(z)$ é substituída pela função de transferência de segunda ordem usada nas componentes diferenciais do filtro $\mathbf{F}_{ad}(z)$, dada por

$$F_{ad}(z) = \frac{1 + a_1 + a_2}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}, \quad (6.28)$$

o ganho CC da função de transferência definida por $e_{rf}(z)/e_r(z)$, onde $e_{rf} = e_{rfd} + j e_{rfq}$ e $e_r = e_{rd} + j e_{rq}$ vale, de acordo com (6.26),

$$F_{adr,cc}(\omega) = \frac{1 + a_1 + a_2}{1 + a_1 e^{-j\omega T_s} + a_2 e^{-2j\omega T_s}}. \quad (6.29)$$

A referência compensada pode ser obtida com $e_{rf}^* = F_{adr,cc}(\omega_d) \cdot e_r^*$, onde $\omega_d = \omega T_w$. Ou ainda, em variáveis reais,

$$e_{rfd}^* = F_{adr,cc,re}(\omega_d) e_{rd}^* - F_{adr,cc,im}(\omega_d) e_{rq}^* \quad (6.30)$$

$$e_{rfq}^* = F_{adr,cc,im}(\omega_d) e_{rd}^* + F_{adr,cc,re}(\omega_d) e_{rq}^*. \quad (6.31)$$

Onde $F_{adr,cc,re}(\omega) = \text{Re}(F_{adr,cc}(\omega))$ e $F_{adr,cc,im}(\omega) = \text{Im}(F_{adr,cc}(\omega))$. Embora seja possível calcular exatamente as partes real e imaginária de $F_{adr,cc}(\omega)$, as seguintes aproximações polinomiais, obtidas a partir da expansão em série de Taylor de (6.29) em torno de zero, foram empregadas para diminuir o custo computacional.

$$F_{adr,cc,re}(\omega_d) = 1 - \frac{(a_1^2 + 3a_1 a_2 - a_1 - 4a_2 + 4a_2^2)}{2(1 + a_1 + a_2)^2} \omega_d^2 \quad (6.32)$$

$$F_{adr,cc,im}(\omega_d) = \frac{a_1 + 2a_2}{1 + a_1 + a_2} \omega_d \quad (6.33)$$

O maior erro obtido com a aproximação foi menor que 1% em toda a faixa considerada para a operação em baixa frequência no protótipo empregado na obtenção dos resultados experimentais.

6.3.2 Geração da tensão de modo comum

Da normalização, em relação à V_C , da equação (3.41), que descreve a tensão gerada por um braço positivo do MMC em regime permanente e desconsiderando-se as quedas de tensão sobre os indutores de braço, obtém-se a equação

$$M_b = \frac{1}{2} (G + M + M_{mf}), \quad (6.34)$$

onde M_{mf} é o valor normalizado da tensão pico-a-pico de modo comum de média frequência, também podendo ser entendido como o índice de modulação de modo comum. M_b é o valor pico-a-pico normalizado da tensão gerada pelo braço, podendo ser entendido como o índice de modulação do braço. Se a injeção de terceira harmônica é utilizada, então (6.34) pode ser reescrita como

$$M_b = \frac{1}{2} \left(G + \frac{\sqrt{3}}{2} M + M_{mf} \right). \quad (6.35)$$

Ao mesmo tempo que M_{mf} deve ser feito maior possível para minimizar a amplitude das correntes i_{bmfk} , este é limitado pela tensão máxima que o braço consegue gerar. Na prática, M_b deve ser razoavelmente menor que 1 para poder acomodar os transientes e as próprias ondulações de tensão dos capacitores. Considerando uma carga que segue uma característica V/F constante, como uma máquina elétrica, e M_b fixo, conclui-se de (6.35) que a tensão disponível para sintetizar v_{cmf} é máxima para frequência zero, e diminui à medida que a máquina acelera. É necessário, portanto, ajustar a amplitude da tensão de modo comum de acordo com o ponto de operação do conversor.

A Figura 6.3 apresenta a estratégia de geração da tensão de modo comum para um dado índice de modulação de braço M_b . O ganho G_{cm} é determinado a partir do tipo de modulação empregado. Quando não há injeção de terceira harmônica, $G_{cm} = 1$, como em (6.34). Quando há, $G_{cm} = \frac{\sqrt{3}}{2}$. As amplitudes das componentes soma e diferença são inicialmente filtradas antes de serem empregadas no cálculo de \hat{v}_{cm} . O filtro $F_{vs}(z)$ é o mesmo apresentado, um filtro de primeira ordem com frequência de corte em 30 Hz. $\mathbf{F}_{vd}(z)$ representa uma matriz 2×2 diagonal cujos elementos não nulos representam filtros de primeira ordem com uma frequência de corte de 30 Hz.

As variações abruptas de uma onda quadrada empregada como tensão de modo comum resulta num espectro com componentes de alta frequência de elevada amplitude, que podem ser prejudiciais à isolação e rolamentos de máquinas elétricas [279]. Assim, propõe-se limitar as derivadas da tensão de modo comum, de maneira que a forma de onda resultante é trapezoidal. Isto é conseguido, na Figura 6.3, a partir da saturação, na amplitude calculada \hat{v}_{cmf} , de um sinal triangular f_{tr} de amplitude A_{tr} e frequência

F_{mf} . Se uma derivada com relação ao tempo máxima d_{cm} da tensão de modo comum (considerando-se apenas o valor médio) é desejada, então deve-se fazer

$$A_{tr} = \frac{1}{4F_{mf}} d_{cm}. \quad (6.36)$$

O valor da derivada máxima d_{cm} pode ser ajustado de forma a limitar o número de bordas num mesmo sentido dentro de um período equivalente de comutação, de forma que este valor não fique muito maior do que o obtido na operação em alta frequência. Pode-se observar na Figura 4.28, por exemplo, que na maioria dos ciclos de comutação há a mudança de apenas um nível na tensão gerada pelo braço. A acumulação de várias bordas no mesmo sentido num intervalo de tempo muito curto pode aumentar os esforços nas isolações dos enrolamentos da máquina, principalmente se esta é conectada através de cabos longos. No caso extremo, quando uma forma de onda quadrada é empregada e as propagações dos sinais são consideradas perfeitas, de forma que vários submódulos comutam no mesmo instante, a tensão de modo comum gerada pelo MMC seria similar (no formato) à gerada por um conversor dois níveis, embora de menor frequência. Definindo N_{lsw} como sendo a variação máxima no número de níveis dentro de um período de comutação equivalente, a amplitude A_{tr} pode ser aproximadamente calculada com

$$A_{tr} = \frac{N_{lsw} V_C F_{eq}}{4F_{mf} N_{sm}}. \quad (6.37)$$

O esquema apresentado na Figura 6.3 gera ainda uma forma de onda quadrada $f_{cm}(t)$ empregada para formatar as correntes de média frequência na estratégia de controle apresentada na Figura 6.1. O valor final da tensão de modo comum v_{cm} é ainda atrasada em d amostras antes de ser enviada ao modulador do conversor. Este atraso resulta num melhor fator de potência, e, conseqüentemente, menores perdas. Isto deve-se ao fato do sistema de controle das correntes introduzir atrasos nas correntes de circulação. O atraso d deve ser ajustado de forma que a tensão de modo comum e correntes de circulação estejam de fato em fase.

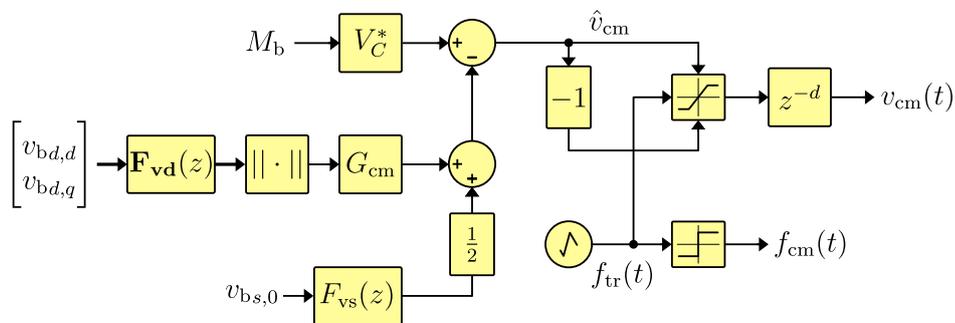


Figura 6.3 – Geração da tensão de modo comum com amplitude constante e derivadas limitadas.

6.3.3 Dinâmica do mecanismo de transferência de potência em média frequência

A Figura 6.4 destaca os blocos envolvidos na transferência de potência em média frequência de forma simplificada. O índice $u \in \{\alpha, \beta, 0\}$ foi suprimido em cada um dos sinais com a finalidade de simplificar a notação. Inicialmente, a componente diferença de potência p_d^* é dividida pela amplitude da tensão de modo comum filtrada \hat{v}_{cmf} , resultando na amplitude da corrente de circulação de média frequência. Uma vez multiplicada por $f_{cm}(t)$, obtém-se $i_{bsca}^*(t)$, que é perseguida pelo sistema de controle das correntes, cuja dinâmica de malha fechada é representada por $G_{is}(z)$. No sistema real, há ainda a referência das correntes de circulação CC somada à i_{bsca}^* , mas aqui pretende-se analisar o efeito apenas das componentes de média frequência. O último bloco multiplicador na Figura 6.4 representa a geração de potência ativa através da interação entre correntes de circulação e tensão de modo comum.

Se a amplitude de $v_{cm}(t)$ é constante, também o é \hat{v}_{cmf} , e seus efeitos se anulam. O sistema resultante é variante no tempo periódico. Este tipo de sistema pode ser analisado de forma simples por meio da técnica dos fasores dinâmicos. O Apêndice D apresenta uma breve revisão do tema e como a técnica pode ser aplicada a sistemas discretos. Em vez de trabalhar com os sinais periódicos diretamente, a técnica propõe analisar os coeficientes da séries de Fourier dos sinais e como estes variam no tempo. O sinal $i_c(t)$, por exemplo, equivale ao seguinte somatório.

$$i_c(t) = \sum_{h=0}^{N-1} I_{ch}(t) e^{jh\omega_d t} \quad (6.38)$$

Onde $I_{ch}(t)$ é o coeficiente corresponde ao harmônico h , $N = \lfloor T/T_s \rfloor$, sendo T o período da frequência fundamental e T_s o período de amostragem, e $\omega_d = 2\pi/N$. No caso analisado, $T = 1/150$ s e $T_s = 1/10800$ s, de modo que $T/T_s = 72$ é inteiro e (6.38) é exata. De forma similar, pode-se definir coeficientes para todas as variáveis presentes na Figura 6.4.

A amplitude de $v_{cm}(t)$ e, conseqüentemente, o próprio valor de \hat{v}_{cmf} são considerados unitários, com o objetivo de simplificação dos cálculos. Considera-se que o sinal p_d^* não possui componentes em 150 Hz, nem em seus harmônicos, de modo que apenas o coeficiente correspondente ao seu valor médio é não nulo e corresponde ao próprio sinal, $P_{d0}^*(t) = p_d^*(t)$. Assim, os coeficientes de $f_{cm}(t)$, que são constantes, são simplesmente multiplicados por

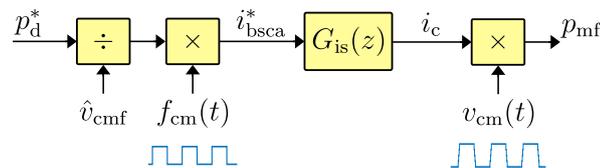
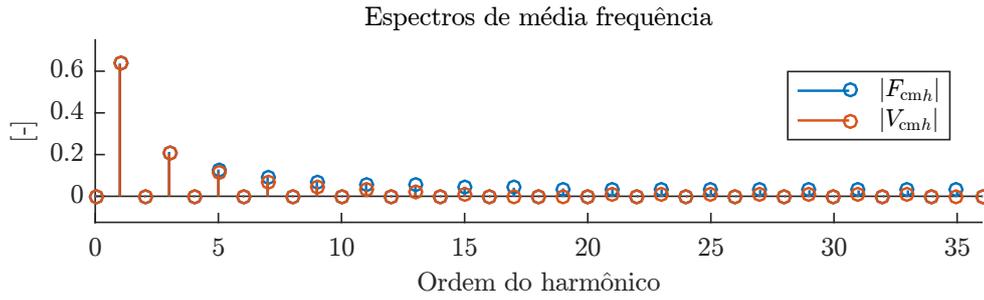


Figura 6.4 – Blocos e sinais principais envolvidos na transferência de potência em média frequência.


 Figura 6.5 – Magnitudes dos coeficientes F_{cmh} e V_{cmh} .

p_d^* .

$$I_{bscah}^*(t) = F_{cmh} p_d^*(t) \quad (6.39)$$

$$I_{bscah}^*(z) = F_{cmh} p_d^*(z). \quad (6.40)$$

A Figura 6.5 apresenta as magnitudes dos coeficientes F_{cmh} e V_{cmh} obtidos para $N_{lsw} = 0, 5$, calculados através da aplicação da *Fast Fourier Transform* (FFT) aos sinais $v_{cm}(t)$ e $f_{cm}(t)$. Apenas as amplitudes referentes às frequências positivas ($h \leq 36$) são apresentadas. Como as energias das componentes CA do sinal são divididas entre frequências positivas e negativas, as amplitudes mostradas correspondem à metade da amplitude real. O uso de formas de onda aproximadamente quadradas permite uma transferência de potência através dos harmônicos, reduzindo a amplitude das correntes de circulação necessárias. Pode-se perceber que a limitação da derivada de v_{cm} não modifica significativamente as amplitudes dos harmônicos de mais baixa ordem, mas praticamente anula os harmônicos de ordem maior que 15.

Da análise desenvolvida no Apêndice D, sabe-se que a função de transferência equivalente em fasores dinâmicos relativa ao harmônico h , para funções de transferência racionais, é $G_h^p(z) = G(z e^{jh\omega_d})$. Assim,

$$I_{ch}(z) = G_{is}(z e^{jh\omega_d}) I_{bscah}^*(z). \quad (6.41)$$

A multiplicação de $i_c(t)$ por $v_{cm}(t)$ equivale, no domínio da frequência, à convolução circular de seus coeficientes. De (D.5),

$$P_{mfh}(z) = \sum_{k=0}^{N-1} I_{ck}(z) V_{cm(h-k)\text{mod}N} \quad (6.42)$$

Substituindo-se (6.40) em (6.41) e a equação resultante em (6.42), encontra-se

$$\frac{P_{mfh}(z)}{p_d^*(z)} = \sum_{k=0}^{N-1} G_{is}(z e^{jk\omega_d}) F_{cmk} V_{cm(n-k)\text{mod}N}. \quad (6.43)$$

A relação entre o valor médio da potência transferida pelas componentes de média frequência $\bar{p}_{mf} = P_{mf0}$ e sua referência é, fazendo-se $h = 0$ e considerando que $F_{cm0} = V_{cm0} = 0$,

$$\frac{\bar{p}_{mf}(z)}{p_d^*(z)} = \sum_{k=1}^{N-1} G_{is}(z e^{jk\omega_d}) F_{cmk} V_{cmN-k}. \quad (6.44)$$

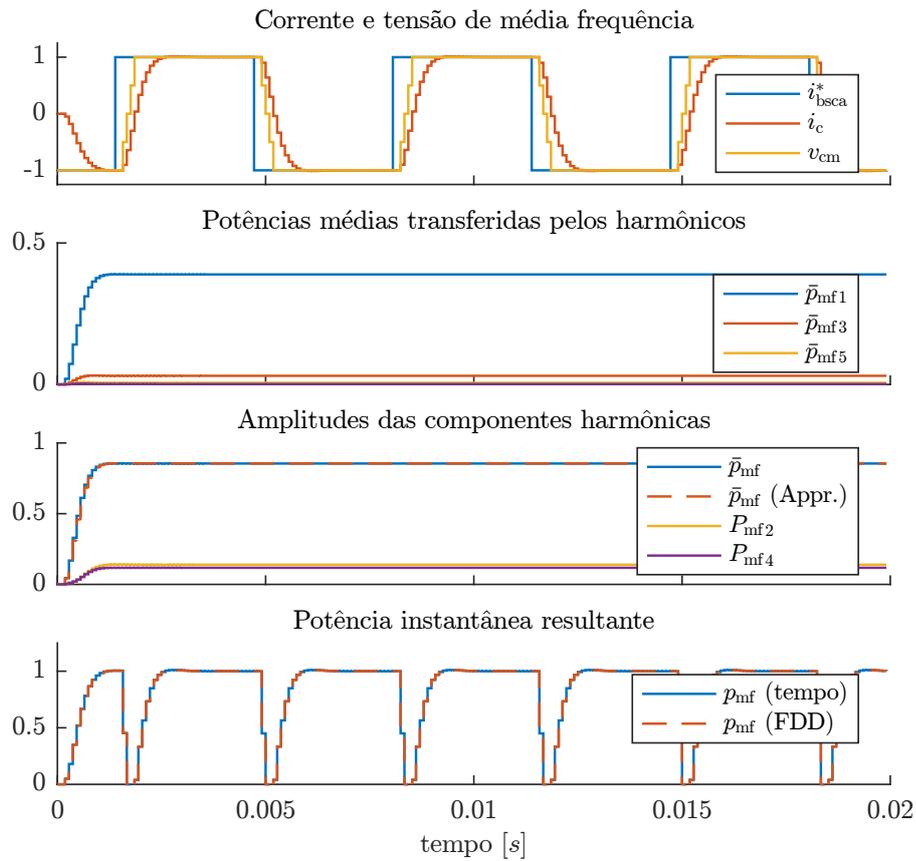


Figura 6.6 – Formas de onda referentes à potência em média frequência. Foram empregados $F_{mf} = 150$ Hz, $T_s = 10800^{-1}$ s, $d = 3$ e $N_{lsw} = 0,5$. O último gráfico apresenta uma comparação entre a potência de média frequência obtida diretamente no domínio do tempo e através dos fasores dinâmicos discretos.

Cada componente de frequência presente na tensão de modo comum em conjunto com seu correspondente na corrente de circulação de média frequência transfere potência com uma dinâmica diferente, dada por $G_{is}(ze^{jk\omega_d})$. A soma das funções de transferência de cada uma destas contribuições resulta num sistema de ordem elevada.

O primeiro gráfico da Figura 6.6 apresenta a referência da corrente de circulação em média frequência $i_{bsca}^*(t)$, a corrente de circulação resultante $i_c(t)$, e a tensão de modo comum $v_{cm}(t)$. A função de transferência de malha fechada nominal resultante do projeto apresentado na Seção 4.3.5.2 foi empregada na obtenção das formas de onda, incluindo a dinâmica do filtro de referência. O segundo gráfico apresenta a contribuição da fundamental e dos harmônicos de ordem 3 e 5 (apenas de frequência positiva) na potência média resultante, calculadas a partir de suas respectivas parcelas no somatório em (6.44). A potência média transferida pela fundamental corresponde a 91% da total, e a dinâmica associada a esta é também a mais lenta. As potências transferidas pelos harmônicos de ordem superior são muito pequenas. Isto sugere que pode-se aproximar, de forma conservadora, a dinâmica definida por (6.44) apenas pela dinâmica de seus termos que correspondem à frequência fundamental, $k = 1$ (frequência positiva) e $k = N - 1$

Tabela 6.1 – Parâmetros utilizados no projeto do sistema de controle das energias de baixa frequência.

C	V_C^*	f	F_{mf}	T_s	T_w
470 μF	640 V	0 – 22 Hz	150 Hz	10800^{-1} s	1080^{-1} s

(frequência negativa). Contudo, pode-se ainda considerar o ganho CC provido pelos outros harmônicos, de forma que $G_{\text{pmf}}(z) = \frac{\tilde{p}_{mf}(z)}{p_d^*(z)}$ pode ser aproximada por

$$G_{\text{pmf}}(z) \approx \left[G_{\text{is}}(ze^{j\omega_d})F_{\text{cm}1}V_{\text{cm}N-1} + G_{\text{is}}(ze^{-j\omega_d})F_{\text{cm}N-1}V_{\text{cm}1} \right] \cdot \sum_{k=2}^{N-2} G_{\text{is}}(e^{jk\omega_d})F_{\text{cm}k}V_{\text{cm}N-k}. \quad (6.45)$$

O terceiro gráfico na Figura 6.6 compara as respostas obtidas com (6.44) e (6.45). As diferenças observadas são mínimas. No mesmo gráfico ainda estão plotadas como variam as amplitudes dos harmônicos de ordem 2 e 4 presentes em $p_{mf}(t)$ para um degrau na referência de potência $p_d^*(t)$, calculadas a partir de (6.43). As respostas referentes a todas as outras componentes, que em conjunto com as mencionadas totalizam N (72), foram calculadas (sem aproximações) e convertidas para o domínio do tempo como apresentado exemplarmente para $i_c(t)$ em (6.38). A forma de onda calculada diretamente no domínio do tempo e a obtida por meio dos fasores dinâmicos discretos são apresentadas no último gráfico de Figura 6.6.

6.3.4 Projeto dos controladores

A validação da estrutura proposta na Figura 6.1 foi realizada através de experimentação. Utilizou-se o protótipo apresentado no Capítulo 7 em conjunto com a estratégia de controle das correntes descritas na Seção 4.3.5, agora reprojeta para controlar as correntes de uma máquina de indução. Os parâmetros necessários ao projeto do sistema de controle das energias são apresentados na Tabela 6.1. Considera-se uma frequência de transição entre os modos $F_{\text{lim}} = 21$ Hz e uma banda de histerese de 2 Hz, de forma que a transição do modo de baixa frequência para o modo de alta frequência acontece em 22 Hz, e no outro sentido a transição ocorre em 20 Hz.

6.3.4.1 Controladores das componentes soma

Como já descrito na Seção 6.2.3, a mesma estratégia de controle das componentes soma em eixos $\alpha\beta 0$ desenvolvida na operação em alta frequência é empregada também para a operação em baixa frequência. A única diferença entre as duas operações é o filtro $\mathbf{F}_{\text{as}}(z)$. Neste capítulo, o sistema de controle das energias foi pensado já tendo-se em vista a operação em ambas as faixas de frequência. O filtro *notch* analisado na Seção 5.3.3.1 continua sendo empregado em cada elemento da diagonal principal de $\mathbf{F}_{\text{as}}(z)$, mas o polo adicional foi substituído por um filtro média de móvel sintonizado em 150 Hz, que

tem como finalidade principal atenuar as oscilações de média frequência, além de outras possíveis componentes de frequência mais elevada. A análise sumarizada na Tabela 3.1 indica que as principais componentes de média frequência presentes nas componentes soma, devido à modulação em amplitude das correntes de circulação, estão situadas em $\omega_{mf} \pm \omega$. Visando uma menor complexidade, optou-se por apenas um filtro sintonizado na frequência central, fixa em ω_{mf} , embora sua eficácia seja menor. O filtro *notch* é ajustado de acordo com a frequência de operação no modo alta frequência, como já apresentado no capítulo Capítulo 4. Já no modo de baixa frequência, já que se deseja compensar a ondulação em 2ω , o *notch* é mantido fixo numa frequência um pouco menor que $2F_{lim} = 42$ Hz, mais especificamente, em 36 Hz, de forma que sua atenuação seja cada vez menor à medida que a frequência de operação diminui e uma maior compensação da ondulação seja alcançada.

As mesmas especificações teóricas do sistema de controle de alta frequência, repetidas na coluna à esquerda da Tabela 6.2, são empregadas no projeto do controlador soma. Como deseja-se obter um controlador de primeira ordem, desconsidera-se a dinâmica dos filtros no projeto, restando apenas a dinâmica integradora da planta, como também assumido no Capítulo 5. Os polinômios obtidos, portanto, também são os mesmos apresentados em (5.67). Quando os filtros são considerados, os polos de malha fechada do sistema, que, de acordo com as especificações, deveriam ser $0,981 \pm j0,011$, se deslocam minimamente para $0,979 + j0,010$. O diagrama de Nyquist da função de transferência de malha aberta é apresentado na Figura 6.7. As margens do sistema obtidas são sumarizadas na coluna à direita da Tabela 6.2. Os valores resultantes indicam robustez a variações paramétricas. As respostas a degraus de referência e perturbação foram testadas, mas as formas de onda são similares às apresentadas na Figura 5.6, não justificando apresentá-las.

6.3.4.2 Controladores das componentes diferença

O controle das componentes diferença é realizado em eixos $dq0$. A Seção 4.3.4.1 mostrou, teoricamente, que o desacoplamento de planta discreta em eixos síncronos é mais complexo que no caso contínuo, mas que pode ser aproximado por este quando a frequência de amostragem é suficientemente alta. Os resultados de teóricos e experimentais apresentados na Seção 4.3.5.1 indicam que, embora o desacoplamento não fosse perfeito,

Tabela 6.2 – Especificações e margens obtidas para o controlador da componente soma das energias.

Especificações		Margens	
ω_n	$2\pi 3,5$ rad/s	Ganho	11,3
ζ	0,85	Fase	$56,4^\circ$
N_d	-	Atraso	$27,7T_w$
λ	0	Estabilidade	0,78

as respostas obtidas eram melhores com o emprego do desacoplamento aproximado. Não necessariamente este é o caso para o controle de energias, já que a frequência de amostragem é menor e há as dinâmicas dos filtros e das malhas de corrente que também seriam desconsideradas no desacoplamento. A estratégia de projeto empregada neste caso é similar às utilizadas para as correntes e componentes soma das energias. Um modelo simplificado da planta é inicialmente empregado para se projetar um controlador de baixa ordem. Em seguida, as dinâmicas adicionais dos filtros, da malha de controle das correntes, acoplamentos e desacoplamentos são consideradas e a resposta do sistema é avaliada.

A Figura 6.8 apresenta o diagrama de blocos equivalente do controle das componentes d e q das componentes diferença das energias. Todas as variáveis apresentadas são complexas, como definido em (6.20). Considera-se que a tensão do barramento CC é constante, de forma que esta não é mais uma perturbação. O bloco G_{ed} representa a função de transferência da ação de controle p_r^* para a saída e_r , e contempla as dinâmicas do mecanismo de transferência de potência em média frequência, do atraso referente ao cálculo da ação de controle, e do armazenamento de energia pelos capacitores. Estas dinâmicas são inicialmente definidas com período de amostragem referente ao sistema de controle das correntes, T_s .

$$G'_{ed}(z) = G_{pmf}(z) \frac{T_s z^{-1}}{1 - z^{-1}} z^{-d_c} \quad (6.46)$$

Os controladores de energia são calculados com um período de amostragem $T_w = M_w T_s$, com $M_w = 10$, o que torna possível a execução de todos os algoritmos de controle pelo processador empregado no protótipo. Todas as funções são executadas dentro de uma mesma interrupção, que ocorre com período T_s . O código referente ao controle das componentes diferença das energias é dividido e executado em cinco interrupções consecutivas. As novas referências das amplitudes das correntes de circulação são atualizadas

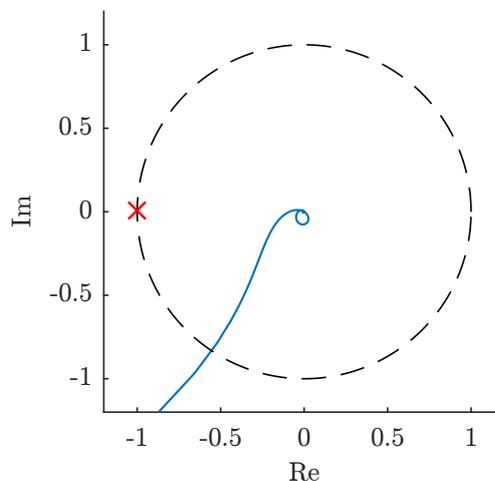


Figura 6.7 – Diagrama de Nyquist da função de transferência de malha aberta do sistema de controle das componentes soma das energias.

amostragem T_w resultante vale

$$F_{\text{adr}}(z) = \frac{0,0072 + 0,2905e^{j\omega T_w} z^{-1} + 0,1097e^{2j\omega T_w} z^{-2}}{1 - 0,8772e^{j\omega T_w} z^{-1} + 0,2846e^{2j\omega T_w} z^{-2}}. \quad (6.50)$$

Os coeficientes de (6.49) foram usados em (6.29), da qual se obteve $F_{\text{adr,cc}}$. O filtro F_{id} contém apenas um polo simples na frequência de 30 Hz, enquanto o filtro da referência F_r contém um polo simples em 2 Hz.

O projeto do controlador é realizado por alocação de polos, considerando-se apenas a dinâmica integradora da planta. As dinâmicas adicionais são posteriormente adicionadas e a resposta do sistema é avaliada. A frequência dos polos de malha fechada tem um limite superior definido pela perda de fase do filtro F_{adr} , por outro lado, o acoplamento entre os eixos torna-se cada vez mais influente na resposta do sistema e na estabilidade quanto menor for a banda passante. Após algumas iterações, definiu-se a frequência teórica dos polos de malha fechada como $2\pi 20$ rad/s e um amortecimento de 0,85. Os polinômios encontrados são

$$R = 1 - z^{-1} \quad (6.51)$$

$$S = 238,7 - 223,4z^{-1} \quad (6.52)$$

$$T = 15,27 \quad (6.53)$$

$$D = 1 - z^{-1}. \quad (6.54)$$

A otimização do polinômio D não foi utilizada, pois a dinâmica deste caminho já é moldada pelo filtro F_{id} . Mesmo na frequência de 0 Hz, as reais posições dos polos estarão afastados dos valores teóricos devido à dinâmica do filtro F_{adr} e do mecanismo de transferência de potência. Contudo, à medida que a frequência de operação aumenta, o maior acoplamento entre os eixos afeta muito mais a dinâmica do sistema.

A Figura 6.9 apresenta a resposta teórica do sistema para um degrau de 50 J na referência e_{rd}^* no instante $t = 0$ e outro de amplitude de 15 A na perturbação i_{rd} aproximadamente no instante $t = 0,4$ s. Três valores diferentes de capacitância correspondentes ao valor nominal e a variações de 20% para cima e para baixo são considerados. Os sinais

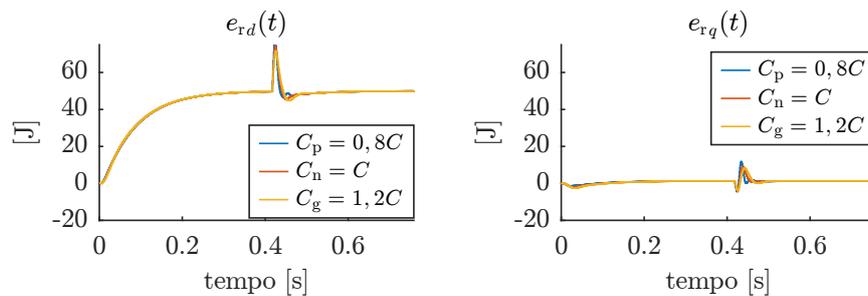


Figura 6.9 – Resposta do sistema de controle das componentes diferença a um degrau de 50 J em e_{rd}^* em $t = 0$ s e a um degrau de 15 A em i_{rd} em $t = 0,4$ s. O sistema opera em 10 Hz e nenhuma estratégia de desacoplamento foi empregada.

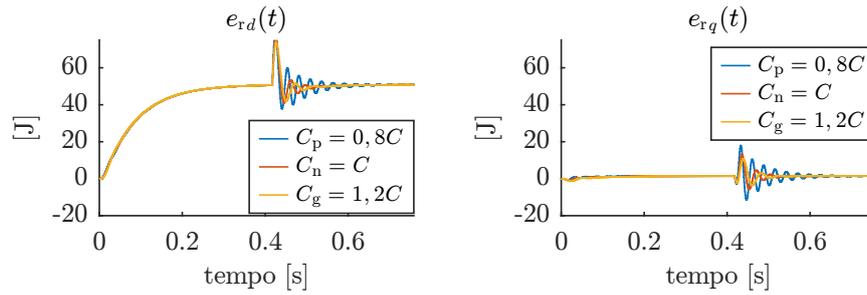


Figura 6.10 – Resposta do sistema de controle das componentes diferença a um degrau de 50 J em e_{rd}^* e a um degrau de 15 A em i_{rd} . O sistema opera em 22 Hz e nenhuma estratégia de desacoplamento foi empregada.

foram obtidos para uma operação a $\omega = 2\pi 10$ rad/s. As respostas são amortecidas em todos os casos. Há um pequeno erro de regime permanente em ambos os eixos, ocasionado pela aproximação no cálculo de $F_{adr,cc}$. O acoplamento entre os eixos resulta num transitório rápido em e_{rq}^* quando o degrau da perturbação acontece. Nenhuma estratégia de desacoplamento foi empregada.

A estratégia de desacoplamento convencional pode ser obtida na representação complexa com $W = -j\omega$. A Figura 6.10 apresenta as formas de onda obtidas para as mesmas entradas do caso anterior, mas quando a estratégia de desacoplamento convencional é empregada. A resposta é muito mais oscilatória, indicando menores margens de estabilidade do sistema. As dinâmicas adicionais não consideradas na estratégia de desacoplamento, que é desenvolvida sob a consideração da planta sendo puramente integradora e contínua, mesmo sendo rápidas, influenciam sobremaneira na dinâmica do sistema, tornando a resposta pior do que no caso quando nenhum desacoplamento é empregado.

O lugar dos polos de malha fechada do sistema (empregando a representação complexa) para uma variação na frequência de operação entre seu valor mínimo, 0 Hz, e máximo, 22 Hz, é mostrado na Figura 6.11. Não é empregado desacoplamento e a dinâmica do filtro de referência é desconsiderada, já que não influencia na estabilidade da malha.

O caminho dos polos dominantes partem da posição $0,8343 \pm j0,0975$, referente à frequência $\omega = 0$. Devido puramente à dinâmica do filtro F_{adr} e da transferência de potência em média frequência, já que não há acoplamento para $\omega = 0$, há uma diferença entre as posições obtidas e os valores teóricos $0,9041 \pm j0,055$, que corresponde a um fator de amortecimento de 0,83, em vez da especificação de 0,85. Na frequência máxima de operação, o polo de menor frequência e menor amortecimento está localizado em $0,979 + j0,0682$, que corresponde a uma frequência de 12,38 rad/s e um baixo fator de amortecimento de 0,26. Contudo, como demonstrado na Figura 6.12, a resposta do sistema ainda é aceitável mesmo quando variações de 20% nas capacitâncias são consideradas. Vale destacar, que além dos capacitores, que envelhecem e têm, em geral, suas capacitâncias diminuídas ao longo do tempo, não são esperadas outras variações paramétricas significativas no conversor.

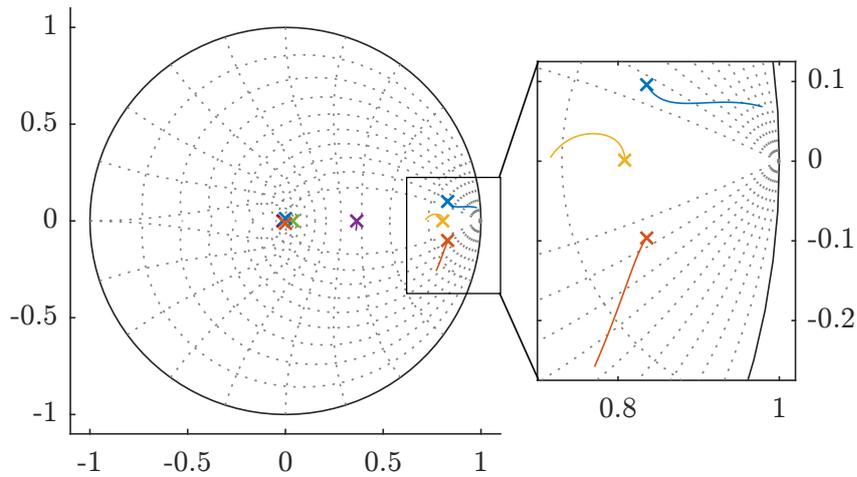


Figura 6.11 – Lugar dos polos do sistema de malha fechada quando a frequência de operação varia entre 0 e 22 Hz. Nenhuma estratégia de desacoplamento é empregada e o valor nominal de capacitância foi considerado.

Observa-se que a resposta obtida para o caso com capacitância menor tem uma resposta mais amortecida que o caso nominal. Avançando o lugar das raízes para frequências mais elevadas, encontra-se que os polo dominante sai do círculo unitário na frequência de 31 Hz, valor 41% maior que a máxima frequência prevista. A operação com frequências negativas resulta no mesmo gráfico apresentado na Figura 6.11, mas espelhado com relação ao eixo real.

O controle da componente de eixo zero, por ser totalmente, em teoria, desacoplado dos outros eixos, é mais simples. O controlador RSTD foi projetado de acordo com as especificações mostradas na coluna da esquerda da Tabela 6.3. Assim como nos outros casos, o controlador foi projetado considerando-se apenas a dinâmica integradora da planta. As margens obtidas são apresentadas na coluna da direita. Estas foram calculadas considerando-se as dinâmicas do filtro \mathbf{F}_{ad} , que para esta componente tem dois polos complexos em $2\pi 100$ rad/s e amortecimento 0,72, e a dinâmica do mecanismo de transferência de energia

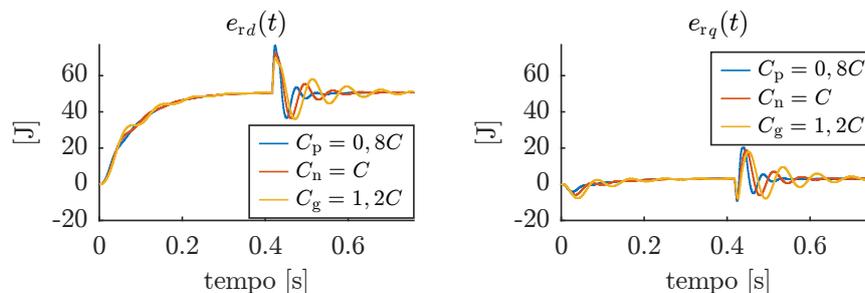


Figura 6.12 – Resposta do sistema de controle das componentes diferença a um degrau de 50 J em e_{rd}^* e a um degrau de 15 A em i_{rd} . O sistema opera em 22 Hz e nenhuma estratégia de desacoplamento foi empregada.

Tabela 6.3 – Especificações e margens obtidas para o controlador de eixo zero das componentes diferença das energias.

Especificações		Margens	
ω_n	$2\pi 12$ rad/s	Ganho	3,11
ζ	0,9	Fase	$43,8^\circ$
N_d	-	Atraso	$6,6T_w$
λ	0	Estabilidade	0,58

em média frequência.

6.4 Transição de modos

A maioria dos trabalhos publicados sobre a operação do MMC operando como sistema de acionamento de máquina emprega controladores distintos para a operação em baixa e alta frequência, como no esquema proposto neste trabalho. A mudança de modo de operação é, usualmente, realizada através de uma transição suave e linear que multiplica as referências de corrente do controlador de baixa frequência por $k_m(\omega)$ e as referências do controlador de alta frequência pelo valor complementar, $1 - k_m(\omega)$, e as soma, formando uma referência única [137]. O ganho $k_m(\omega)$ vale 1 para baixas frequências, 0 para altas frequências e varia linearmente entre estes dois valores dentro de uma faixa de transição. A dificuldade desta abordagem é a necessidade de se analisar a estabilidade do sistema dentro da faixa de transição, o que é complexo, já que existe a atuação dos dois controladores simultaneamente. Neste trabalho, optou-se por uma transição abrupta dos controladores, de forma que as referências de corrente são calculadas por apenas um dos sistemas de controle num dado instante de tempo. Embora a transição seja abrupta, medidas são tomadas para que grandes transitórios não ocorram nas variáveis de controle e, conseqüentemente, nas controladas.

A frequência limite que define a transição entre estes dois modos foi definida em $F_{lim} = 21$ Hz. Uma histerese de ± 1 Hz é empregada para evitar a troca constante de modos quando o conversor opera em torno desta frequência. A estrutura do sistema de controle das componentes soma é sempre o mesmo, independente do modo de operação, como já descrito na Seção 6.3.4.1. A única mudança entre os modos, como já discutido, é que no modo de operação de alta frequência o filtro *notch* é sempre sintonizado em 2ω , de forma que a ondulação principal de energia é rejeitada pelo sistema de controle e não aparece nas referências de corrente. Para frequências abaixo de $0,9 \cdot 2 \cdot 2\pi F_{lim}$, o *notch* do filtro é mantido fixo nesta frequência, de modo que o controlador possa rejeitar a ondulação em 2ω para frequências mais baixas.

Os controladores das componentes diferença, por outro lado, são diferentes para cada modo de operação. As referências das correntes de circulação alternadas finais são

obtidas de um controlador ou de outro, dependendo do modo de operação. Para se evitar transitórios de grande amplitude na transição, ambos os controladores permanecem sendo calculados, independentemente do modo de operação. Contudo, as entradas referentes as ações de controle saturadas (\mathbf{p}_r no diagrama da Figura 6.1, e os elementos correspondentes às componentes diferença em \mathbf{p}_t na Figura 5.2) são zeradas quando o outro modo de operação está ativo. Isto evita que as ações de controle possuam um valor alto quando ocorre a transição devido à integração do erro que não está sendo compensado.

6.5 Maximização da tensão de modo comum

Embora a tensão de modo comum quadrada, em conjunto com correntes de circulação de mesma forma, teoricamente possa reduzir a amplitude das correntes de média frequência pela metade, as tensões impulsivas necessárias para fazer as correntes de circulação mudarem de valor rapidamente podem resultar em saturação dos sinais moduladores, ocasionando distorções nas correntes de circulação e das portas. Assim, torna-se necessário operar o conversor com certa margem em M_b para que haja garantias de que será possível sintetizar as correntes necessárias mesmo em eventos dinâmicos mais rápidos. Considerando que as tensões nas portas são impostas pela aplicação, resta diminuir a tensão de modo comum. Isto, no entanto, resulta em perdas mais elevadas, já que para transferir uma mesma potência será necessária uma corrente de circulação de média frequência de maior amplitude. Esta seção apresenta uma nova modulação descontínua que permite a geração da máxima tensão de modo comum em cada ciclo de comutação, ainda garantindo que apenas um braço estará saturado – desde que a tensão a ser imposta nas portas já não seja suficiente para saturar algum dos braços. A existência de saturação em apenas um braço garante que sempre existirão outros cinco graus de liberdade capazes de controlar independentemente as cinco correntes do conversor.

Sejam $v_{bdp,k}^*$ e $v_{bdn,k}^*$ as referências das tensões a serem geradas pelos braços positivos e negativos, respectivamente, calculadas a partir de $v_{bd,k}^*$ e $v_{bs,k}^*$, ou seja, sem adição de qualquer tensão de modo comum. Uma vez que esta é adicionada, as referências das tensões dos braços passam a ser

$$v_{bp,k}^* = v_{bdp,k}^* - v_{cm} \quad (6.55)$$

$$v_{bn,k}^* = v_{bdn,k}^* + v_{cm}. \quad (6.56)$$

Destas equações, pode-se avaliar que à medida que v_{cm} aumenta, para $v_{bdp,k}^*$ e $v_{bdn,k}^*$ fixos, ou um braço positivo irá saturar, já que não pode gerar tensão menor que zero, ou um braço negativo saturará, dado que não pode gerar tensão maior que $v_{Cn,k}$. Assim, se é desejado gerar máxima tensão de modo comum com apenas um braço saturado, positivo ou negativo, deve-se fazer

$$v_{cm,max} = \min_{k \in \{a,b,c\}} (v_{Cn,k} - v_{bdn,k}^*, v_{bdp,k}^*). \quad (6.57)$$

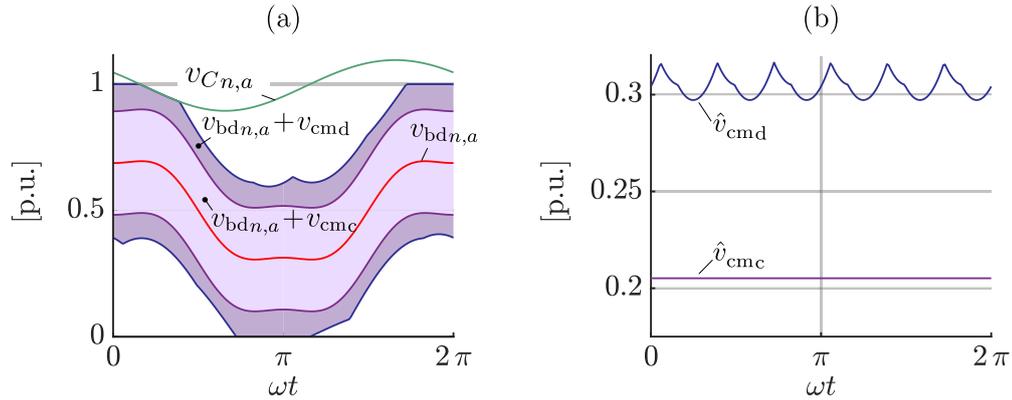


Figura 6.13 – (a) Comparação teórica entre as tensões de braço obtidas com estratégia de modulação convencional e a descontínua proposta. $v_{cm,c}$ é a tensão de modo comum com amplitude constante usada no modo convencional, e $\hat{v}_{cm,c}$ é sua amplitude. $v_{cm,d}$ é a tensão de modo comum obtida com o método proposto, e $\hat{v}_{cm,d}$ é sua amplitude. (b) Comparação entre as amplitudes das tensões de modo comum para os dois métodos.

Similarmente, se deseja-se minimizar a tensão de modo comum garantindo a saturação de apenas um braço, faz-se

$$v_{cm,\min} = \max_{k \in \{a,b,c\}} (-v_{Cp,k} + v_{bdp,k}^*, -v_{bdn,k}^*). \quad (6.58)$$

Alternando a tensão v_{cm} entre os valores $v_{cm,\max}$ e $v_{cm,\min}$ consegue-se gerar uma tensão de modo comum semelhante a uma onda quadrada com máxima amplitude possível e que garante a não saturação de mais de um braço do conversor. Além da minimização das correntes de circulação, o esquema proposto também minimiza as perdas de comutação, uma vez que sempre há um braço gerando tensão mínima ou máxima, e, portanto, sem comutar.

A Figura 6.13 (a) compara teoricamente o envelope da tensão do braço n, a quando a estratégia convencional de geração de tensão de modo comum com amplitude constante apresentada na Figura 6.3 é empregada ($v_{cm,c}$), e o envelope obtido quando a estratégia de maximização é empregada. Em ambos os casos foram utilizados $M = 0,45$, e para o caso convencional $M_b = 0,9$ é empregado. Apenas a componente em ω da ondulação de energia, a de maior amplitude, é considerando cálculo da tensão do capacitor equivalente. Devido à ondulação de tensão no capacitor, o valor real do índice de modulação de braço, definido, para operação em regime permanente, como

$$M_{br} = \max_{t,j,k} \left(\frac{v_{bj,k}(t)}{v_{Cj,k}(t)}, 1 - \frac{v_{bj,k}(t)}{v_{Cj,k}(t)} \right), \quad (6.59)$$

é 0,92 para o caso convencional, um pouco maior que o valor teórico M_b . Na prática, este valor será maior ainda, já que M_b não considera também a queda de tensão sobre os indutores. Já com a modulação descontínua proposta, M_{br} vale 1, mas já que sempre há cinco braços não saturados, a controlabilidade das cinco correntes são sempre garantidas. A equação (6.59) leva em consideração, além da margem entre a máxima tensão gerada

e a disponibilizada pelos capacitores, também quão perto a mínima tensão sintetizadas pelos braços está próxima de zero, valor mínimo capaz de ser gerada.

A Figura 6.13 (b) mostra as tensões de modo comum resultantes de cada método. A amplitude média de v_{cmd} é em média 48,4% maior que no caso convencional. Percebe-se que a amplitude de v_{cmd} não é constante, há um pequena ondulação na frequência 6ω . Para frequências muito baixas, o sistema de controle pode compensar esta ondulação, modulando automaticamente a amplitude das correntes de circulação de média frequência.

A Figura 6.14 apresenta uma possível implementação do esquema proposto. Foi adicionada às entradas dos blocos max e min um sinal triangular $f_{\text{tr}}(t)$ usado para limitar as derivadas de v_{cm} , assim como no esquema convencional na Figura 6.3. $f_{\text{tr}}(t)$ também é usada para sincronizar a transições entre os valores de $v_{\text{cm,max}}$ e $v_{\text{cm,min}}$, de forma que v_{cm} assume o valor da primeira quando $v_{\text{tr}} \geq 0$, e da segunda caso contrário. Também é possível atrasar a referência da tensão de modo comum em d amostras com relação a $f_{\text{cm}}(t)$, permitindo a compensação das dinâmicas das malhas de controle das correntes e o aumento do fator de potência.

A amplitude da tensão de modo comum gerada pode ser aproximadamente calculada a partir dos valores máximo e mínimo, de acordo com

$$\hat{v}_{\text{cm}} = \frac{1}{2} (v_{\text{cm,max}} - v_{\text{cm,min}}) . \quad (6.60)$$

A amplitude \hat{v}_{cm} é empregada no cálculo das amplitudes das correntes de circulação de média frequência no esquema apresentado na Figura 6.1.

6.5.1 Generalização para outras topologias

O uso de correntes de circulação em conjunto com a tensão de modo comum pode ser útil para transferir potência, e reduzir ondulações de tensão, também em conversores MMC CA-CA [131, 241]. A modulação descontínua proposta pode ser empregada neste caso também, bastando, para isso, considerar que os limites das tensões geradas por braços compostos por SMs do tipo *full-bridge* são diferentes.

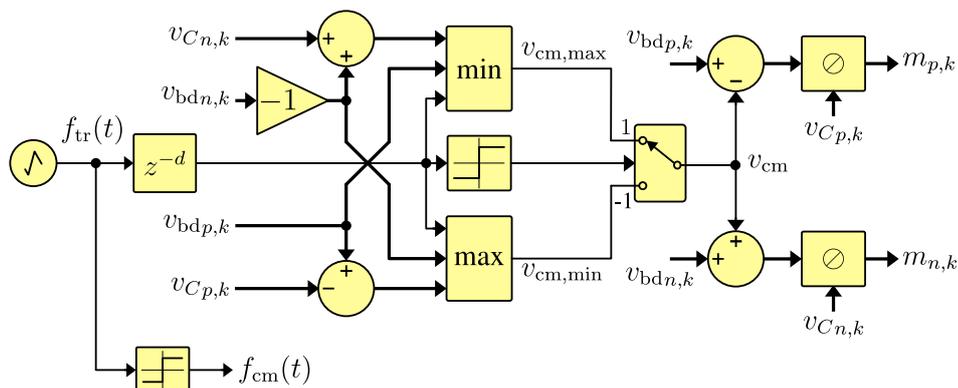


Figura 6.14 – Possível implementação do esquema de modulação descontínua proposto.

A análise a seguir emprega o modelo genérico apresentado na Figura 2.11, permitindo estender a estratégia para um número qualquer de fases em ambas as portas do conversor. Sejam as tensões calculadas pelos sistemas de controle, sem adição da tensão de modo comum, dadas, assim como no conversor CC-CA, por $v_{bdj,k}^*$. No caso genérico, as tensões a serem geradas pelos braços, agora considerando a tensão de modo comum, são dadas por

$$v_{bj,k} = v_{bdj,k}^* - v_{cm}. \quad (6.61)$$

Diferentemente do conversor MMC CC-CA, no qual os sentidos das tensões dos braços negativos são invertidas com relação ao modelo genérico, um aumento da tensão de modo comum diminui as tensões geradas por todos os braços. Sendo o limite superior destas dado pelas tensões de seus capacitores, encontra-se que a máxima tensão de modo comum que causa a saturação de apenas um braço é dada por

$$v_{cm,max} = \min_{j,k} \left(v_{bdj,k}^* + v_{Cj,k} \right). \quad (6.62)$$

O limite inferior da tensão gerada pelo braço j, k passa a ser $-v_{Cj,k}$. Assim, a tensão de modo comum que resulta em apenas um braço gerando a menor tensão possível vale

$$v_{cm,min} = \max_{j,k} \left(v_{bdj,k}^* - v_{Cj,k} \right). \quad (6.63)$$

Alguns trabalhos propõe ainda o uso de tensão de modo comum e correntes de circulação CC para promover o equilíbrio das energias em conversores CA-CA [115]. Neste caso, a técnica proposta ainda pode ser empregada, bastando que se mantenha como referência para a tensão de modo comum um dos sinais $v_{cm,max}$ ou $v_{cm,min}$ sem alternância.

6.6 Resultados

As propostas deste capítulo, excluindo-se a generalização apresentada na Seção 6.5.1, são validadas por meio de resultados experimentais e de simulação.

6.6.1 Resultados experimentais

Os resultados experimentais apresentados nesta seção foram obtidos com o conversor alimentando uma máquina de indução de 7,5 kW, 380 V e três pares de polos. Uma descrição mais detalhada da máquina pode ser obtida em [280]. Um esquema de controle por orientação indireta de campo com *encoder* foi implementado e usado para acionar a máquina com controle de velocidade e limitação de torque. Maiores detalhes podem ser vistos no Capítulo 7. Uma máquina síncrona acoplada mecanicamente à primeira foi utilizada como carga. Os terminais da máquina síncrona foram conectados a um sistema de conversores unidirecionais CA-CC (retificador em ponte de Graetz e conversor *boost*) e CC-CC (conversor *buck*) conectados numa configuração *back-to-back*. O conversor *buck* tem como carga um banco de resistores, que são usados para dissipar a potência absorvida da máquina de indução. O conversor *boost* controla a corrente CC drenada do retificador, e, indiretamente, o torque gerado pela máquina síncrona.

A referência de tensão δ_v foi ajustada em 25% no modo de baixa frequência. A frequência da tensão de modo comum e das correntes de circulação no modo de operação em baixa frequência é de 150 Hz. O atraso teórico ótimo $d = 3$ foi testado em conjunto com outros valores e mostrou-se de fato como sendo o que resulta em menores perdas. A derivada da tensão de modo comum foi limitada em $N_{\text{lsw}} = 0,5$ níveis por período de comutação equivalente, o que resulta numa derivada (considerando apenas valores médios) de aproximadamente $3,5 \text{ V}/\mu\text{s}$.

6.6.1.1 Transitórios

A Figura 6.15 apresenta as formas de onda obtidas durante a aceleração da máquina de indução desde velocidade zero até a nominal, 122 rad/s. Um intervalo de aproxima-

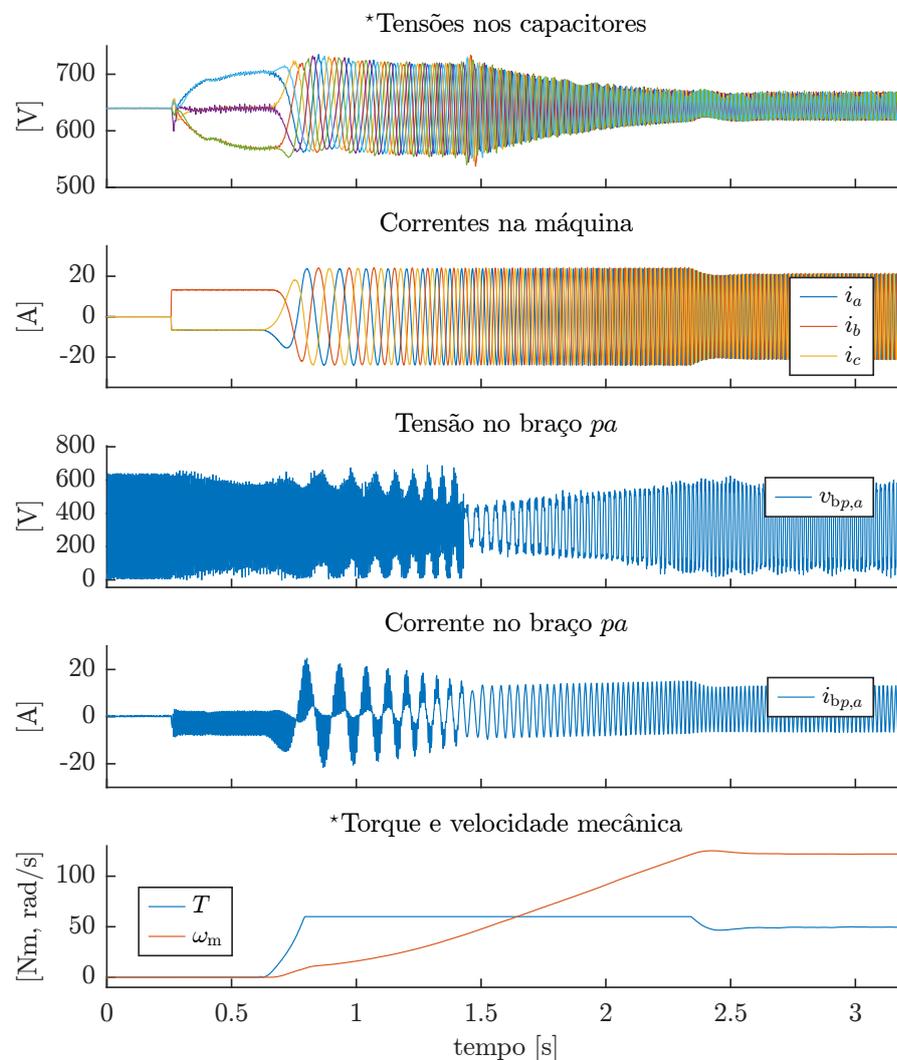


Figura 6.15 – Aceleração da máquina de indução desde zero até a velocidade nominal, 122 rad/s. Variáveis marcadas com * foram obtidas através do próprio sistema de aquisição do conversor.

mente 0,5 s é reservado para a magnetização da máquina, que é controlada pela corrente de

eixo direto. Um valor de 13 A foi utilizado durante todo o processo. A corrente na máquina síncrona é limitada em velocidades muito baixas devido às quedas de tensão em seus enrolamentos e no conversor *boost*, limitando também o torque desenvolvido. A referência de torque é limitada no valor nominal da máquina durante a aceleração. A frequência de transição entre os modos de baixa e alta frequência é atingida em aproximadamente 1,43 s, instante a partir do qual a tensão de modo comum de média frequência não é mais injetada, como pode ser observado na tensão de braço. A amplitude das correntes de circulação de média frequência, que pode ser observada na corrente de braço, diminui à medida que a frequência aumenta e a necessidade de compensação da ondulação de energia diminui. A potência processada em regime permanente é ligeiramente inferior ao valor nominal devido ao torque máximo que pode ser gerado pela máquina síncrona. As tensões dos capacitores mantêm-se bem controladas durante toda a aceleração, e a transição dos modos de operação ocorre de forma suave. O formato da ondulação de tensão dos capacitores varia à medida que a máquina acelera, dentro da faixa de operação de baixa frequência, devido, principalmente, à supressão variável da ondulação em 2ω das componentes soma, que diminui com o aumento da frequência. A corrente de pico de braço atinge o valor de pico de 15,1 A durante a operação em alta frequência, e 24,3 A no modo de operação de baixa frequência, em torno de 61% maior. Isto deve-se ao emprego das correntes de circulação de média frequência. A variável T mostrada corresponde a referência de torque calculada pelo controlador de velocidade.

A Figura 6.16 apresenta as formas de onda obtidas durante a desaceleração da máquina desde a velocidade nominal até zero. O processo é mais rápido, já que desta vez a carga mecânica ajuda na desaceleração. A taxa de variação da frequência no momento da transição de modos é muito maior neste caso, mas ainda assim o transitório ocorre de forma suave. Um filtro de primeira ordem com constante de tempo de 0,25 s é empregado na referência de velocidade para suavizar a resposta do sistema. A interação entre esta dinâmica e a dinâmica da carga resulta nas descidas e subidas do torque observada na figura.

A Figura 6.17 apresenta as formas de onda obtidas quando o sistema opera com frequência elétrica de 23,4 Hz, portanto, no modo de alta frequência, e um degrau de torque é aplicado à máquina. Este degrau resulta num transitório na velocidade, que diminui suficientemente para que o sistema passe a operar, momentaneamente, enquanto não entra novamente em regime permanente, no modo de baixa frequência. As transições de modo ocorrem suavemente e não influenciam as correntes da máquina. Há uma variação considerável de velocidade em relação ao valor de regime permanente, já que este último é baixo.

A Figura 6.18 apresenta os resultados obtidos quando situação inversa à anterior é testada. O sistema opera em regime permanente com frequência elétrica de 20,5 Hz, portanto, no modo de operação de baixa frequência, e torque próximo ao nominal quando

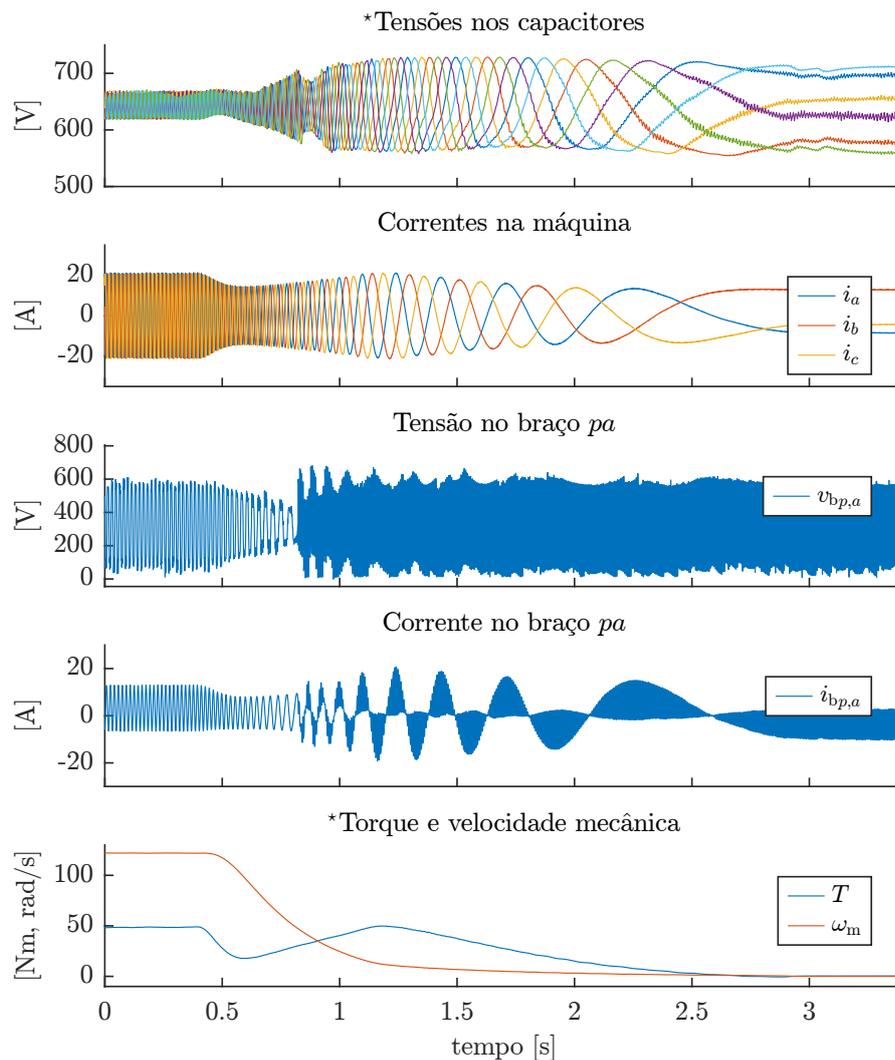


Figura 6.16 – Desaceleração da máquina desde a velocidade nominal até zero. Variáveis marcadas com * foram obtidas através do próprio sistema de aquisição do conversor.

a carga é retirada. O sistema passa a operar momentaneamente no modo de alta frequência, retornando ao modo de baixa frequência quando novamente em regime permanente. Assim como nos outros casos, as transições de modo ocorrem suavemente e não há influência nas correntes da máquina. Embora o conversor opere no modo de baixa frequência, quase não há necessidade de correntes de circulação de média frequência, já que o sistema opera próximo da frequência limite F_{lim} , e a ondulação de tensão é próxima da obtida quando o conversor opera sem compensação da ondulação.

6.6.1.2 Regime permanente e perdas

A Figura 6.19 apresenta as formas de onda obtidas com o conversor alimentando a máquina com uma frequência de 15 Hz, corrente de pico de 24 A e $M_b = 0,9$. As ondulações das tensões dos capacitores são dominadas pela componente fundamental resultante da interação entre a parcela CC de tensão que o braço gera e a corrente de carga, embora a

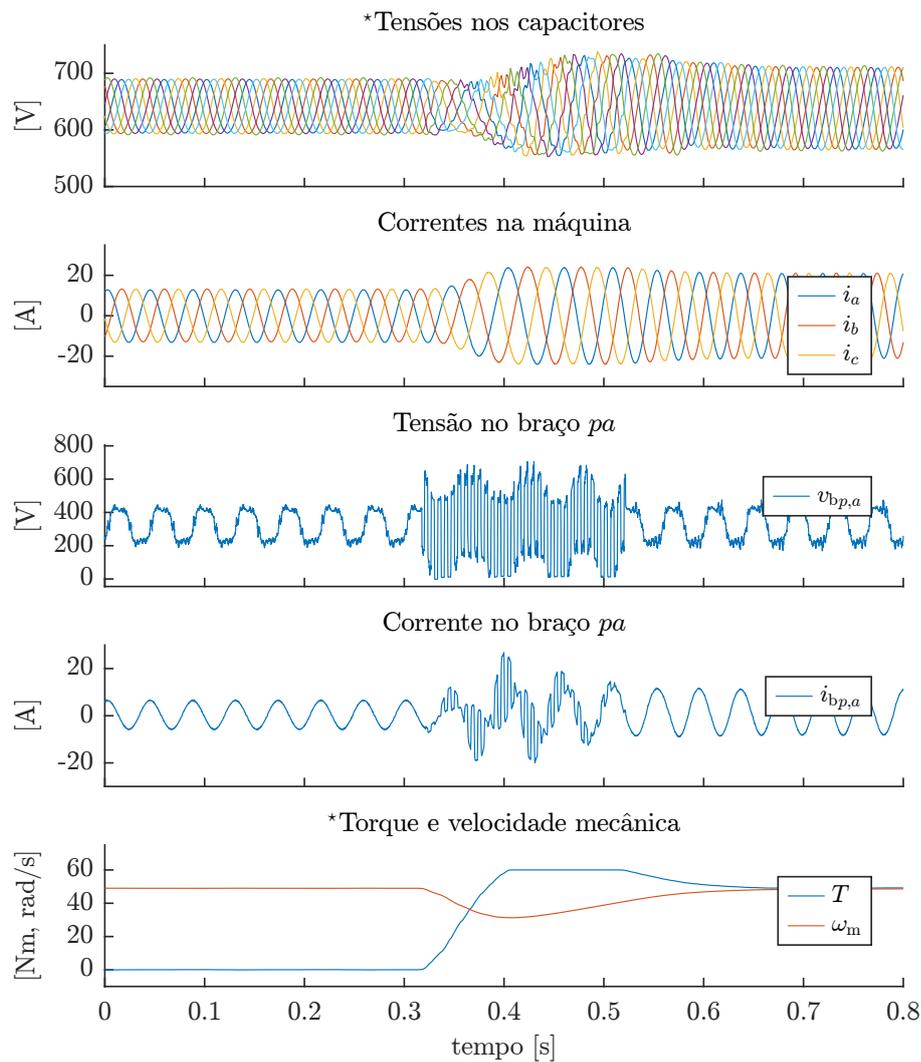


Figura 6.17 – Degrau de carga aplicado quando o sistema opera no modo de alta frequência, mas próximo à frequência de transição. Variáveis marcadas com * foram obtidas através do próprio sistema de aquisição do conversor.

distorção causada pela componente de segunda harmônica, parcialmente compensada pelos controladores das componentes soma, sejam também perceptíveis. Devido às ondulações de tensão dos capacitores e as quedas de tensão sobre os indutores, o índice de modulação real medido vale aproximadamente $M_{br} = 0,96$. A amplitude da tensão de modo comum gerada é de aproximadamente 170 V. O valor de pico da corrente de braço no intervalo mostrado vale 19,7 A, enquanto seu valor eficaz vale 9,72 A.

A Figura 6.20 mostra as formas de onda obtidas com o conversor alimentando a máquina sob as mesmas condições, mas agora empregando a modulação descontínua proposta. As formas de onda das tensões dos capacitores são similares às anteriores, com a diferença que as ondulações de média frequência têm uma amplitude menor. Isto deve-se à menor amplitude das correntes de circulação de média frequência necessária neste esquema. As referências das tensões de braço atingem os valores limites que podem

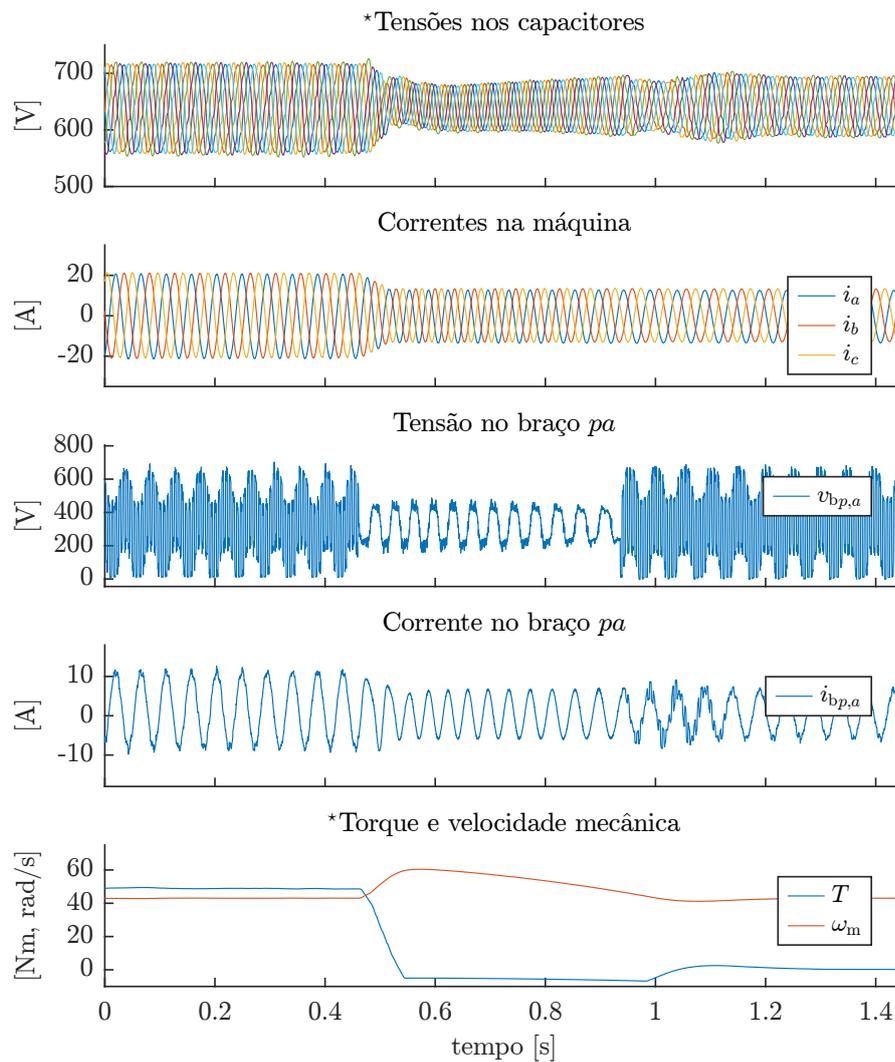


Figura 6.18 – Carga retirada abruptamente quando o sistema opera no modo de baixa frequência, mas próximo à frequência de transição. Variáveis marcadas com * foram obtidas através do próprio sistema de aquisição do conversor.

ser sintetizados, mas sem ultrapassá-los e aproveitando de maneira otimizada a tensão disponível. A amplitude média da tensão de modo comum gerada é de aproximadamente 230 V, 35% maior que no caso anterior. O valor de pico da corrente de braço no intervalo mostrado vale 18,1 A, enquanto seu valor eficaz vale 8,9 A, 8,5% menor que no caso anterior. A tensão de braço $v_{b,p,a}$ apresenta intervalos sem comutação, que correspondem aos instantes nos quais o sinal modulador $m_{p,a}$ permanece grampeado em zero ou um. Contudo, não há influência no controle das correntes.

As Figuras 6.21 e 6.22 apresentam os resultados obtidos quando o sistema opera com frequência elétrica de 5 Hz e corrente de pico de 24 A. A mesma referência de ondulação de tensão de 25% é empregada, mas como agora a frequência da ondulação é menor, uma maior parte da potência pulsada tem que ser compensada via o mecanismo de transferência de potência em média frequência. A maior amplitude da correntes de circulação necessária

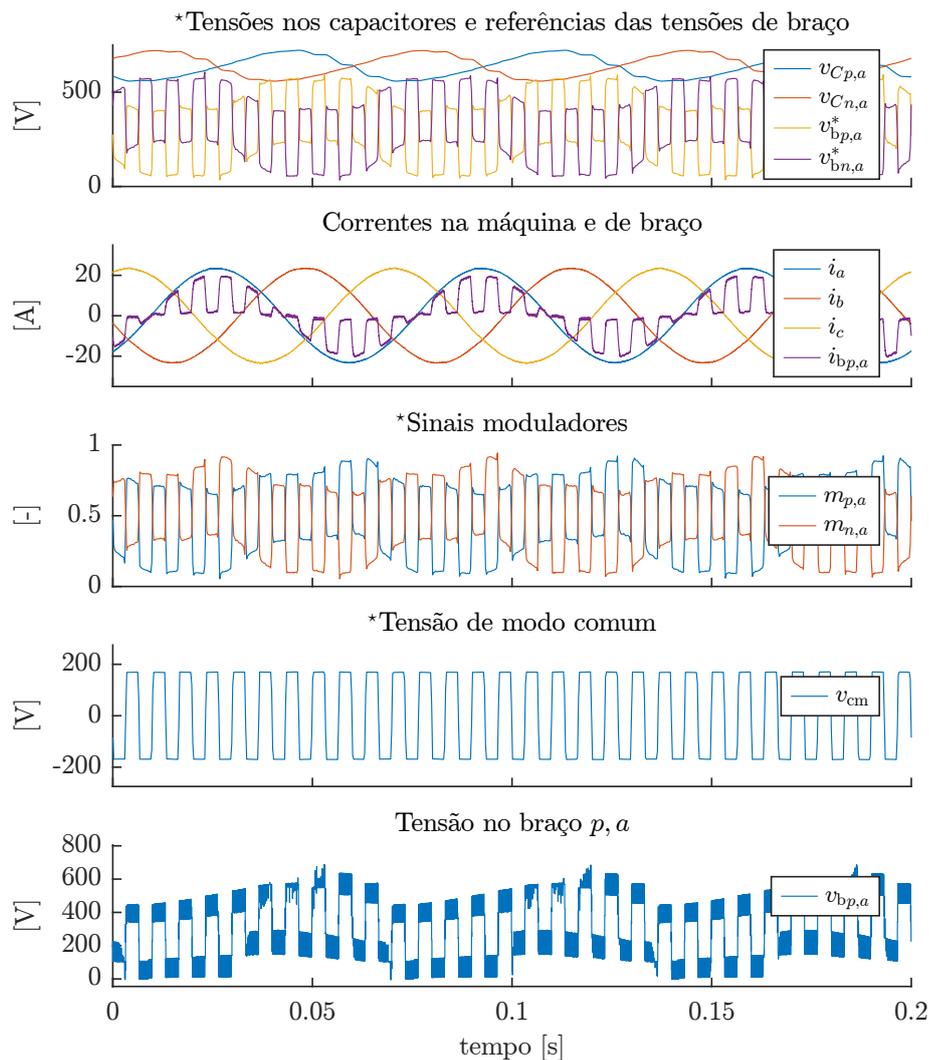


Figura 6.19 – Formas de onda obtidas com o conversor operando com frequência elétrica de 15 Hz, corrente de pico na máquina de 24 A e $M_b = 0,9$. Variáveis marcadas com * foram obtidas através do próprio sistema de aquisição do conversor.

tem um duplo efeito negativo: requer tensões impulsivas maiores e levam os indutores de braço a uma região de operação mais próxima da saturação, tornando o sistema de controle das correntes de circulação menos amortecido, e, conseqüentemente, aumentando os picos dos sinais de controle durante os degraus de referência. Na Figura 6.21, mesmo com índice de modulação baixo $M_b = 0,85$, o valor real medido $M_{br} = 0,98$ é quase unitário. Neste caso, a amplitude da tensão de modo comum é de aproximadamente 190 V, e o valor eficaz das correntes de circulação é 13,2 A. Quando a modulação descontínua é empregada, no caso da 6.22, a amplitude média da tensão de modo comum passa a ser 285 V, 50% maior que no caso anterior, e o valor eficaz da corrente do braço p, a é 10,8 A, 18,2% menor que no caso convencional com $M_b = 0,85$.

As perdas médias por submódulo obtidas para os pontos de operação referentes às frequências de 5, 10, 15 e 20 Hz são apresentadas nas Figura 6.23 e Figura 6.24,

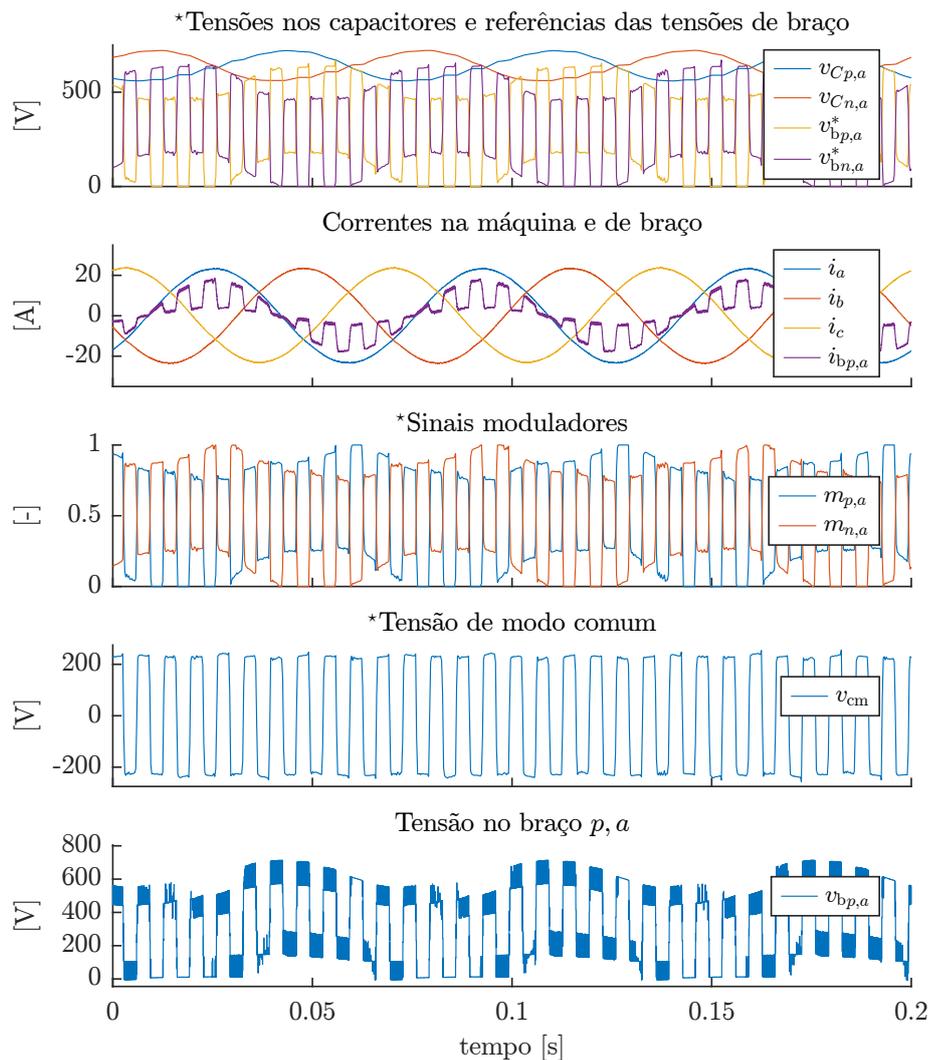


Figura 6.20 – Formas de onda obtidas com o conversor operando com frequência elétrica de 15 Hz, corrente de pico na máquina de 24 A e empregando a modulação descontínua proposta. Variáveis marcadas com * foram obtidas através do próprio sistema de aquisição do conversor.

respectivamente, para correntes de pico de 24 A e 15 A. Para cada ponto de operação foram testados três valores de índice de modulação de braço para o método convencional, $M_b = 0,85$, $M_b = 0,9$ e $M_b = 0,95$, e a modulação descontínua proposta. As perdas foram obtidas através da medição da potência total consumida pelos braços e posterior subtração da potência absorvida pelas fontes auxiliares, previamente medidas. Os valores apresentados correspondem à média de todos os 30 SMs do conversor.

O valores reais medidos de índice de modulação, M_{br} , são apresentados no eixo horizontal. A maior parte dos casos testados na Figura 6.23 resultaram em sobremodulação de pelo menos um braço do conversor. No caso do MMC, a operação em sobremodulação é mais perigosa que em outros conversores fontes de tensão mais simples, como um conversor dois níveis ou um NPC. Nestes últimos, a sobremodulação apenas distorcerá as correntes

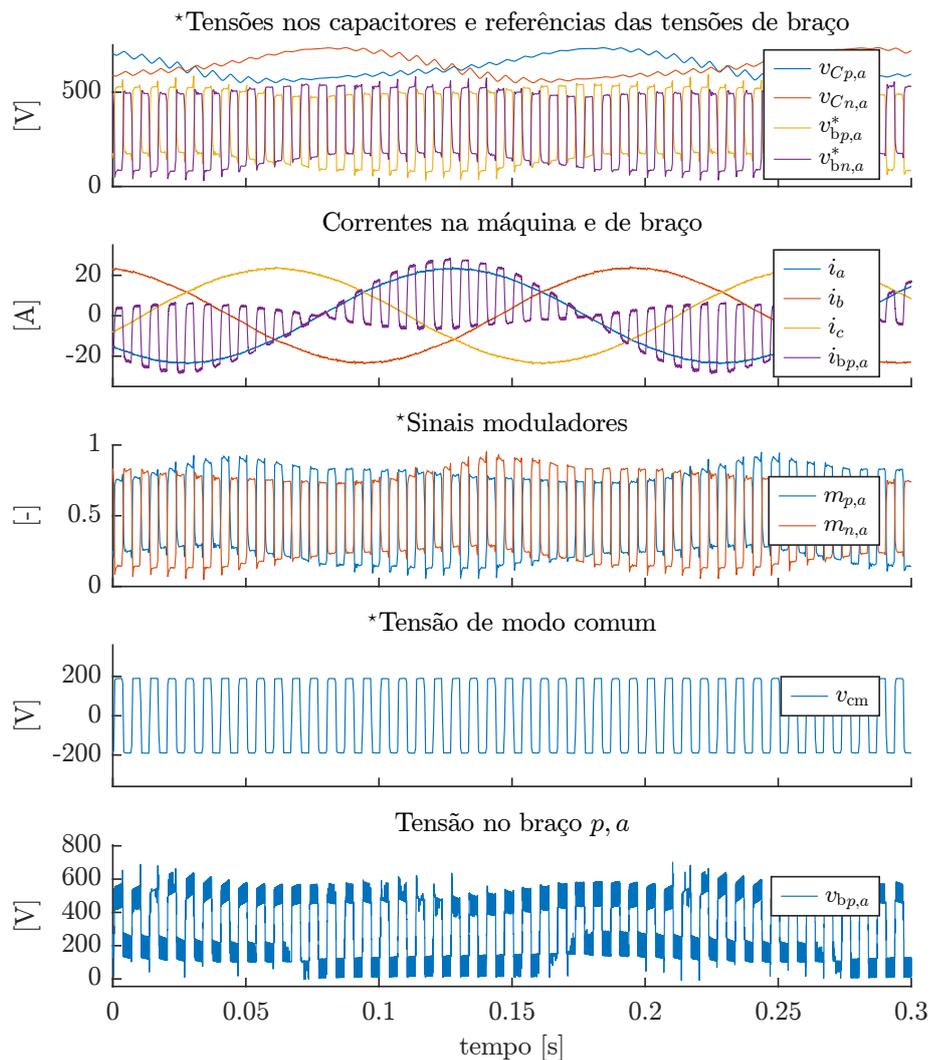


Figura 6.21 – Formas de onda obtidas com o conversor operando com frequência elétrica de 5 Hz, corrente de pico na máquina de 24 A e $M_b = 0,85$. Variáveis marcadas com * foram obtidas através do próprio sistema de aquisição do conversor.

da máquina, e, no caso do NPC, estratégias adicionais de controle da tensão do ponto médio podem ser necessárias, mas ainda é possível o seu controle [281]. No caso do MMC, não apenas as correntes na máquina e na porta CC serão distorcidas, mas também as correntes de circulação, em um nível maior ou menor, dependendo da estratégia de controle empregada. Como componentes de frequências específicas são usadas no controle das tensões dos capacitores, a perda da controlabilidade das correntes de circulação pode resultar no desbalanço das tensões e na subsequente parada do sistema devido à atuação da proteção correspondente. Portanto, é importante que o conversor mantenha-se operando na região linear ou no limite desta, como propõe este trabalho.

No caso relativo à frequência de operação de 5 Hz na Figura 6.23, o único valor de M_b que resulta num índice de modulação real menor que um é $M_b = 0,85$. Ainda assim, a margem resultante é pequena. Para a operação em 10 Hz, o índice de modulação real

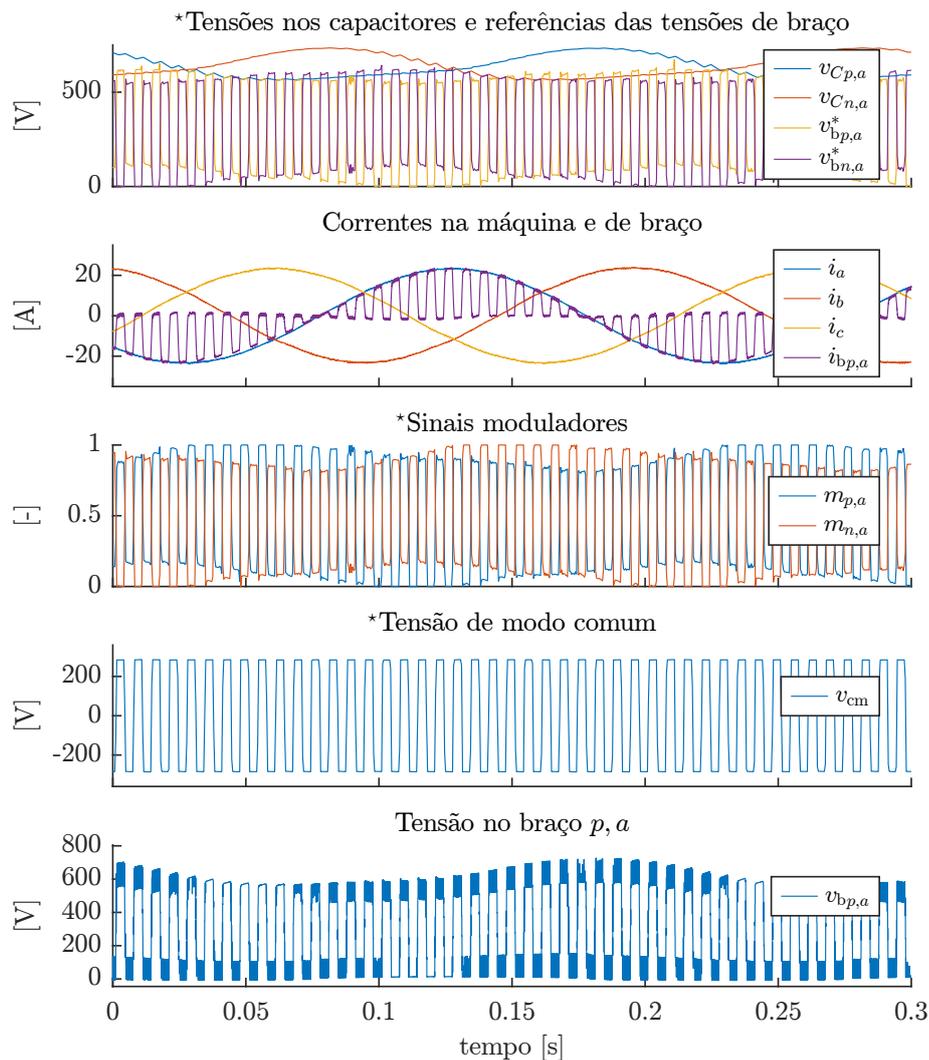


Figura 6.22 – Formas de onda obtidas com o conversor operando com frequência elétrica de 5 Hz, corrente de pico na máquina de 24 A e empregando a modulação descontínua. Variáveis marcadas com * foram obtidas através do próprio sistema de aquisição do conversor.

medido, $M_b = 0,96$, é um bom compromisso entre margem de segurança e perdas. A operação em frequências maiores requer menor compensação das ondulações de energia, e, conseqüentemente, um baixo valor para as amplitudes das correntes de circulação de média frequência, resultando em menor utilização das tensões de braço. A comparação das perdas resultantes da estratégia proposta com as perdas obtidas com o método convencional para $M_b = 0,85$ revela uma diminuição de 27,3%, 25%, e 12,5% para as frequências de 5 Hz, 10 Hz e 15 Hz, respectivamente.

As perdas resultantes da operação com 15 A de pico variam menos com o índice de modulação, principalmente para as frequências de 10 Hz e acima, já que a compensação da ondulação de energia é muito menor. Para as frequências de 15 Hz e 20 Hz, a compensação é praticamente não necessária, e a pequena redução das perdas quando ao modulação

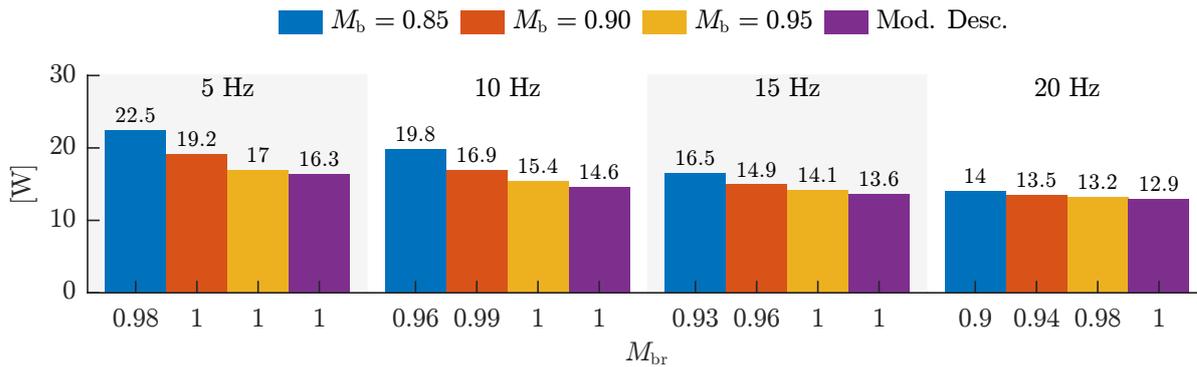


Figura 6.23 – Perdas médias dos submódulos quando o conversor alimenta a máquina com uma corrente de pico de 24 A para diferentes índices de modulação.

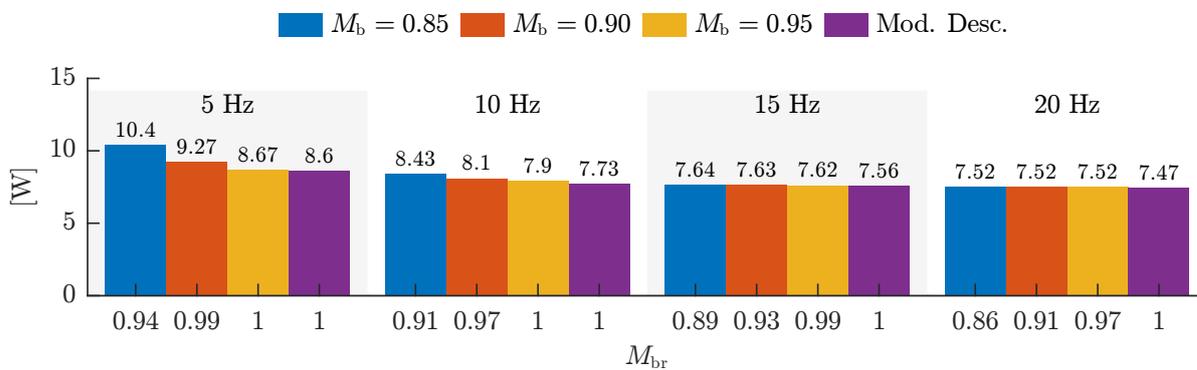


Figura 6.24 – Perdas médias dos submódulos quando o conversor alimenta a máquina com uma corrente de pico de 15 A para diferentes índices de modulação.

descontínua é empregada deve-se mais aos períodos nos quais os interruptores não comutam. Mesmo nestes casos, a modulação proposta é vantajosa porque é capaz de adaptar a amplitude da tensão de modo comum ciclo-a-ciclo, de modo que degraus de tensão nas portas ou nas referências de corrente não levam à sobremodulação, mesmo que momentânea, dos braços.

O protótipo utilizado na obtenção dos resultados experimentais emprega IGBTs de baixa tensão, que, comparados com dispositivos de média tensão, dissipam pouca energia em cada comutação. Assim, espera-se que as reduções de perdas sejam ainda maiores quando a modulação descontínua proposta é aplicada a um sistema de média tensão.

6.6.2 Simulação de um conversor de média tensão

Esta seção apresenta resultados de simulação de um conversor MMC de média tensão com 10 submódulos por braço empregando a estratégia de operação em baixa frequência proposta. Os parâmetros do sistema simulado podem ser vistos na Tabela 6.4. O capacitor do submódulo C_{SM} é escolhido de forma a resultar numa ondulação em torno de 20% na frequência F_{lim} quando operando com corrente máxima, 250 A de pico. A porta CA do conversor é conectada a uma fonte de tensão com relação amplitude/frequência

constante de 6,9 kV/60 Hz, sendo 6,9 kV a tensão eficaz de linha.

A Figura 6.25 apresenta uma comparação entre os resultados da operação com a modulação convencional e a proposta, obtidos com o modelo detalhado apresentado na Seção 3.4.1. O sistema opera com corrente nominal (250 A de pico) e frequência de 15 Hz. A coluna da esquerda apresenta os resultados obtidos com o esquema de modulação convencional, para o qual um índice de modulação de braço $M_b = 0,84$ foi utilizado. Verifica-se, na terceira e na quarta linha, que este índice já é suficientemente alto para que o conversor opere no limiar da saturação. A modulação descontínua proposta resulta numa tensão de modo comum de amplitude variável, mas de valor médio maior. Como resultado, as correntes de média frequência necessárias para transferir a mesma potência é menor.

A Figura 6.26 apresenta uma comparação entre as perdas de condução, comutação e totais do conversor MMC operando com corrente nominal em diferentes frequências e diferentes índices de modulação de braço para a estratégia de modulação convencional e para a descontínua. As perdas são referentes à potência total dissipada nos semicondutores que compõem um submódulo do conversor. Os modelos de perdas foram implementados a partir das curvas das quedas de tensão do IGBT e do diodo, bem como das energias de comutação e recuperação reversa, retiradas da folha de dados do dispositivo FF200R17KE4 do fabricante Infineon Technologies [181].

Como esperado, as perdas diminuem com o aumento da frequência de operação, já que é necessária uma compensação menor da ondulação de energia, e com o aumento de M_b . Comparando-se as perdas totais obtidas na estratégia convencional para $M_b = 0,84$, que resulta num índice de modulação real de 0,96, com as perdas obtidas quando empregando-se a modulação descontínua proposta, verifica-se que esta última permite uma diminuição de 21,4% em 1 Hz, 27,5% em 8 Hz, e 24,3% em 15 Hz.

6.7 Conclusão

Este capítulo apresentou os fundamentos teóricos que permitem a operação do MMC em baixas frequências, primeiramente estudados em [52], os quais baseiam-se na utilização de tensões de modo comum e correntes de circulação de média frequência para trocar energia entre os braços positivos e negativos numa frequência mais elevada, deslocando a ondulação de potência para uma frequência onde a ondulação de tensão resultante é baixa. Uma revisão dos principais trabalhos da literatura foi realizada, verificando-

Tabela 6.4 – Parâmetros do sistema de média tensão simulado.

V_{cc}	L_f	L_b	C_{SM}	F_n	F_{eq}
11,5 kV	4 mH	1 mH	2,7 mF	60 Hz	10 kHz
V_{call}	R_f	R_b	F_{lim}	F_{mf}	N_{lsw}
6,9 kV	0,25	0,17 Ω	30 Hz	150 Hz	0,5

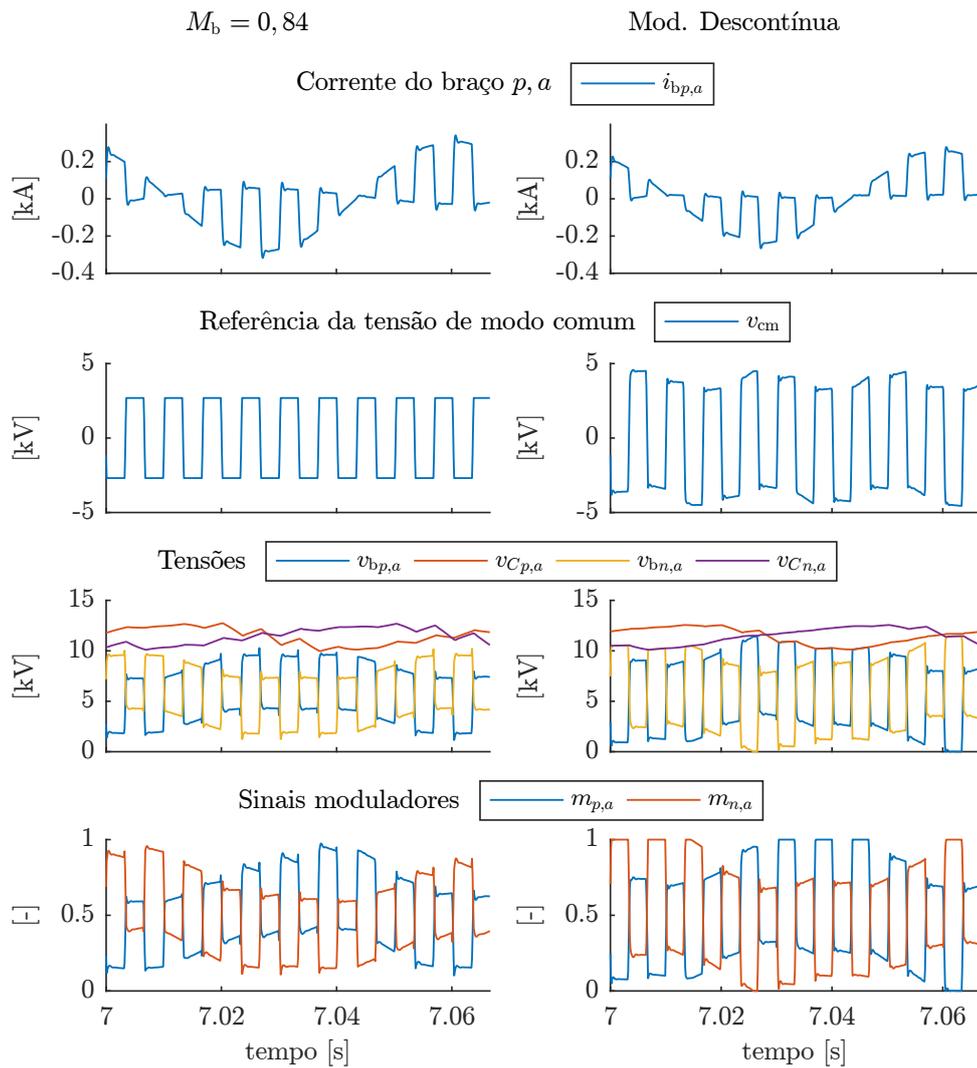


Figura 6.25 – Comparação entre a estratégia de modulação convencional e a descontínua proposta. As formas de onda foram obtidas a partir da simulação de um sistema de média tensão

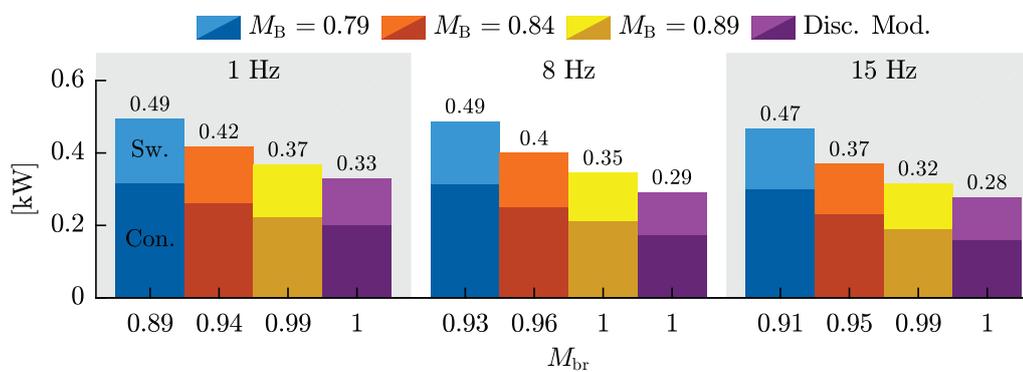


Figura 6.26 – Comparação das perdas obtidas com a modulação convencional e a descontínua proposta.

se que todos (que empregam a topologia do MMC original e operam com tensão do barramento constante) baseiam-se no mesmo princípio de funcionamento mencionado. Como já concluído em outros trabalhos, formas de onda quadradas para a tensão de modo comum e para as correntes de circulação resultam em menos perdas, já que os valores de pico e eficaz das correntes de braço são minimizados para estas formas de onda. Este capítulo propôs uma estrutura de controle e uma estratégia de modulação, bem como ferramentas de análise, que permitem melhorar o desempenho do conversor MMC quando operando em baixa frequência e empregando as formas de onda mencionadas.

O esquema de controle proposto emprega uma estratégia de controle das componentes soma similar à utilizada na operação em alta frequência, com a diferença que as ondulações em 2ω não são filtradas, pois devem também ser atenuadas quando operando em frequências muito baixas. As componentes diferença das energias são controladas em eixos dq , permitindo um controle preciso de suas ondulações, que são as mais significativas. As referências das ondulações, como já proposto em trabalho contemporâneo a este, são calculadas de forma a minimizar as correntes de circulação, mas ainda mantendo as ondulações de tensão dentro de um nível pré-estabelecido. O projeto do controlador é dificultado pelas dinâmicas adicionais inseridas pelo mecanismo de transferência de potência em média frequência e do filtro de realimentação empregado, que evita a contaminação do sinal de controle com componentes de média frequência. A estratégia de desacoplamento em eixos dq derivada no caso contínuo, usualmente empregada em sistemas de controle de corrente, neste caso mostra-se prejudicial.

O emprego de uma forma de onda quadrada para as correntes de circulação torna mais difícil o cálculo da amplitude da tensão de modo comum, que deve ter a maior amplitude possível para minimizar perdas, mas ao mesmo tempo não deve causar a saturação dos braços. As tensões de braço quase impulsivas necessárias para fazer fluir correntes de circulação (quase) quadradas limitam a máxima amplitude da tensão de modo comum que pode ser gerada pelo conversor, contrapondo as vantagens deste tipo de forma de onda. O método convencional empregado na determinação da amplitude da tensão de modo comum de média frequência tem como desvantagem uma resposta lenta, visto que utilizada as amplitudes filtradas das tensões das portas, além da própria necessidade de determinação de um valor de índice de modulação que preveja uma certa margem para transitórios. Este trabalho propôs uma modulação descontínua que otimiza a amplitude da tensão de modo comum, mas ainda garante que não haverá saturação dos braços, mantendo a controlabilidade das correntes do conversor. A modulação proposta ainda minimiza as perdas de comutação e não requer o estabelecimento de um índice de modulação.

Resultados experimentais comprovam o funcionamento das estratégias de controle e modulação descontínua proposta, que reduziu, na operação com frequência de 5 Hz, 27,3% das perdas do conversor. À medida que a frequência aumenta e/ou a corrente de carga

diminui, a necessidade de compensação da ondulação torna-se menor, e as vantagens da modulação diminuem. Resultados obtidos através da simulação de um sistema de média tensão mostram uma redução de até 27,5% nas perdas dos semicondutores do conversor.

Capítulo 7

Protótipo em escala reduzida e sistema *back-to-back* para acionamento de máquina

A verificação das propostas apresentadas neste trabalho são realizadas principalmente através de resultados experimentais. Muito embora os principais nichos de aplicação do MMC atuais sejam em média e alta tensões, a experimentação com o objetivo de pesquisa em novas estratégias de controle e modulação não é vantajosa nestes níveis de tensão. Primeiramente, um protótipo de média tensão é muito caro, tanto com relação ao custo inicial, quanto ao custo de manutenção, principalmente em caso de falha. A infraestrutura necessária para a instalação elétrica e mecânica, subestação, fontes de alimentação e equipamentos de teste também é muito mais custosa em níveis maiores de tensão. O risco à vida dos pesquisadores também é muito maior, o que requer treinamento especial. Além disso, é esperado que a resposta dinâmica de um conversor em escala reduzida seja muito similar à obtida com o conversor real, se especificações adequadas são empregadas. Contudo, espera-se grandes diferenças no que refere-se ao projeto elétrico e térmico, bem como dos dispositivos magnéticos, entre um conversor em escala de baixa tensão e um conversor real de alta potência.

Para que haja uma similaridade mínima entre o protótipo desenvolvido e um conversor para aplicações reais, estabeleceu-se os seguintes requerimentos.

- **N** - O número de células deve ser significativo, de modo a reproduzir possíveis problemas relacionados à modulação e balanceamento das tensões dentro de um braço de um conversor real;
- **Alimentação** - Idealmente, no conversor real, a alimentação dos circuitos auxiliares de um célula deve ser derivada de seu próprio capacitor, evitando a necessidade de fontes auxiliares com isolamento em média/alta tensão. O protótipo em escala também deve seguir este direcionamento;
- **Partida** - A partida do protótipo deve se dar com recursos próprios, sem a necessidade de fontes externas senão a própria alimentação do conversor;
- **Isolação** - Em média tensão, usualmente são utilizadas fibras óticas para isolação dos

sinais transmitidos dentro do conversor, requerendo circuitos adicionais de comunicação. O protótipo em questão deve utilizar o mesmo sistema de comunicação utilizado na aplicação real, de modo a reproduzir os mesmos atrasos e complexidade;

- **Flexibilidade** - Uma das vantagens do MMC é a facilidade de adequação a diferentes níveis de tensão através da modificação do número de células. Os sistemas de controle, modulação e comunicação também devem ser flexíveis ao número de submódulos;
- **Ondulação** - As ondulações de energia armazenada nos capacitores, bem como a ondulação de corrente nos indutores, em valores relativos, devem ser comparáveis com a esperada em um conversor de média tensão, de modo que os possíveis problemas causados por estas também sejam reproduzidos na experimentação em escala.

Dados estes requerimentos e levando-se em consideração o custo do conversor, escolheu-se as especificações apresentadas na Tabela 7.1. As seções a seguir apresentam os principais componentes do sistema de potência, de um submódulo e dos cartões de controle utilizados. O funcionamento do sistema de controle e comunicação em seus vários níveis também é apresentado.

7.1 Estrutura de potência

Além dos submódulos que compõem os braços do MMC e os indutores em série com estes, são necessários dispositivos de potência e sensoriamento adicionais para que um protótipo do conversor possa funcionar adequadamente e com segurança. A Figura 7.1 apresenta o esquemático de potência do protótipo empregado. Cada fase do conversor possui dois braços, cada um composto por 5 submódulos, dois indutores de braço e dois sensores de corrente, cada um medindo a corrente de um braço. Por questões de disponibilidade, o sensor de modelo LA305-S da LEM [282] foi utilizado. Este dispositivo tem uma capacidade nominal de corrente de ± 500 A, valor muito superior aos esperados para este protótipo. Com o propósito de redução do ganho do sensor e obtenção de uma melhor relação sinal/ruído, 10 espiras de cabo foram enrolados em torno do núcleo do sensor. Considerando-se os ganhos do ADC dos circuitos de condicionamento, um fundo de escala de aproximadamente ± 50 A é obtido.

A tensão do barramento CC e as tensões de linha são medidas através de cartões ISOX, fabricado pela WEG e utilizado em seus conversores de média tensão. O funcionamento destes cartões de aquisição é baseado num conversor tensão-frequência de alta precisão. Os pulsos gerados por este circuito, cuja frequência varia linearmente com a

Tabela 7.1 – Especificações do protótipo em escala.

S	V_{call}	V_{cc}	I_{ca}	I_{cc}	V_{CSM}	N
15 kVA	380 V	640 V	22,8 A	23,4 A	128 V	5

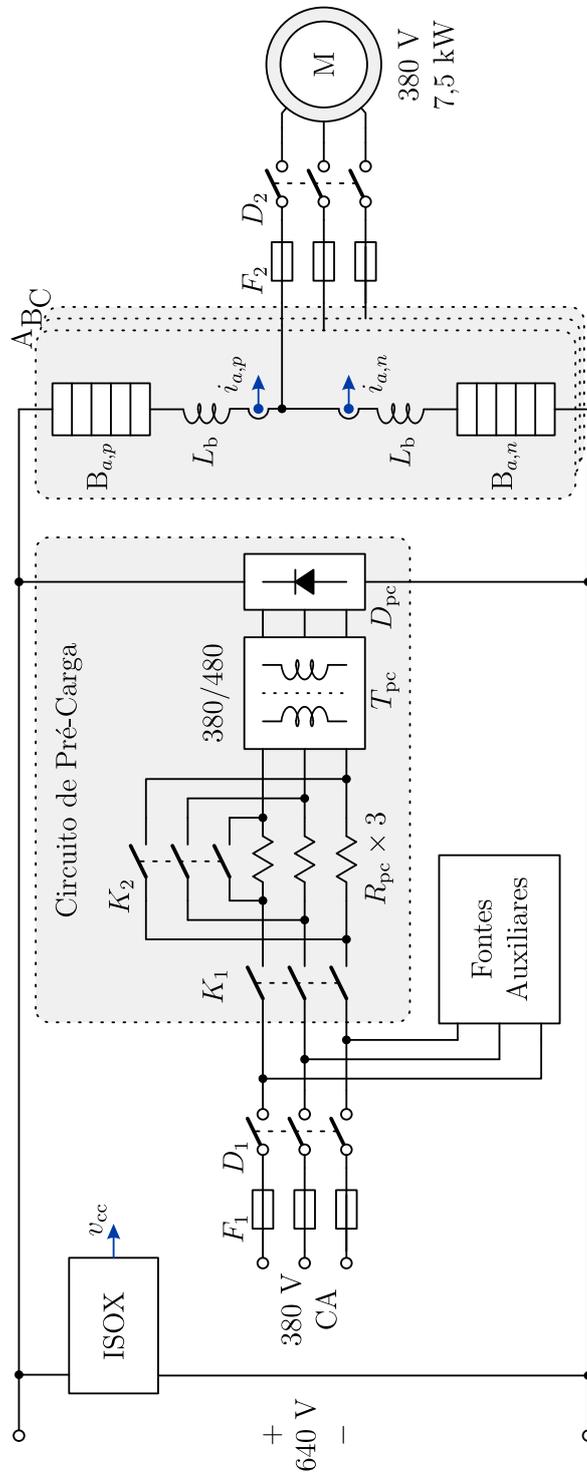


Figura 7.1 – Estrutura de potência do conversor implementado.

tensão medida, é enviada via fibra ótica para o controle central do conversor. O sistema de conversão frequência-tensão implementado no controle central permite obter uma amostra a cada período de amostragem do controle (10800^{-1} s) com uma precisão equivalente de aproximadamente 10 bits.

Além dos sensores, dispositivos de proteção são adicionados à porta CA do conversor. O conjunto de fusíveis F_2 e o disjuntor trifásico D_2 são conectados entre o conversor e a máquina, de modo a manter a integridade dos condutores em caso de falhas catastróficas.

A entrada CC do conversor tem um valor nominal de 640 V, e foi conectada a uma fonte de laboratório nos experimentos em que o conversor foi configurado como inversor nos Capítulos 4, 5 e 6. Numa aplicação comercial, as possibilidades mais prováveis seriam a utilização de um retificador multipulso, formando um sistema de acionamento não-regenerativo, ou um outro conversor MMC, numa configuração *back-to-back*, resultando num sistema com capacidade de regeneração de energia. Há ainda uma entrada de 380 V CA, utilizada para alimentar circuitos auxiliares no inversor, como as fontes auxiliares do sistema de controle e o circuito de pré-carga. Uma discussão mais aprofundada sobre este circuito é apresentada na próxima seção. A entrada de tensão CA também é protegida contra falhas através do conjunto de fusíveis F_1 e do disjuntor D_1 . A Figura 7.2 apresenta uma foto do protótipo utilizado, projetado e montado pela empresa WEG. É possível ver os 30 submódulos, o sistema de controle central e cartões de controle de braço.

Os parâmetros da máquina de indução utilizada nos testes são apresentados na Tabela 7.2. A potência mecânica da máquina é metade da potência aparente do protótipo do MMC, contudo, era a máquina disponível no laboratório com as características mais apropriadas para as experimentações. Uma máquina síncrona foi mecanicamente acoplada



Figura 7.2 – Foto do protótipo utilizado nos testes experimentais.

Tabela 7.2 – Parâmetros da máquina de indução. Adaptado de [280].

P_n	7,5 kW	Potência nominal
V_{call}	380 V	Tensão nominal de linha
F_n	60 Hz	Frequência elétrica nominal
R_s	0,33 Ω	Resistência do estator
L_s	4 mH	Indutância de dispersão do estator
R_r	0,39 Ω	Resistência do rotor
L_r	4,9 mH	Indutância de dispersão do rotor
L_m	55,9 mH	Indutância de magnetização
J	0,06 kg·m ²	Momento de inércia
F_a	N·m·s	Coefficiente de atrito viscoso
N_p	3	Número de pares de polos

à máquina de indução e foi empregada como carga.

Para os testes do funcionamento como retificador descritos no Capítulo 5, a máquina de indução foi desconectada e a porta CA do conversor foi conectada a uma fonte de alimentação trifásica de laboratório ajustada em 380 V. Uma carga eletrônica composta por uma configuração *back-to-back* de um conversor *boost* e um conversor *buck* foi utilizada para drenar uma corrente controlada da saída do MMC. A saída do conversor *buck* foi conectada a um banco de resistores, para onde a energia processada era finalmente direcionada. O conversor *boost* é controlado de forma a regular a corrente em sua entrada. Os testes com dois conversores MMC em conexão *back-to-back* apresentados neste capítulo foram obtidos com a configuração apresentada na Figura 7.1 para o conversor inversor, sendo este alimentado pela porta CC de outro conversor MMC similar, a porta CA deste último conectado a uma fonte de alimentação CA.

7.1.1 Pré-carga dos capacitores

Se pelo menos uma das portas do MMC é conectada a uma fonte de tensão na condição de capacitores completamente descarregados, uma corrente elevada irá fluir através dos braços do conversor, limitada apenas pela impedância dos indutores de braço, capacitores e resistências parasitas. Assim, uma estratégia que possa pré-carregar os capacitores antes da conexão da fonte de alimentação é necessária. No caso de um inversor, este problema é simplificado se o retificador tem a capacidade de variar sua tensão de saída ou de limitar a corrente. No caso de retificadores sem esta capacidade, independentemente do tipo, uma possibilidade é a utilização em resistores para limitação de corrente de *inrush* em série com o sistema na conexão CA do retificador [283]. Uma vez atingida a tensão máxima de pré-carga dos capacitores, um contactor é utilizado para gerar um curto-circuito sobre os resistores e dar procedimento a próxima etapa de inicialização do conversor.

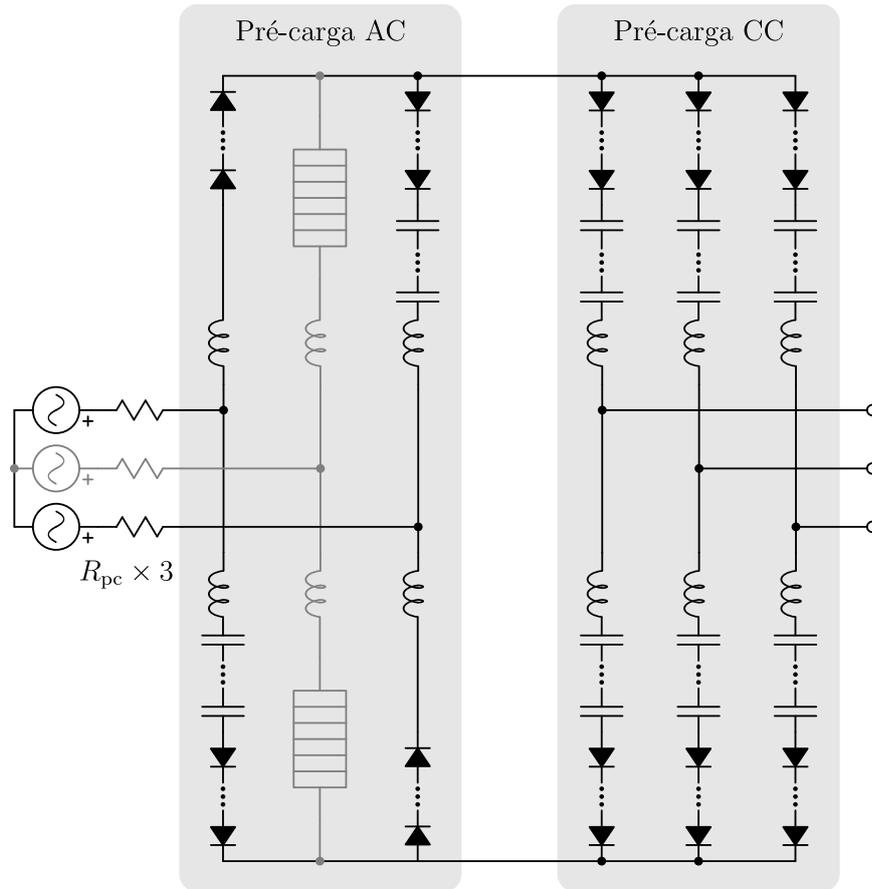


Figura 7.3 – Circuito equivalente de um conversor *back-to-back* MMC durante a pré-carga.

A Figura 7.3 apresenta o circuito equivalente de um sistema composto por dois conversores MMC numa configuração *back-to-back* durante a etapa de pré-carga realizada pelo lado CA do retificador. Considerando-se submódulos do tipo SM-HB com todos os interruptores desligados, verifica-se que do ponto de vista do barramento CC, o retificador comporta-se como uma ponte retificadora de seis pulsos. Além disto, seus braços são carregados, dois a dois, até que a soma das tensões dos capacitores de cada braço seja igual a $\sqrt{3}\hat{V}$. Os capacitores dos braços do inversor, por outro lado, carregam-se apenas até a metade deste valor, já que a pré-carga ocorre pelo barramento CC, e os braços são conectados, dois a dois, em série a este barramento. A utilização de um retificador passivo levaria também a uma tensão final em de cada braço à metade da tensão nominal do barramento CC. Após esta pré-carga inicial, a próxima etapa na inicialização do sistema deve ser levar as tensões até os valores nominais .

A estratégia aqui empregada utiliza uma fonte auxiliar, composta pelo transformador T_{pc} e a ponte retificadora trifásica D_{pc} na Figura 7.1. Esta estratégia, embora mais complexa, evita a utilização de contactores de alta corrente e média tensão, e permite que a mesma estratégia de pré-carga seja utilizada para o inversor e retificador, se existente, já que o valor final da pré-carga de ambos seria o mesmo. Além disso, a inicialização dos dois conversores ocorreria ao mesmo tempo, diminuindo o tempo de partida do sistema de

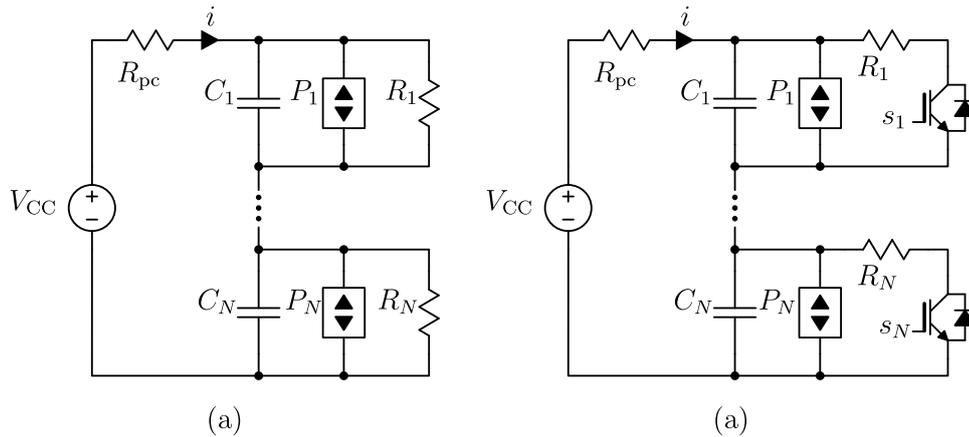


Figura 7.4 – (a) Circuito equivalente durante a pré-carga não controlada, e (b) circuito auxiliar utilizado para balancear as tensões dos submódulos

acionamento. Para o protótipo construído, utilizou-se um transformador com secundário de 480 V, o que resulta numa tensão final em torno de 340 V por braço ao final da etapa de carga inicial. Esta tensão dividida entre o número de submódulos, 68 V, deve ser suficiente para a partida da fonte auxiliar presente em cada SM.

Numa aplicação real em média ou alta tensão, é vantajoso que a alimentação dos circuitos do submódulo seja derivada do próprio capacitor, evitando a necessidade de conversores auxiliares com isolamento galvânica dimensionada para resistir à tensão de operação do MMC. Assim, com o objetivo de aproximar o protótipo em escala do real, adotou-se esta estratégia para alimentação dos circuitos auxiliares dos submódulos. O circuito equivalente de uma fase, durante o intervalo de tempo da pré-carga não controlada, é apresentado na Figura 7.4. As fontes de potência $P_1 \dots P_N$ representam a potência consumida pelas fontes auxiliares, consideradas constantes, enquanto as resistências modelam o resistor de descarga das células. Pode-se mostrar que os autovalores da matriz linearizada do sistema resultante são negativos, portanto, estáveis, se a potência dissipada em cada resistor for maior que a potência P consumida por uma fonte auxiliar [57]. A Figura 7.5 apresenta as medições das potências consumidas por 10 dos submódulos empregados. As fontes auxiliares ligam, em média, a partir de uma tensão de entrada de 64 V e consomem uma potência média de 10,9 W no intervalo entre 64 e 90 V, com uma variação de $\pm 1,6\%$. A partir de 90 V, o consumo das fontes auxiliares aumenta devido às perdas de comutação do conversor e do resistor de partida empregado. Quando as variações das capacitâncias do submódulo e do circuito de partida da fonte auxiliar são consideradas, é necessário dissipar ainda mais potência nos resistores de balanceamento para que seja garantida a convergência das tensões dos capacitores [57]. Embora os resistores possam ser desconectados através de um interruptor de baixa potência uma vez que o processo de pré-carga tenha sido finalizado, é interessante, principalmente na etapa de desenvolvimento, existir a possibilidade de manter os submódulos energizados sem comutação dos interruptores principais. Isto permite

que testes de comunicação possam ser realizados sem o processamento de potência. Para o protótipo em questão, a necessidade de dissipar pelo menos 11 W nos resistores de balanceamento torna a estratégia passiva cara e volumosa. Uma solução ativa baseada no circuito da Figura 7.4 (b) é utilizada.

No esquema proposto, os resistores de descarga são ligados seguindo a seguinte estratégia: sempre que a tensão do capacitor do submódulo n torna-se maior que a média das tensões daquela fase, o interruptor s_n é acionado. O mesmo é desligado assim que a tensão torna-se menor que a média. Isto permite aumentar os valores dos resistores, diminuindo a potência dissipada nestes. Esta estratégia foi implementada no controlador central. Para tanto, as tensões de todos os capacitores que chegam até o cartão de interface de braço são retransmitidas para o controle central. As tensões individuais são transmitidas numa taxa muito mais lenta para não ocupar a banda disponível no link ótico. Isto também limita a frequência de comutação dos interruptores. As dinâmicas envolvidas no processo de balanceamento são lentas, de forma que o atraso da transmissão dos dados não impacta significativamente na estabilidade do sistema.

Após a pré-carga inicial, não controlada, o contactor K_2 deve ser acionado, iniciando a segunda etapa de pré-carga. O objetivo desta é carregar os capacitores até a tensão nominal de operação. Para isto, os interruptores passam a comutar, drenando potência do barramento CC. Assim que K_2 é acionado, os interruptores S_1 de todos os submódulos começam a comutar com razão cíclica d_1 aproximadamente unitária, enquanto os interruptores S_2 recebem pulsos com razão cíclica complementar. d_1 é, então, lentamente diminuída até que as somas das tensões dos capacitores dos braços atinjam o valor nominal de operação. Os algoritmos de controle e modulação passam a definir os estados dos interruptores deste ponto em diante.

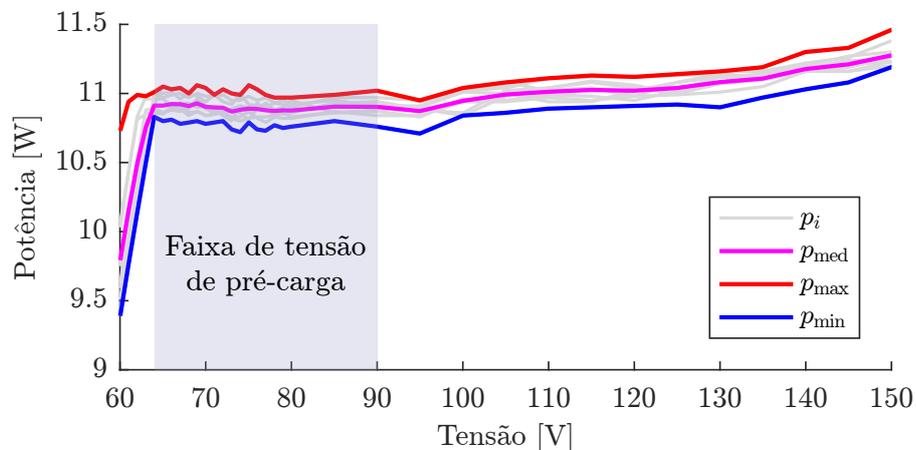


Figura 7.5 – Potências consumidas pelas fontes auxiliares de 10 submódulos.

7.1.2 Submódulo

A Figura 7.6 apresenta o esquemático simplificado de um dos submódulos empregados no protótipo do MMC. Adotou-se um circuito do tipo ponte completa (SM-FB), o que permite o teste de outras topologias, como conversores CA-CA. A definição da topologia empregada é realizada através da conexão dos terminais X , Y e Z ao circuito. Todos os resultados obtidos neste trabalho empregam o SM-HB, portanto, os terminais X e Z foram utilizados. Um módulo de potência trifásico de modelo FS30R06VE3 [284] do fabricante Infineon foi utilizado para realizar o circuito da Figura 7.6. O interruptor S_5 é implementado com o IGBT inferior de uma das fases não empregadas no circuito de potência principal. Os dispositivos do módulo tem como especificação tensão máxima coletor-emissor de 600 V e corrente de coletor contínua máxima de 30 A para uma temperatura na junção de 175°C. Circuitos de *gate driver* isolados com proteção contra dessaturação são empregados com o objetivo de aumentar a imunidade do sistema a faltas durante o desenvolvimento das rotinas de controle do conversor. A dissipação de calor do submódulo é realizada através de uma chapa de alumínio, a qual é preso o módulo de potência e um sensor de temperatura.

Embora as aplicações em média/alta tensão utilize capacitores de filme, sendo a única tecnologia que permite operação com as correntes e tensões envolvidas e a robustez necessária, num protótipo, cuja principal finalidade é comprovar o funcionamento de estratégias de controle, esta tecnologia torna-se inviável por questões de custos e volume. Assim, utiliza-se uma associação de capacitores eletrolíticos que atenda simultaneamente os requisitos de ondulação de tensão e corrente eficaz máxima por dispositivo. No caso, este último parâmetro foi o determinante na escolha do número de capacitores, sendo necessárias cinco unidades de 470 μF com tensão nominal de 400 V. Um capacitor adicional de mesmo valor é utilizado para armazenamento de energia para a fonte auxiliar, sendo conectado através de um diodo ao banco principal de capacitores do SM. Esta configuração permite que o sistema de controle opere durante breve período de tempo adicional mesmo se uma falha catastrófica ocorrer e a tensão nos capacitores principais caírem a zero abruptamente.

O sistema de controle do SM é constituído por dois dispositivos principais, um microcontrolador e um *Complex Programmable Logic Device* (CPLD), responsáveis pela comunicação com o controle de braço, aquisições, proteções e acionamento dos interruptores. Maiores detalhes sobre o funcionamento deste sistema são apresentados na seção seguinte.

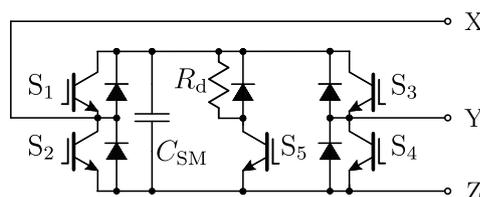


Figura 7.6 – Circuito de potência simplificado de um dos submódulos implementados.

7.2 Controle e comunicação

O sistema de controle do conversor é dividido hierarquicamente em três blocos, como apresentado na Figura 7.7. Esta divisão torna o sistema mais modular, flexibilizando possíveis expansões e modificações futuras. As comunicações entre os blocos é realizada através de fibra ótica plástica, garantindo isolamento galvânico e imunidade a possíveis ruídos conduzidos. Um protocolo serial assíncrono específico para cada par de blocos foi implementado com o objetivo de minimizar os atrasos referentes à comunicação. Os *links* utilizados são do tipo ponto a ponto *full duplex*, requerendo uma quantidade significativa de vias, mas garantindo máximo fluxo de informações entre os blocos e atrasos mínimos. O sistema conta ainda com um esquema de proteção hierárquico distribuído, onde as falhas em cada nível podem desencadear ações locais e/ou disparar uma ação em um nível superior. Uma descrição mais detalhada de cada componente do sistema de controle é realizada a seguir.

7.2.1 Controle Central

O sistema de controle central é implementado numa plataforma já utilizada pela WEG para o controle de seus inversores de média tensão. É composta principalmente por um DSP, um FPGA, transmissores e receptores de fibra ótica e circuitos auxiliares. Uma vez energizado, o DSP é responsável pela inicialização do sistema, composta basicamente pela verificação das comunicações e envio de parâmetros para os cartões de controle de braço. Uma vez autorizada a pré-carga, o DSP é responsável pelo acionamento coordenado dos contactores e pelo monitoramento do estado da carga dos capacitores. Após a inicialização dos sistemas de controle de todos os SMs, o controle central passa a enviar configurações de proteções, tempo-morto e outros parâmetros para o SM, além dos comandos que ligam e desligam os resistores de descarga R_d que mantém as tensões balanceadas. Num estágio

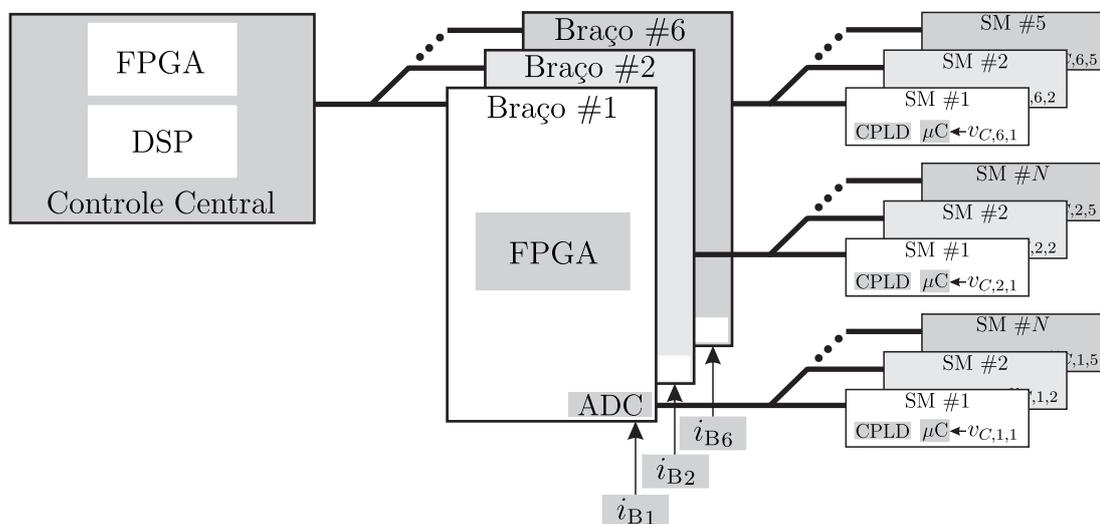


Figura 7.7 – Estrutura do sistema de controle hierárquico do MMC.

posterior de funcionamento, o DSP passa a calcular as malhas de controle das tensões e correntes do conversor e enviar os sinais moduladores para o FPGA. Este envia de volta as aquisições de tensão, corrente e temperatura, e outros pacotes adicionais de monitoração do sistema. O FPGA é responsável pela geração dos sinais de comutação de cada braço e enviá-los para os controladores de braço. Os sinais resultantes são equivalentes às modulações IPD ou APOD, sendo esta uma escolha do usuário. O sistema foi projetado de modo a permitir uma expansão para até 15 submódulos por braço. Há ainda um sistema de sincronismo implementado no FPGA que permite a operação sincronizada das aquisições do controle de braço com o controle central.

7.2.2 Controle de braço

O bloco controlador de braço tem como componente principal um FPGA, responsável principalmente pela interface entre o controle central e os submódulos. Os pacotes com os sinais de comutação enviados pelo controle central em conjunto com as tensões dos capacitores enviados pelos submódulos e o sentido da corrente de braço definem quais submódulos terão os estados dos seus interruptores alterados, sendo estes determinados pela estratégia apresentada na Seção 5.1.1. Para tal, é necessário o conhecimento de quais submódulos possuem tensão máxima e mínima, sendo estes valores atualizados sempre que uma nova aquisição de tensão é recebida dos SMs. Os valores máximo, mínimo e médio das tensões são enviados também para o controle central, para finalidades de controle e monitoração. Outros pacotes referentes ao estado e a temperatura enviados em menor frequência pelos submódulos são colocados numa fila e transmitidos para controle central de acordo com prioridades definidas para cada tipo de pacote, de modo a garantir que as aquisições e outros pacotes importantes sempre cheguem no DSP em tempo. O controlador de braço é responsável ainda por garantir a uma largura de pulso mínima dos sinais de comando dos interruptores dos SMs,, pelo controle do conversor AD que realiza as aquisições de corrente e por um sistema em malha fechada que controla a fase e a frequência destas, sincronizando-as com a frequência de amostragem do controle central ou múltipla desta.

7.2.3 Controle do submódulo

O sistema de controle de um submódulo tem como principais funções o comando dos interruptores e a aquisição da tensão do capacitor. O CPLD é responsável por receber os pacotes vindos do controle de braço, decodificá-los e acionar os interruptores diretamente após a inserção de tempo morto configurável. Além disto, é responsável por detectar erros de comunicação, dessaturação e outros tipos secundários. Os estados dos interruptores são programáveis para cada tipo de erro detectado, permitindo elaborar diferentes estratégias de proteção do sistema. O microcontrolador é responsável pela aquisição da tensão do capacitor, da temperatura e pelo disparo da transmissão dos pacotes para o controlador de

braço de forma assíncrona, numa frequência muito superior a de amostragem do controle central. Proteções locais de sobretensão e sobretemperatura também são realizadas por este dispositivo.

7.3 Operação em *back-to-back*

A operação em *back-to-back* consiste na conexão de dois conversores MMC através de seus barramentos CCs. A porta CA de um deles é conectada à rede (emulada por uma fonte CA), e a porta CA do outro é conectada à máquina de indução. A partida e as proteções dos dois conversores são sincronizadas através de entradas e saídas digitais dos cartões de controle dos dois conversores, de modo que as pré-cargas aconteçam simultaneamente e quando alguma proteção atua em um dos conversores esta seja também propagada para o outro, desativando ambos os sistemas ao mesmo tempo.

A Figura 7.8 apresenta o procedimento de partida do sistema. Até aproximadamente 6,5 s, ocorre a pré-carga não controlada, na qual não há chaveamento dos interruptores

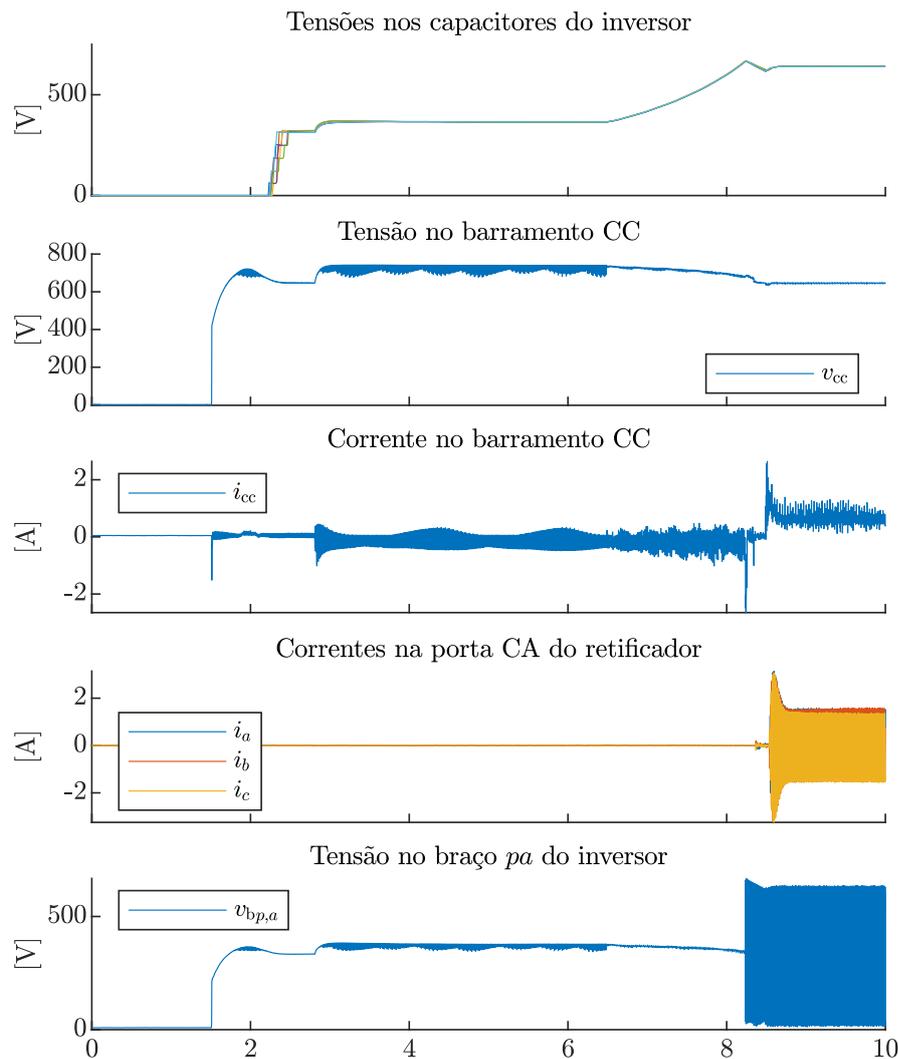


Figura 7.8 – Partida do sistema em *back-to-back*.

dos SMs. Durante este intervalo, o sistema de controle de cada conversor espera que as fontes dos SMs liguem e que os SMs comecem a enviar pacotes de dados. Uma vez que identificou-se que todos os SMs estão ativos, o sistema configura seus registradores e passa ao modo de pré-carga controlada, no qual os interruptores são comandados a comutar com razão cíclica crescente até que a tensão dos capacitores ultrapassem o valor nominal. Uma vez que este ponto foi atingido, as malhas de controle são inicializadas e o sistema passa a operar em malha fechada.

A Figura 7.9 apresenta as curvas obtidas durante a aceleração da máquina desde zero até a velocidade nominal com carga aproximadamente nominal. A corrente de eixo direto da máquina, que controla sua magnetização, é mantida em 13 A durante todo o processo. Embora a tensão do barramento seja regulada em malha aberta pelo retificador, há pouca variação na tensão média deste, mesmo quando a corrente drenada varia entre aproximadamente 0 A e 15 A. As correntes em ambos os conversores permanecem bem controladas e com baixas distorções. A corrente no barramento CC possui uma ondulação ligeiramente maior durante o modo de operação de baixa frequência, principalmente porque pode existir, neste modo, a circulação de uma componente de média frequência necessária para o balanceamento entre as energias armazenadas nos braços positivos e negativos do inversor.

As Figuras 7.10 e 7.11 apresentam a resposta do sistema quando um degrau de torque máximo é aplicado depois que o sistema entra em regime permanente nas frequências de 19 Hz e 60 Hz, respectivamente. Em ambos os casos, as formas de onda referentes ao inversor são muito similares às apresentadas quando o inversor é alimentado diretamente por uma fonte CC. No caso da operação em 19 Hz, quase não há necessidade de compensação de ondulação de energia nos capacitores antes do degrau, o que é evidenciado pela falta de componentes de média frequência nas correntes de braço. Um vez que o degrau foi aplicado, a ondulação nos capacitores tende a aumentar e surge a necessidade de compensação da ondulação.

As Figuras 7.12 e 7.13 apresentam, respectivamente, as respostas obtidas durante a inversão do sentido de rotação da máquina, com carga nominal e sem carga. Em ambos os casos, a corrente no barramento CC torna-se negativa durante um intervalo de tempo, caracterizando a injeção de energia na rede elétrica. A desaceleração da máquina no caso com carga é muito mais rápida, já que o torque da carga também consome energia. O tempo de desaceleração, neste caso, é menor que 0,2 s. Contudo, as tensões dos capacitores do inversor mantêm-se reguladas durante o transitório. O processo de reaceleração da máquina é mais demorado no caso com carga, já que a maior parte do torque disponível é consumida por esta.

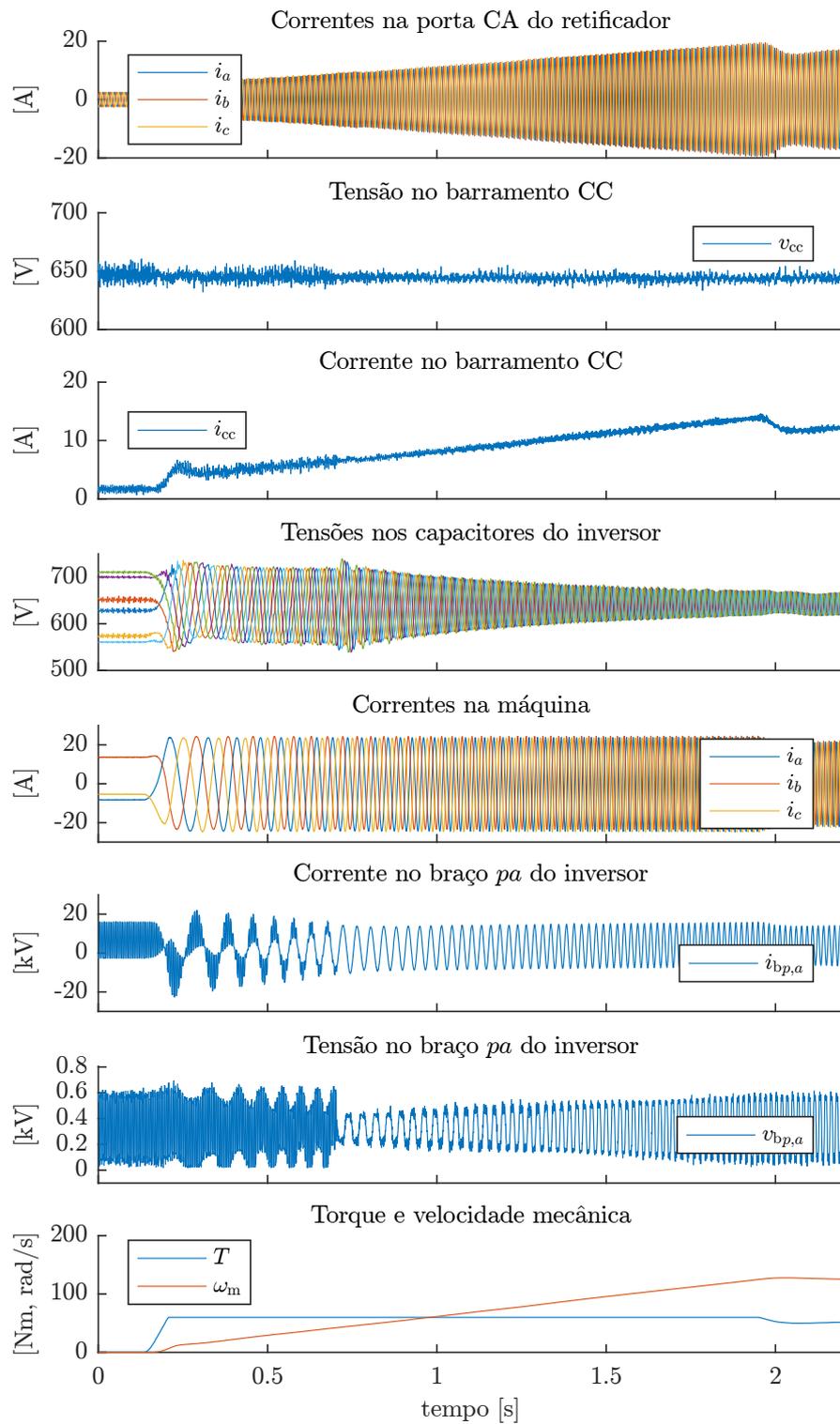


Figura 7.9 – Aceleração da máquina desde zero até velocidade nominal com o sistema *back-to-back*.

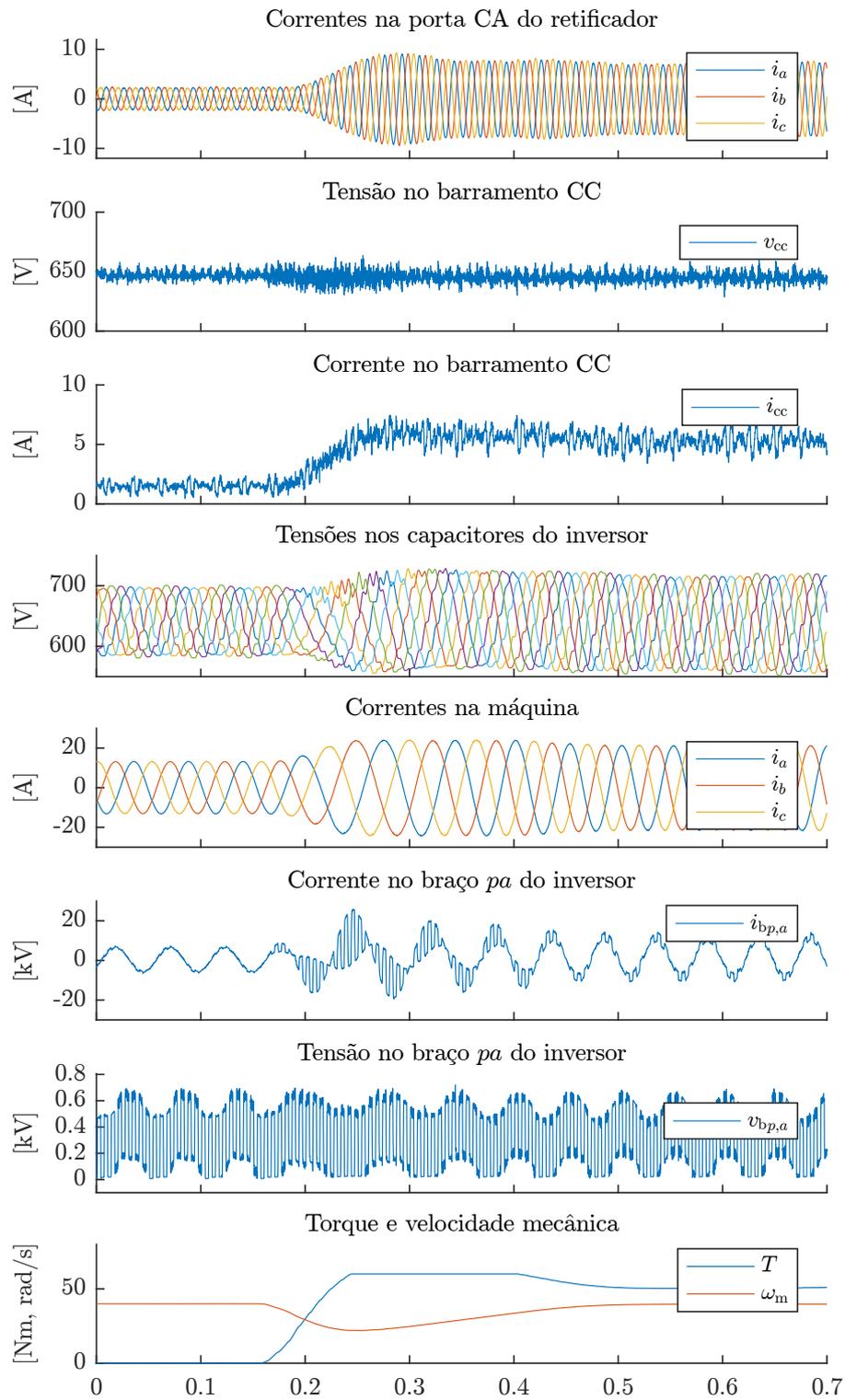


Figura 7.10 – Degrau de torque máximo quando o sistema opera com frequência elétrica de 19 Hz, no modo de operação em baixa frequência.

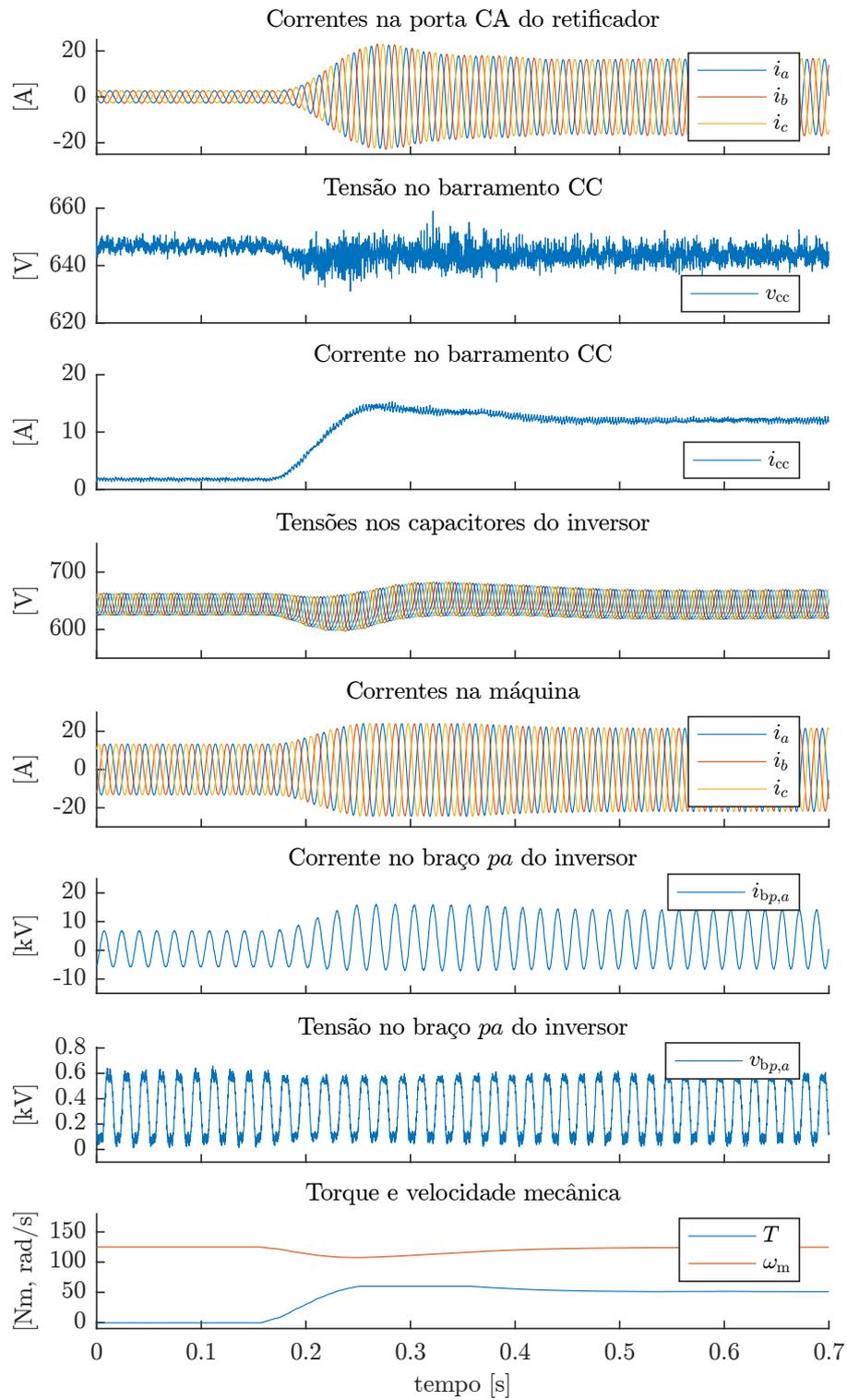


Figura 7.11 – Degrau de torque máximo quando o sistema opera com frequência elétrica de 60 Hz, no modo de operação em alta frequência.

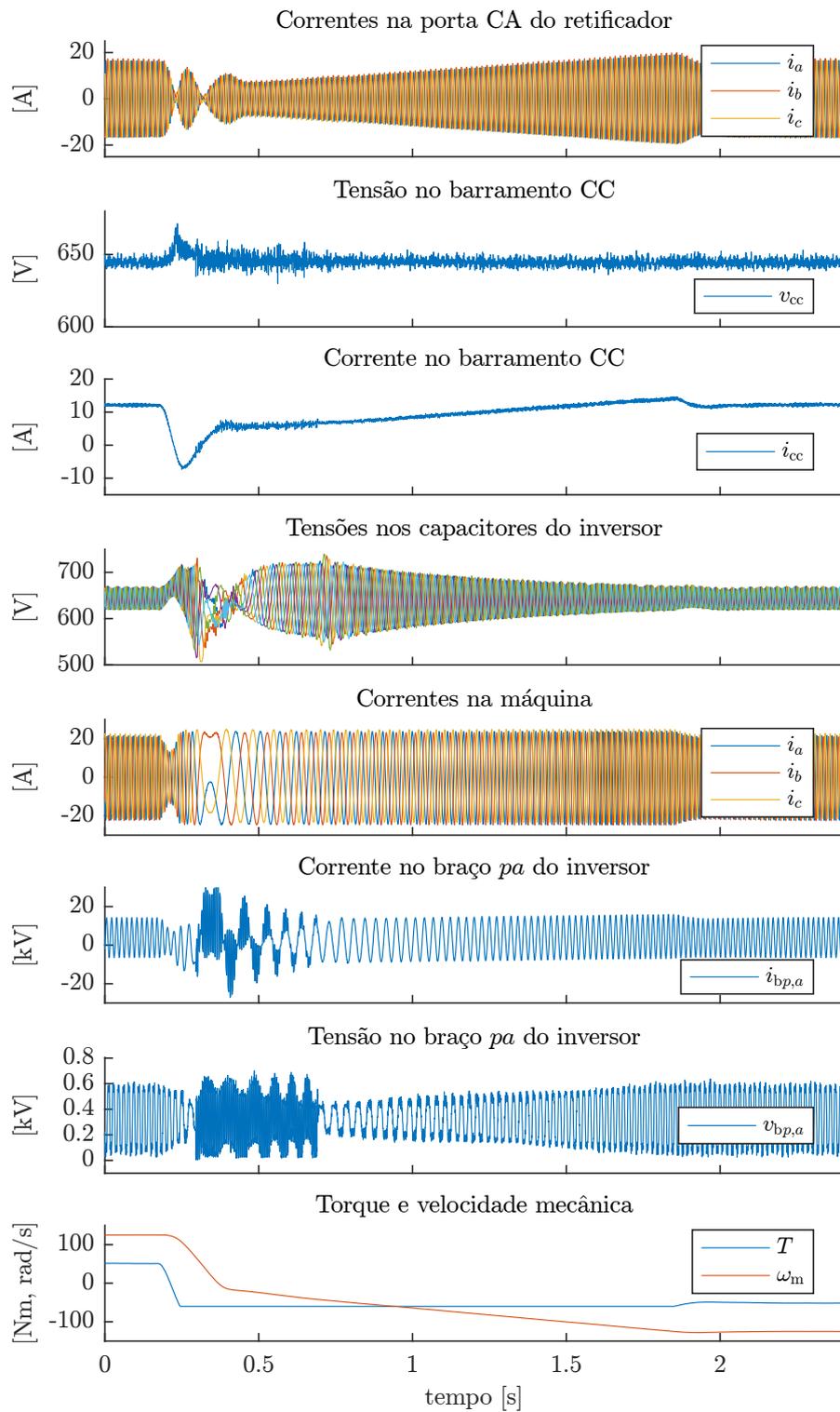


Figura 7.12 – Reversão da velocidade da máquina com carga nominal.

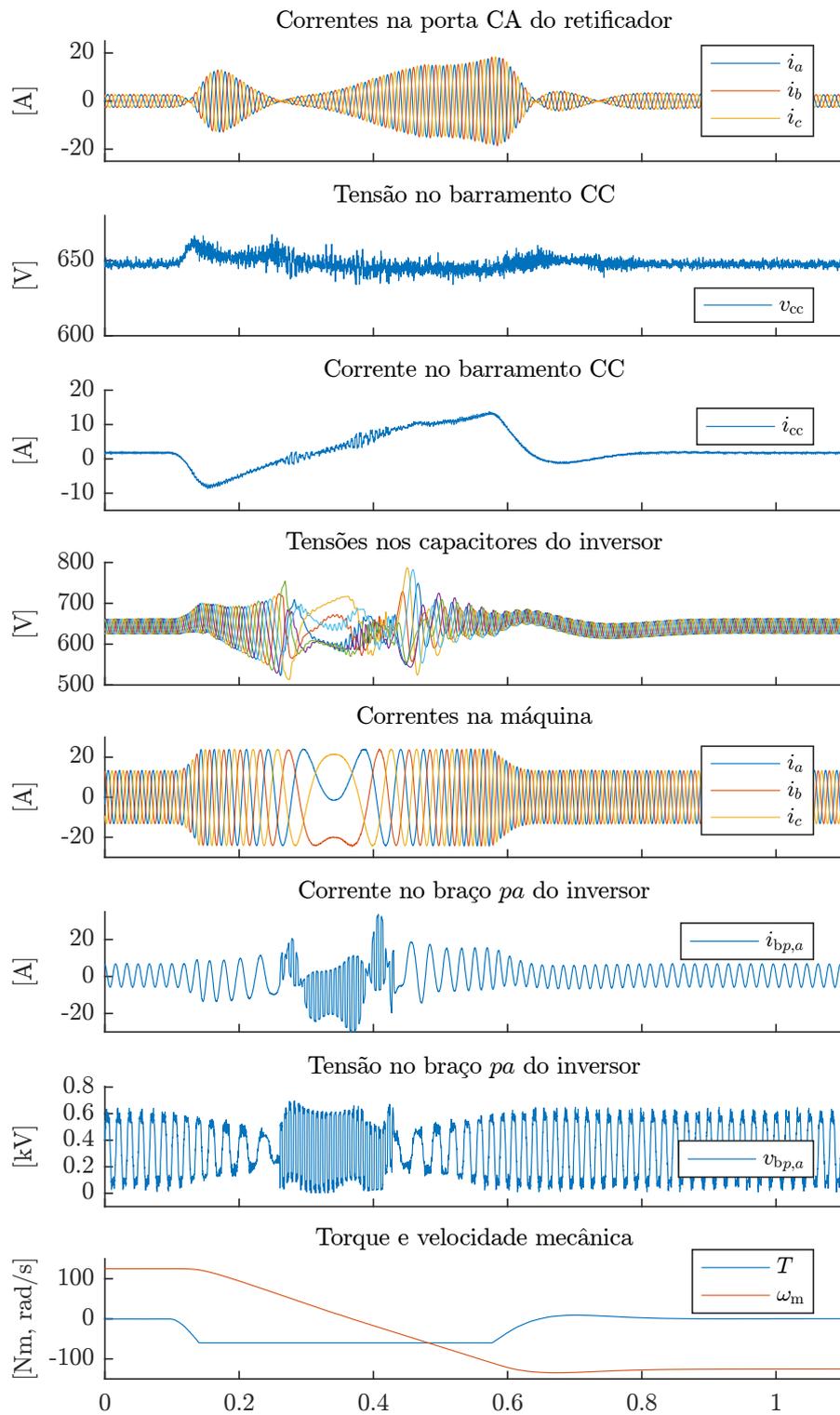


Figura 7.13 – Reversão da velocidade da máquina sem carga.

7.4 Conclusão

Este capítulo apresentou o protótipo utilizado na validação experimental das estratégias de controle e modulação apresentadas em capítulos anteriores. As especificações e o projeto do conversor foram direcionadas de modo a obter uma maior representatividade de um conversor real, facilitando a adaptação dos esquemas de controle e modulação para a aplicação real. O sistema de controle é implementado em três níveis – controlador central, de braço e de submódulos, permitindo uma maior escalabilidade em termos do número de submódulos empregados. As funções realizadas em cada um destes níveis também foram descritas. A análise da estabilidade do sistema durante a etapa não controlada de pré-carga revela que as tensões dos capacitores tendem a divergir se a parcela de potência consumida pelos elementos resistivos do submódulo não superarem a potência consumida pela fonte auxiliar. Esta instabilidade pode ser entendida a partir do seguinte ponto de vista: Se a tensão no capacitor de um submódulo é menor que a média, mais corrente será drenada deste capacitor para que a fonte auxiliar possa fornecer a mesma potência, levando a uma queda exponencial da tensão. O oposto é verdadeiro, se a tensão é maior, menor será a corrente consumida e mais rapidamente a tensão cresce. Uma estratégia de balanceamento baseada em resistores acionados por interruptores de acordo com os níveis de tensão dos capacitores foi proposta e testada. Comparada com a estratégia de balanceamento passiva, na qual os resistores ficam permanentemente ligados, a estratégia proposta permite o uso de uma resistência maior, resultando numa potência dissipada menor. Os resultados experimentais da partida do sistema comprovou o funcionamento da estratégia.

Por último, o capítulo apresentou resultados de um sistema de acionamento de máquina bidirecional baseado na conexão *back-to-back* de dois conversores MMC. Degraus de carga e de referência de velocidade demonstram a eficácia das estratégias de controle propostas.

Capítulo 8

Considerações finais

O MMC vem se consolidando nos últimos anos como uma das topologias melhor aplicáveis em sistemas de processamento de energia que operam em médias e altas tensões. Isto deve-se principalmente à sua característica de divisão dos esforços de tensão. A aplicação em sistemas de acionamento de máquinas, embora já exista comercialmente, ainda é pouco disseminada quando comparada com as topologias dominantes no mercado. Uma das causas é a maior complexidade mecânica do conversor, que necessita de um número maior de componentes. Em aplicações em que outros conversores mais simples e mais baratos possam gerar resultados satisfatórios, é improvável a adoção do MMC se apenas questões técnicas são consideradas. Contudo, quanto maior o nível de tensão de operação da máquina, menor o número de topologias capazes de funcionamento adequado, especialmente se pretende-se evitar a conexão série de dispositivos e deseja-se baixa distorções para as tensões geradas. O MMC, por outro lado, adapta-se bem a qualquer nível de tensão, desde que respeitadas as isolações dos submódulos, e possui uma distorção harmônica mínima. Vantagens adicionais como a facilidade de implementação de redundância e a possibilidade de operação sem transformador, ou com um transformador simples, devido à característica de possuir barramento CC único, fazem do MMC uma possibilidade atraente para sistemas de acionamento para tensões maiores ($>6,9$ kV) e altas potências.

8.1 Principais resultados

Os principais resultados e contribuições propostas neste trabalho são sumarizados nos tópicos abaixo.

- **Modelos úteis para projeto e verificação**

O projeto do circuito de potência de um conversor requer o conhecimento dos esforços de corrente nos dispositivos que o compõem, tanto para a escolha dos dispositivos em si, quanto para o projeto dos sistemas de dissipação de calor. Estes esforços são usualmente obtidos de duas maneiras distintas: através de modelos matemáticos que descrevem as formas de onda do conversor em regime permanente, ou por meio de modelos de simulação. Relevante ao primeiro caso, o Capítulo 3 apresentou um modelo

de regime permanente que permite calcular as correntes e tensões no conversor a partir de variáveis externas e dos sinais de modulação dos braços. O modelo pode ser empregado dentro de um algoritmo de otimização no qual as perdas são calculadas com a ajuda do modelo de regime permanente desenvolvido. As diferenças entre as formas de onda obtidas com o modelo proposto e um modelo de simulação detalhado foram mínimas. O Capítulo 3 apresentou ainda um modelo de simulação simplificado que permite simular o MMC mais rapidamente, ainda preservando fenômenos como a distorção causada pela adição do tempo morto e pela limitação da largura mínima do pulso gerado por um SM, que, em geral, só pode ser verificada em modelos detalhados. A principal assunção simplificatória é que as tensões nos capacitores dos SMs de um mesmo braço são iguais, hipótese plausível se um algoritmo apropriado de balanceamento das tensões é empregado. Resultados experimentais indicaram que de fato o tempo morto influencia significativamente no funcionamento do conversor, especialmente nas correntes de circulação, portanto, é importante verificar a sua influência através de modelos adequados. A comparação entre os resultados de simulação obtidos com o modelo simplificado e com o modelo detalhado validam a hipótese simplificatória e a estratégia de modelagem do tempo morto proposta. O tempo de simulação de um MMC com dez SMs é mais de seis vezes menor quando o modelo simplificado é empregado. Além de ser útil para o cálculo dos esforços e perdas do conversor, o modelo proposto também pode ser utilizado na validação de estratégias de controle e modulação.

- **Modelagem e controle das correntes**

Trabalhos anteriores demonstraram a superioridade da utilização de sobreamostragem em malhas de controle de corrente. O Capítulo 4 propôs dois modelos discretos para conversores que empregam modulação PWM multinível e sobreamostragem. O primeiro, mais preciso, foi obtido através do cálculo aproximado da resposta da planta no domínio do tempo e da transformação desta resposta para o domínio da variável z . O segundo método consiste em aproximar o filtro média móvel empregado na estratégia de sobreamostragem como um ZOH. Para os parâmetros e condições testadas, o modelo mais simples apresenta uma resposta similar ao primeiro para razões de sobreamostragem maiores que oito. Embora o emprego da sobreamostragem possa contribuir significativamente para a diminuição do ruído, e, conseqüentemente, na distorção das correntes controladas, a técnica insere uma perda de fase no sistema, dificultando o projeto do controlador. O esquema *anti-windup* da estrutura proposta para os controladores de corrente satura as referências de tensão de braço de acordo com as tensões instantâneas dos capacitores, permitindo um maior aproveitamento das tensões de braço disponíveis. Os zeros do caminho *feedforward* do controlador são otimizados, de forma que a resposta a uma perturbação do tipo degrau é otimizada quando comparada à estratégia convencional que simplesmente adiciona a perturbação

à entrada da planta com sinal invertido. O esquema de *antiwindup* da estrutura proposta integra os dois caminhos, *feedforward* e *feedback*, de forma que apenas uma saturação é necessária. Estas melhorias diminuem as chances de sobremodulação dos braços durante eventos transitórios, melhorando a resposta e a robustez, em sentido mais amplo, do sistema.

- **Modelagem e controle das energias em alta frequência**

O controle das tensões dos capacitores dos submódulos é realizada em dois níveis. O algoritmo proposto para o balanço dentro de um braço no Capítulo 5 considera a duração mínima de pulso que pode ser gerado por um IGBT. A estratégia escolhe como o próximo SM a mudar de estado um daqueles cujos IGBTs comutaram há um intervalo de tempo superior à largura de pulso mínima. Assim, prolongamentos artificiais posteriores tornam-se desnecessários, reduzindo a distorção das tensões geradas, e, conseqüentemente, das correntes. O Capítulo 5 propôs ainda uma análise genérica das trocas de energia no MMC, a partir da qual foi derivada uma estratégia de controle também genérica, que pode ser facilmente adaptada para operação como retificador ou inversor, considerando todas os possíveis mecanismos de transferência de potência no conversor. Esta estratégia de operação em alta frequência em conjunto com a de baixa frequência apresentada no Capítulo 6 formam a base do sistema de controle para um sistema de acionamento em frequência variável em escala baseado em MMC. A implementação do conversor foi discutida no Capítulo 7, que também apresentou resultados de um sistema *back-to-back* de MMCs, capaz de acionar uma máquina elétrica com fluxo de potência bidirecional.

- **Operação em baixa frequência**

Uma das principais desvantagens do MMC na aplicação de acionamento de máquinas é a necessidade de uma estratégia de funcionamento específica que permita reduzir as ondulações de energia dos capacitores para níveis aceitáveis. Para isso, é necessária a utilização de correntes de circulação de média frequência em conjunto com uma tensão de modo comum de mesma frequência. As amplitudes destas correntes, de modo geral, são similares ou maiores que as correntes de carga quando o sistema opera em frequências muito baixas, aumentando significativamente as perdas no conversor. No Capítulo 6 é proposta uma modulação descontínua que permite maximizar a amplitude da tensão de modo comum gerada, com isso diminuindo a amplitude das correntes de circulação necessárias para transferir o mesmo nível de potência entre os braços. A amplitude da tensão de modo comum é calculada de modo a garantir a saturação de um braço a cada instante de tempo, reduzindo as perdas de comutação do conversor. Resultados experimentais de um sistema em escala de baixa tensão e de simulação de um sistema de acionamento de média tensão mostraram que as perdas nos semicondutores podem ser diminuídas em até 27,3% e

27,5%, respectivamente, quando comparadas com as perdas obtidas com esquema de modulação convencional encontrado na literatura. Em geral, uma das grandes questões em sistemas de acionamento de alta potência é a robustez, uma vez que um sistema de grande porte parado durante algumas horas pode resultar em perdas altíssimas. O MMC, embora possua um número elevado de componentes, tem a vantagem de possuir uma estrutura que permite a adição de redundância intrinsecamente, bastando o acréscimo do número de submódulos. Resta ainda, para que se tenha um sistema robusto, uma estratégia de controle que assegure que as variáveis se mantenham dentro de limites seguros para quaisquer variações de carga possíveis. A modulação descontínua proposta no Capítulo 6 melhora a robustez do sistema frente a variações de carga uma vez que sempre calcula uma tensão de modo comum que leva à saturação de apenas um braço, garantindo que a controlabilidade das correntes não seja perdida devido à adição da tensão de modo comum em eventos dinâmicos rápidos.

- **PLL com custo computacional reduzido**

O Capítulo 5 propôs uma estrutura MAF-PLL modificada com duas frequências de amostragem distintas. A aquisição e transformação das tensões da rede, bem como o integrador que gera a fase estimada, são computados numa frequência mais alta. O controlador e a normalização, contudo, são calculados numa frequência muito menor, resultando num custo computacional total menor quando comparado com o MAF-PLL convencional. A estrutura de decimação baseada no filtro CIC empregada como interface entre os dois domínios também emprega menos memória que o filtro MAF utilizado na estrutura convencional.

8.2 Continuidade do trabalho

Algumas das possíveis continuações deste trabalho incluem:

- Extensão da estratégia de modulação descontínua proposta no Capítulo 5 para a operação em alta frequência. Uma das possíveis otimizações a se perseguir seria o aumento da faixa de operação, evitando a saturação dos braços através da injeção da tensão de modo comum ótima, levando-se em consideração o valor atual das tensões dos capacitores;
- Quando operando em frequências muito baixas, de poucos Hertz, a compensação parcial da ondulação de tensão dos capacitores pode ser prejudicial. Praticamente toda a ondulação de potência tem que ser compensada, independentemente da referência de ondulação, já que a impedância dos capacitores é muito alta. Um alto valor de ondulação apenas diminui a disponibilidade de geração de tensão de modo comum. As correntes de circulação seriam menores, em frequências muito baixas, se as referências das ondulações de energia fossem trazidas gradualmente para zero, seguindo uma curva otimizada, à medida que a frequência elétrica também se aproxima de zero;

-
- Análise da estabilidade da estratégia de controle genérica proposta no Capítulo 5 por meio de fasores dinâmicos;
 - Projeto otimizado do controlador de energias de baixa frequência visando melhorar as margens de estabilidade do sistema.
 - Determinação de referências otimizadas para as tensões dos capacitores que resultam em perdas minimizadas para cada ponto de operação. O modelo de regime permanente desenvolvido pode ser empregado para determinar as formas de onda do conversor, e as perdas podem ser calculadas a partir destas.

Referências

- 1 LEONARD, W. *Electrical transmission of power*. 1891. Citado 2 vezes nas páginas 1 e 282.
- 2 LEONARD, H. W. Volts vs. Ohms: Speed regulation of electric motors. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), XIII, p. 373–386, jan 1896. Citado 2 vezes nas páginas 1 e 282.
- 3 ALEXANDERSON, E. F. W.; MITTAG, A. H. The “thyratron” motor. *Electrical Engineering*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 53, n. 11, p. 1517–1523, nov 1934. Citado 2 vezes nas páginas 1 e 285.
- 4 BEDFORD, B.; HOFT, R. *Principles of Inverter Circuits*. [S.l.]: J. Wiley, 1964. ISBN 9780471061342. Citado na página 1.
- 5 HEUMANN, K. Development of inverters with forced commutation for AC motor speed control up to the megawatt range. *IEEE Transactions on Industry and General Applications*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), IGA-5, n. 1, p. 61–67, jan 1969. Citado na página 1.
- 6 MCMURRAY, W. SCR inverter commutated by an auxiliary impulse. *IEEE Transactions on Communication and Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 83, n. 75, p. 824–829, nov 1964. Citado na página 1.
- 7 SCHONUNG, A.; STEMMLER, D. Static frequency changer with subharmonic control in conjunction with reversible variable drives. Brown, Boveri & Company, n. v. 52, 1965. ISSN 0007-2486. Citado na página 2.
- 8 PATEL, H. S.; HOFT, R. G. Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I—harmonic elimination. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), IA-9, n. 3, p. 310–317, may 1973. Citado na página 2.
- 9 BOWLER, P. Power transistors in variable speed drives. *Electronics and Power*, Institution of Engineering and Technology (IET), v. 24, n. 10, p. 730, 1978. Citado na página 2.

- 10 PEAK, S. C.; PLUNKETT, A. B. Transistorized PWM inverter-induction motor drive system. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), IA-19, n. 3, p. 379–387, may 1983. Citado na página 2.
- 11 BLASCHKE, F. The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop system for rotating-field machines. *Siemens Review*, 1972. Citado na página 2.
- 12 BLASCHKE, F. *Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Drehfeldmaschine*. Tese (Doutorado) — Technische Universität Braunschweig, dez. 1973. Proefschrift. Citado na página 2.
- 13 LIDOW, A.; HERMAN, T.; COLLINS, H. Power MOSFET technology. In: *1979 International Electron Devices Meeting*. [S.l.]: IRE, 1979. Citado na página 2.
- 14 BALIGA, J. IGBT: The GE story [a look back]. *IEEE Power Electronics Magazine*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 2, n. 2, p. 16–23, jun 2015. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 287.
- 15 ABB. *Energy Efficiency Movement*. 2022. Disponível em: <www.energyefficiencymovement.com/en/>. Citado na página 2.
- 16 GLOBAL EFFICIENCY INTELLIGENCE. *Energy-Efficiency and GHG Emissions Reduction Potential in Industrial Motor Systems in the 30 States in the U.S.* [S.l.], 2017. Citado na página 2.
- 17 CALILI, R. F.; TEIXEIRA, R. S. D. *Análise de dados direcionada ao mercado de motores reformados pela indústria*. 2019. PUC Rio de Janeiro. Citado na página 2.
- 18 International Energy Agency. *Market report series: Energy efficiency 2018*. Zurich, Switzerland, 2018. Citado na página 2.
- 19 STOFFEL, B. *Assessing the Energy Efficiency of Pumps and Pump Units Background and Methodology*: Background and methodology. [S.l.]: Elsevier, 2015. 158 p. ISBN 9780081006658. Citado na página 2.
- 20 ABB. Achieving the Paris Agreement: The vital role of high-efficiency motors and drives in reducing energy consumption. *White Paper*, 2021. Citado na página 2.
- 21 TOLVANEN, J. Saving energy with variable speed drives. *World Pumps*, v. 2008, n. 501, p. 32–33, jun. 2008. ISSN 0262-1762. ZSCC: 0000057. Citado na página 3.
- 22 U.S. Department of Energy. *Improving Motor and Drive System Performance*. 2014. Disponível em: <https://www.energy.gov/sites/default/files/2014/04/f15/amo_motors_sourcebook_web.pdf>. Citado na página 3.
- 23 DUROCHER, D. B.; THOMPSON, C. Medium-Voltage Adjustable-Speed Drives Upgrade: Delivering Operational Benefits for a Steel Mill Runout Table Cooling System.

IEEE Industry Applications Magazine, v. 25, n. 6, p. 34–43, nov. 2019. ISSN 1558-0598. ZSCC: 0000004. Citado na página 3.

24 SCHEUER, G.; SCHMAGE, T.; KRISHNAN, L. Medium voltage drives in the sugar industry. *International sugar journal*, INTERNATIONAL MEDIA LTD, v. 1301, p. 303, 2007. Citado na página 3.

25 STEIMER, P. K. et al. Converter-fed synchronous machine for pumped hydro storage plants. In: *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2014. Citado na página 3.

26 CHEN, J.-F.; LIN, J.-N.; AI, T.-H. The techniques of the serial and paralleled IGBTs. In: *Proceedings of the 1996 IEEE IECON. 22nd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 1996. Citado 2 vezes nas páginas 4 e 13.

27 RODRIGUEZ, J. et al. Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 54, n. 6, p. 2930–2945, dec 2007. Citado 2 vezes nas páginas 4 e 5.

28 WU, B. et al. Current-Source Converter and Cycloconverter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 7, p. 2786–2797, jul. 2008. ISSN 1557-9948. ZSCC: 0000308. Citado na página 4.

29 Grupo WEG. *MVW01 Medium Voltage Variable Speed Drive*. Disponível em: <<https://static.weg.net/medias/downloadcenter/ha4/hb5/WEG-mvw01-medium-voltage-drive-usamvw0109-brochure-english.pdf>>. Citado 2 vezes nas páginas 4 e 5.

30 ABB. *ABB industrial drives ACS1000 drives*. 2021. ZSCC: NoCitationData[s0]. Disponível em: <<https://search.abb.com/library/Download.aspx?DocumentID=3BHT490400R0001&LanguageCode=en&DocumentPartId=&Action=Launch>>. Citado na página 4.

31 SIEMENS. *The Reliable Medium-Voltage Drive with IGCTs*. 2008. Disponível em: <<https://www.lda-portal.siemens.com/staticmedia/109764436-ws-sinamics-sm150-gm150-igct-en.pdf>>. Citado na página 4.

32 NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-17, n. 5, p. 518–523, set. 1981. ISSN 1939-9367. ZSCC: 0006609. Citado na página 4.

33 KERKMAN, R.; LEGGATE, D.; SKIBINSKI, G. Interaction of drive modulation and cable parameters on AC motor transients. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 33, n. 3, p. 722–731, maio 1997. ISSN 1939-9367. Citado na página 4.

- 34 ANDLER, D. et al. Switching Loss Analysis of 4.5-kV–5.5-kA IGBTs Within a 3L-ANPC Phase Leg Prototype. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 1, p. 584–592, jan. 2014. ISSN 1939-9367. Citado na página 5.
- 35 Grupo WEG. *MVW3000 - medium voltage variable speed drive*. 2019. Disponível em: <<https://static.weg.net/medias/downloadcenter/h8b/hfc/WEG-MVW3000-medium-voltage-variable-speed-drive-50070340-en.pdf>>. Citado na página 5.
- 36 SIEMENS. *Sinamics Perfect Harmony GH180*. 2022. Disponível em: <<https://www.lda-portal.siemens.com/staticmedia/sinamics-perfect-harmony-gh180-catalog-d17-v33-09-2022-en.pdf>>. Citado na página 5.
- 37 IPOUM-NGOME, P. G. et al. Fault-Tolerant Model-Free Predictive Controller for Multilevel Cascaded H-Bridge Inverters With Faulty Cells. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 69, n. 12, p. 12225–12236, dez. 2022. ISSN 1557-9948. ZSCC: NoCitationData[s0]. Citado na página 5.
- 38 MEYNARD, T.; FOCH, H. *WO1993002501A1 - Dispositif électronique de conversion d'énergie électrique*. 1993. Disponível em: <<https://patentimages.storage.googleapis.com/37/0b/0e/26eeb20ecfb21c/WO1993002501A1.pdf>>. Citado na página 5.
- 39 ALSTOM Power Conversion. *Multilevel Technology with ALSPA VDM6000*. 2000. Citado na página 5.
- 40 GATEAU, G.; MEYNARD, T.; FOCH, H. Stacked multicell converter (SMC): properties and design. In: *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 3, p. 1583–1588 vol. 3. ISSN 0275-9306. ZSCC: 0000205 ISSN: 0275-9306. Citado na página 5.
- 41 GE Power Conversion. *MV6 Medium Voltage Drive*. 2020. Disponível em: <https://www.gepowerconversion.com/sites/default/files/2021-11/GEA30738F_%20PE_MV6_BCH_Medium%20Voltage%20Solution_EN_20200814_HR.pdf>. Citado na página 5.
- 42 KIEFERNDORF, F. et al. A new medium voltage drive system based on ANPC-5L technology. In: *2010 IEEE International Conference on Industrial Technology*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 643–649. ZSCC: 0000196. Citado na página 6.
- 43 KIEFERNDORF MICHAEL BASLER, L. S. J.-H. F. A. C. G. S. F. *The five-level converter*. 2011. ABB review. Disponível em: <https://library.e.abb.com/public/8c65d75ced8b80d6c1257988005b5c69/41-46%201m127_ENG_72dpi.pdf>. Citado na página 6.

- 44 KOURO, S. et al. Recent advances and industrial applications of multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 57, n. 8, p. 2553–2580, aug 2010. Citado na página 6.
- 45 TRABELSI, M.; VAHEDI, H.; ABU-RUB, H. Review on single-DC-source multilevel inverters: Topologies, challenges, industrial applications, and recommendations. *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 2, p. 112–127, 2021. Citado na página 6.
- 46 SALEM, A. et al. Voltage Source Multilevel Inverters With Reduced Device Count: Topological Review and Novel Comparative Factors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 36, n. 3, p. 2720–2747, mar. 2021. ISSN 1941-0107. Citado na página 6.
- 47 VIJEH, M. et al. A general review of multilevel inverters based on main submodules: Structural point of view. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 34, n. 10, p. 9479–9502, oct 2019. Citado na página 6.
- 48 LESNICAR, A.; MARQUARDT, R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. In: *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2003. Citado 4 vezes nas páginas 6, 15, 23 e 24.
- 49 LACHICHI, A. Modular multilevel converters with integrated batteries energy storage. In: *2014 International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA)*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2014. Citado 2 vezes nas páginas 6 e 15.
- 50 GLINKA, M.; MARQUARDT, R. A new AC/AC-multilevel converter family applied to a single-phase converter. In: *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2003. Citado 3 vezes nas páginas 6, 25 e 136.
- 51 KARAAGAC, U. et al. Offshore wind farm modeling accuracy and efficiency in MMC-based multi-terminal HVDC connection. In: . [S.l.]: IEEE, 2017. Citado na página 6.
- 52 KORN, A. J.; WINKELNKEMPER, M.; STEIMER, P. Low output frequency operation of the modular multi-level converter. In: *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 3993–3997. ISSN 2329-3721. Citado 10 vezes nas páginas 6, 9, 25, 33, 51, 52, 177, 179, 180 e 219.
- 53 BENSCHAW (Ed.). *M2L 3000 Series - MEDIUM VOLTAGE VARIABLE FREQUENCY DRIVE*. 2014. Disponível em: <<http://www.benschaw.com/uploadedFiles/>

- Literature/Benshaw_M2L_MVFD_2.3-6.6kV.pdf>. Citado 3 vezes nas páginas 6, 25 e 181.
- 54 SIEMENS AG (Ed.). *SINAMICS PERFECT HARMONY GH150*. 2017. Disponível em: <www.siemens.com/sinamics-perfect-harmony-gh150>. Citado 2 vezes nas páginas 6 e 25.
- 55 MARQUARDT, R.; LESNICAR, A.; HILDINGER, J. Modulares Stromrichterkonzept für Netzkupplungsanwendung bei hohen Spannungen. In: *ETG-Fachtagung*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 114. Citado na página 6.
- 56 LUO, L. et al. A novel method based on self-power supply control for balancing capacitor static voltage in MMC. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 33, n. 2, p. 1038–1049, feb 2018. Citado na página 7.
- 57 SOUSA, G. J. M. de et al. Passive voltage balancing in modular multilevel converter during precharge: Analysis and design. *Eletrônica de Potência*, SOBRAEP, v. 25, n. 4, p. 415–426, dec 2020. Citado 4 vezes nas páginas 7, 10, 11 e 229.
- 58 KOLB, J.; KAMMERER, F.; BRAUN, M. A novel control scheme for low frequency operation of the modular multilevel converter. In: *PCIM Europe*. [S.l.: s.n.], 2011. v. 2011, p. 977–982. Citado na página 9.
- 59 WEG Homepage. 2022. Disponível em: <<https://www.weg.net/institutional/BR/pt/>>. Citado na página 9.
- 60 SOUSA, G. J. M. de 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 (ISIE)*. [S.l.]: IEEE, 2015. Citado 6 vezes nas páginas 11, 29, 31, 47, 88 e 141.
- 61 SOUSA, G. J. M. de; HELDWEIN, M. L. Concentrated submodules model for modular multilevel converters. In: *2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)*. [S.l.]: IEEE, 2017. Citado 2 vezes nas páginas 11 e 70.
- 62 SCHMIDT, L. H. T. et al. Passive capacitor voltage balancing in modular multilevel converter during its precharge: Analysis and design. In: *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. [S.l.]: IEEE, 2019. Citado na página 11.
- 63 Gean Jacques Maia de Sousa, Juliano Rafael Schoenhalz, Joable Andrade Alvez e Marcelo Lobo Heldwein. *Modulação para conversores modulares multiníveis capaz de maximizar a tensão de modo comum reduzindo correntes circulantes*. PCT/BR2022/050190. Citado na página 11.

- 64 FUERBACK, V. B.; SOUSA, G. J. M. de; HELDWEIN, M. L. Hybrid unidirectional MMC-based rectifier. In: *2018 IEEE 4th Southern Power Electronics Conference (SPEC)*. [S.l.]: IEEE, 2018. Citado na página 11.
- 65 Gustavo Lambert, Yales Rômulo De Novaes, Marcelo Lobo Heldwein e Gean Jacques Maia de Sousa. *Sistema de conversão cc-cc para aplicações de alta potência em média ou alta tensão*. 2022. BR102015025570B1. Citado na página 11.
- 66 RAHIMO, M. Future trends in high power MOS controlled power semiconductors. In: *11th International Seminar on Power Semiconductor (ISPS'12)*. [S.l.: s.n.], 2012. Citado na página 13.
- 67 GERSTER, C. Fast high-power/high-voltage switch using series-connected IGBTs with active gate-controlled voltage-balancing. In: *Proceedings of 1994 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - ASPEC'94*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 1994. Citado na página 13.
- 68 PALMER, P.; GITHIARI, A. The series connection of IGBTs with active voltage sharing. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 12, n. 4, p. 637–644, jul 1997. Citado na página 13.
- 69 CHEN, Z. et al. An analysis of IGBT connected in series under active voltage control. In: *2012 Second International Conference on Intelligent System Design and Engineering Application*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2012. Citado na página 13.
- 70 SAIZ, J. et al. Optimisation and integration of an active clamping circuit for IGBT series association. In: *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2001. Citado na página 13.
- 71 PIAZZESI, A.; MEYSENC, L. Series connection of 3.3 kV IGBTs with active voltage balancing. In: *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2004. Citado na página 13.
- 72 JI, S. et al. Active voltage balancing control for multi HV-IGBTs in series connection. In: *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2016. Citado na página 13.
- 73 SHAMMAS, N.; WITHANAGE, R.; CHAMUND, D. Review of series and parallel connection of IGBTs. *IEE Proceedings - Circuits, Devices and Systems*, Institution of Engineering and Technology (IET), v. 153, n. 1, p. 34, 2006. Citado na página 13.
- 74 OTA, J. I. Y.; SATO, T.; AKAGI, H. Enhancement of performance, availability, and flexibility of a battery energy storage system based on a modular multilevel cascaded

converter (MMCC-SSBC). *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 31, n. 4, p. 2791–2799, apr 2016. Citado na página 15.

75 SPAHIC, E. et al. Multilevel STATCOM with power intensive energy storage for dynamic grid stability - frequency and voltage support. In: *2015 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2015. Citado na página 15.

76 ZHANG, L. et al. A modular multilevel converter-based grid-tied battery-supercapacitor hybrid energy storage system with decoupled power control. In: *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2016. Citado na página 15.

77 LIANG, J. et al. Current source modular multilevel converter for HVDC and FACTS. In: *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2013. Citado na página 15.

78 R. Marquardt. *Stromrichterschaltungen mit verteilten Energiespeichern*. 2002. DE10103031 A1. DE Patent App. DE2,001,103,031. Disponível em: <<https://www.google.com/patents/DE10103031A1?cl=pt-BR>>. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 25.

79 LADOUX, P.; SERBIA, N.; CARROLL, E. I. On the potential of IGCTs in HVDC. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 3, n. 3, p. 780–793, sep 2015. Citado na página 18.

80 ZENG, R. et al. Design and operation of a hybrid modular multilevel converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 30, n. 3, p. 1137–1146, mar 2015. Citado na página 18.

81 NAMI, A. et al. Analysis of modular multilevel converters with DC short circuit fault blocking capability in bipolar HVDC transmission systems. In: *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2015. Citado na página 18.

82 ILVES, K. et al. Semi-full-bridge submodule for modular multilevel converters. In: *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2015. Citado na página 18.

83 MARQUARDT, R. Modular multilevel converter topologies with DC-short circuit current limitation. In: *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2011. Citado na página 18.

- 84 SOUSA, G. J. M. de; HELDWEIN, M. L. Three-phase unidirectional modular multilevel converter. In: *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2013. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 87.
- 85 QIN, J. et al. Hybrid design of modular multilevel converters for HVDC systems based on various submodule circuits. *IEEE Transactions on Power Delivery*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 30, n. 1, p. 385–394, feb 2015. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 20.
- 86 LI, X. et al. An enhanced MMC topology with DC fault ride-through capability. In: *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2013. Citado na página 19.
- 87 NAMI, A. et al. Modular multilevel converters for HVDC applications: Review on converter cells and functionalities. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 30, n. 1, p. 18–36, jan. 2015. ISSN 0885-8993. Citado na página 20.
- 88 NAMI, A. et al. Five level cross connected cell for cascaded converters. In: *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2013. Citado na página 20.
- 89 HE, L. et al. Low-frequency ripple suppression for medium-voltage drives using modular multilevel converter with full-bridge submodules. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 4, n. 2, p. 657–667, jun. 2016. ISSN 2168-6777. Citado na página 20.
- 90 ANTONOPOULOS, A.; ANGQUIST, L.; NEE, H. P. On dynamics and voltage control of the modular multilevel converter. In: *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–10. Citado 5 vezes nas páginas 20, 23, 40, 51 e 140.
- 91 ROHNER, S.; WEBER, J.; BERNET, S. Continuous model of modular multilevel converter with experimental verification. In: *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2011. Citado na página 20.
- 92 BARNKLAU, H.; GENSIOR, A.; BERNET, S. Derivation of an equivalent submodule per arm for modular multilevel converters. In: *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2012. p. LS2a.2–1–LS2a.2–5. Citado na página 20.
- 93 ERICKSON. *Fundamentals of Power Electronics*. [S.l.]: Springer US, 2013. Citado na página 22.

- 94 SOUSA, G. J. M. de. *Estudo de Conversores Modulares Multiníveis Uni- e Bidirecionais*. Dissertação (Mestrado), 2014. Citado 8 vezes nas páginas 23, 25, 29, 35, 57, 58, 84 e 122.
- 95 AKAGI, H. Classification, terminology, and application of the modular multilevel cascade converter (MMCC). *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 26, n. 11, p. 3119–3130, nov 2011. Citado na página 23.
- 96 PENG, F. Z. et al. A multilevel voltage-source inverter with separate DC sources for static VAR generation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 32, n. 5, p. 1130–1138, 1996. Citado na página 23.
- 97 HU, Y. et al. Control strategy of transformerless connected cascade STATCOM under unbalance and asymmetrical condition. In: *2012 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2012. Citado na página 23.
- 98 JUNG, J.-J. et al. DC capacitor voltage balancing control for delta-connected cascaded h-bridge STATCOM considering the unbalanced grid and load conditions. In: *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2016. Citado na página 23.
- 99 XIANG, W. et al. Power balancing control of a multi-terminal DC constructed by multiport front-to-front DC–DC converters. *IET Generation, Transmission & Distribution*, Institution of Engineering and Technology (IET), v. 11, n. 2, p. 363–371, jan 2017. Citado na página 24.
- 100 ZHANG, F.; JOOS, G.; LI, W. A multiport modular multilevel DC-DC converter. In: *2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2016. Citado na página 24.
- 101 LIN, W. et al. Extended topologies and technologies of DC-DC autotransformer. In: *12th IET International Conference on AC and DC Power Transmission (ACDC 2016)*. [S.l.]: Institution of Engineering and Technology (IET), 2016. Citado na página 24.
- 102 SOTO, D. et al. A new power flow controller based on a bridge converter topology. In: *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2004. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 25.
- 103 PIROUZ, H.; BINA, M.; KANZI, K. A new approach to the modulation and DC-link balancing strategy of modular multilevel AC/AC converters. In: *2005 International*

- Conference on Power Electronics and Drives Systems*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2005. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 25.
- 104 ALLEBROD, S.; HAMERSKI, R.; MARQUARDT, R. New transformerless, scalable modular multilevel converters for HVDC-transmission. In: *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2008. Citado na página 24.
- 105 HAGIWARA, M.; AKAGI, H. PWM control and experiment of modular multilevel converters. In: *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2008. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 140.
- 106 KNAAK, H. J. Modular multilevel converters and HVDC/facts: A success story. In: *Proc. 14th European Conf. Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–6. Citado na página 25.
- 107 HAN, P.; WANG, S. Parameter coordination of modular multilevel converter for robust design during DC pole to pole fault. In: *Proc. China Int. Conf. Electricity Distribution*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–4. ISSN 2161-7481. Citado na página 25.
- 108 HAGIWARA, M.; NISHIMURA, K.; AKAGI, H. A medium-voltage motor drive with a modular multilevel PWM inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 7, p. 1786–1799, jul. 2010. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 179.
- 109 KOLB, J.; KAMMERER, F.; BRAUN, M. Straight forward vector control of the modular multilevel converter for feeding three-phase machines over their complete frequency range. In: IEEE. *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2011. p. 1596–1601. Citado 6 vezes nas páginas 25, 50, 51, 52, 141 e 179.
- 110 LI, B. et al. Analysis of the phase-shifted carrier modulation for modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 30, n. 1, p. 297–310, jan 2015. Citado na página 25.
- 111 ALESINA, A.; VENTURINI, M. Solid-state power conversion: A Fourier analysis approach to generalized transformer synthesis. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 28, n. 4, p. 319–330, apr 1981. Citado na página 25.
- 112 ERICKSON, R.; AL-NASEEM, O. A new family of matrix converters. In: *IECON'01. 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No.37243)*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2001. Citado na página 25.
- 113 OATES, C. A methodology for developing “chainlink” converters. In: *Proc. 13th European Conf. Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–10. Citado na página 25.

- 114 KORN, A. J. et al. Direct modular multi-level converter for gearless low-speed drives. In: *Proc. 14th European Conf. Power Electronics and Applications*. [s.n.], 2011. p. 1–7. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6020298/>>. Citado 3 vezes nas páginas 25, 27 e 33.
- 115 BARUSCHKA, L.; MERTENS, A. A new 3-phase direct modular multilevel converter. In: *Proc. 14th European Conf. Power Electronics and Applications*. [s.n.], 2011. p. 1–10. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6020665/>>. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 208.
- 116 BARUSCHKA, L.; MERTENS, A. A new three-phase AC/AC modular multilevel converter with six branches in hexagonal configuration. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 49, n. 3, p. 1400–1410, may 2013. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 27.
- 117 BARUSCHKA, L. et al. Low-speed drive operation of the modular multilevel converter hexverter down to zero frequency. In: *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2014. Citado na página 27.
- 118 KUCKA, J.; KARWATZKI, D.; MERTENS, A. Optimised operating range of modular multilevel converters for AC/AC conversion with failed modules. In: *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2015. p. 1–10. Citado na página 27.
- 119 WINKELNKEMPER, M.; KORN, A.; STEIMER, P. A modular direct converter for transformerless rail interties. In: *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2010. Citado na página 27.
- 120 OKAZAKI, Y. et al. Experimental comparisons between modular multilevel DSCC inverters and TSBC converters for medium-voltage motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 32, n. 3, p. 1805–1817, mar 2017. Citado na página 27.
- 121 YANG, L. et al. Loss optimization of MMC by second-order harmonic circulating current injection. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), p. 1–1, 2017. Citado 3 vezes nas páginas 29, 51 e 55.
- 122 KARWATZKI, D.; MERTENS, A. Generalized control approach for a class of modular multilevel converter topologies. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), p. 1–1, 2017. Citado 3 vezes nas páginas 29, 88 e 141.

- 123 PEREZ, M. A.; BERNET, S. Capacitor voltage ripple minimization in modular multilevel converters. In: *Proc. IEEE Int. Conf. Industrial Technology (ICIT)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 3022–3027. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 55.
- 124 POU, J. et al. Circulating current injection methods based on instantaneous information for the modular multilevel converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 62, n. 2, p. 777–788, feb 2015. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 51.
- 125 WANG, J. et al. Circulating current suppression for mmc-HVDC under unbalanced grid conditions. In: *Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–9. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 48.
- 126 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. ISSN 0885-8993. Citado 3 vezes nas páginas 29, 35 e 48.
- 127 CHEN, B. et al. Analysis and suppression of circulating harmonic currents in a modular multilevel converter considering the impact of dead time. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 7, p. 3542–3552, jul. 2015. ISSN 0885-8993. Citado 3 vezes nas páginas 29, 35 e 86.
- 128 ZHANG, M. et al. Circulating harmonic current elimination of a CPS-PWM-based modular multilevel converter with a plug-in repetitive controller. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 29, n. 4, p. 2083–2097, apr 2014. Citado 3 vezes nas páginas 29, 35 e 48.
- 129 WAN, Y.; LIU, S.; JIANG, J. Generalised analytical methods and current-energy control design for modular multilevel cascade converter. *IET Power Electronics*, Institution of Engineering and Technology (IET), v. 6, n. 3, p. 495–504, mar. 2013. ISSN 1755-4535. Citado 3 vezes nas páginas 31, 88 e 141.
- 130 LI, R.; FLETCHER, J. E.; WILLIAMS, B. W. Influence of third harmonic injection on modular multilevel converter -based high-voltage direct current transmission systems. *Transmission Distribution IET Generation*, v. 10, n. 11, p. 2764–2770, 2016. ISSN 1751-8687. Citado na página 31.
- 131 KAWAMURA, W.; CHIBA, Y.; AKAGI, H. A broad range of speed control of a permanent magnet synchronous motor driven by a modular multilevel TSBC converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 53, n. 4, p. 3821–3830, jul 2017. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 207.

- 132 ILVES, K. et al. On energy storage requirements in modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 29, n. 1, p. 77–88, jan. 2014. ISSN 0885-8993. Citado na página 35.
- 133 TU, Q.; XU, Z.; XU, L. Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Delivery*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 26, n. 3, p. 2009–2017, jul 2011. Citado 3 vezes nas páginas 35, 48 e 137.
- 134 CATZIN-CONTRERAS, G. et al. A model-based controller for a three-phase grid-connected modular multilevel converter. In: *2015 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2015. p. 1–6. Citado na página 40.
- 135 CUNICO, L. M.; NOVAES, Y. R. de; OLIVEIRA, S. V. G. Modeling and voltage method for modular multilevel converter. In: *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.]: IEEE, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 88.
- 136 HAGIWARA, M.; AKAGI, H. Control and experiment of pulsewidth-modulated modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 24, n. 7, p. 1737–1746, jul 2009. Citado na página 44.
- 137 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. ISSN 0885-8993. Citado 4 vezes nas páginas 47, 141, 182 e 204.
- 138 CUI, S. et al. Principles and dynamics of natural arm capacitor voltage balancing of a direct modulated modular multilevel converter. In: *Proc. 9th Int. Conf. Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 259–267. ISSN 2150-6078. Citado na página 48.
- 139 LI, Z. et al. An inner current suppressing method for modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 28, n. 11, p. 4873–4879, nov 2013. Citado 2 vezes nas páginas 48 e 88.
- 140 MUNCH, P. et al. Integrated current control, energy control and energy balancing of modular multilevel converters. In: *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.]: IEEE, 2010. Citado 4 vezes nas páginas 50, 51, 141 e 150.
- 141 SOUSA, G. J. M. de; HELDWEIN, M. L. Modular multilevel converter control strategy for future DC subsea electric transmission and distribution systems. In: *2013 Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.]: IEEE, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 51 e 141.

- 142 RASIC, A. et al. Optimization of the modular multilevel converters performance using the second harmonic of the module current. In: *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–10. Citado na página 51.
- 143 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*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 60, n. 6, p. 2360–2371, jun 2013. Citado na página 51.
- 144 FUCHS, S.; JEONG, M.; BIELA, J. Reducing the energy storage requirements of modular multilevel converters with optimal capacitor voltage trajectory shaping. In: *2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe)*. [S.l.]: IEEE, 2020. Citado 2 vezes nas páginas 51 e 52.
- 145 MARCHESONI, M.; VACCARO, L. Study of the MMC circulating current for optimal operation mode in HVDC applications. In: *Proc. 17th European Conf. Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–10. Citado na página 51.
- 146 BORDIGNON, P. et al. Effects of the 2nd order harmonic leg current in a mmc converter. In: *Proc. 16th European Conf. Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–10. Citado 2 vezes nas páginas 51 e 55.
- 147 Engel, S. P.; De Doncker, R. W. Control of the modular multi-level converter for minimized cell capacitance. In: *Proc. 14th European Conf. Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–10. Citado 2 vezes nas páginas 51 e 55.
- 148 TOWNSEND, C. et al. Identifying circulating currents and zero-sequence voltages for reduction in stored capacitor energy in modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), p. 1–1, 2020. Citado 2 vezes nas páginas 51 e 55.
- 149 HAGIWARA, M.; HASEGAWA, I.; AKAGI, H. Startup and low-speed operation of an adjustable-speed motor driven by a modular multilevel cascade inverter (mmci). In: *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 718–725. ISSN 2329-3721. Citado 4 vezes nas páginas 51, 52, 88 e 182.
- 150 LEI, M. et al. Research on the control scheme of modular multilevel converter for AC drive applications. In: *Proc. IECON 2013 - 39th Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 6311–6315. ISSN 1553-572X. Citado 3 vezes nas páginas 51, 52 e 179.
- 151 WANG, X. et al. Research on voltage balance control of modular multilevel converter for low frequency operation. In: IEEE. *2013 International Conference on Electrical*

- Machines and Systems (ICEMS)*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2013. p. 1678–1682. Citado 2 vezes nas páginas 51 e 52.
- 152 BRANDO, G. et al. An analysis of modular multilevel converter for full frequency range operations. In: *2013 Eighth International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2013. Citado 2 vezes nas páginas 51 e 52.
- 153 LI, F.; WANG, G. A novel comprehensive control scheme of low frequency of the modular multilevel converter. In: *Proc. Int. Power Electronics and Application Conf. and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 173–178. Citado 3 vezes nas páginas 51, 52 e 181.
- 154 ANTONOPOULOS, A. et al. Modular multilevel converter AC motor drives with constant torque from zero to nominal speed. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 3, p. 1982–1993, maio 2014. ISSN 0093-9994. Citado 4 vezes nas páginas 51, 52, 180 e 183.
- 155 WANG, X. et al. Control scheme of modular multilevel converter for AC drive applications. In: *Proc. 16th European Conf. Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–10. Citado 2 vezes nas páginas 51 e 52.
- 156 ANTONOPOULOS, A. *On the Internal Dynamics and AC-Motor Drive Application of Modular Multilevel Converters*. Tese (Doutorado), 2014. Disponível em: <<http://kth.diva-portal.org/smash/get/diva2:765743/FULLTEXT01.pdf>>. Citado 2 vezes nas páginas 51 e 52.
- 157 BRANDO, G. et al. Voltage fluctuation smoothing in the half-bridge cells of MMC for induction motor drives using recirculation currents SVM control. In: *2014 IEEE International Energy Conference (ENERGYCON)*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2014. Citado 2 vezes nas páginas 51 e 52.
- 158 DEBNATH, S.; QIN, J.; SAEEDIFARD, M. Control and stability analysis of modular multilevel converter under low-frequency operation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 9, p. 5329–5339, set. 2015. ISSN 0278-0046. Citado 3 vezes nas páginas 51, 52 e 182.
- 159 LI, B. et al. An improved circulating current injection method for modular multilevel converters in variable-speed drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 11, p. 7215–7225, nov. 2016. ISSN 0278-0046. Citado 3 vezes nas páginas 51, 52 e 183.
- 160 ESPINOZA, M. et al. Modelling and control of the modular multilevel converter in back to back configuration for high power induction machine drives. In: *Proc. IECON 2016 - 42nd Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 5046–5051. Citado 2 vezes nas páginas 51 e 52.

- 161 Al Sabbagh, M. et al. Investigation and compensation of circulating current errors in low frequency operation of modular multilevel converters. In: *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 6054–6061. ISSN 2329-3748. Citado 2 vezes nas páginas 51 e 52.
- 162 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*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), IA-20, n. 5, p. 1224–1228, sep 1984. Citado na página 52.
- 163 HOLMES, T. A. L. D. G. *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2003. ISBN 978-0-471-20814-3. Citado 2 vezes nas páginas 52 e 120.
- 164 KOLB, J. *Optimale Betriebsführung des Modularen Multilevel-Umrichters als Antriebsumrichter für Drehstrommaschinen*. Tese (Doutorado), 2014. Citado na página 52.
- 165 MARZOUGH, A. et al. Steady-state analysis of voltages and currents in modular multilevel converter based on average model. In: *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.]: IEEE, 2015. Citado na página 57.
- 166 ILVES, K. et al. Steady-state analysis of interaction between harmonic components of arm and line quantities of modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 27, n. 1, p. 57–68, jan 2012. Citado 2 vezes nas páginas 57 e 58.
- 167 OPPENHEIM ALAN S. WILLSKY, w. S. H. A. V. *Signals and Systems*. 2. ed. [S.l.]: Prentice Hall, 1996. ISBN 0138147574,9780138147570,7302030583. Citado 4 vezes nas páginas 58, 59, 60 e 61.
- 168 ASHOURLOO, M.; MIRZAHOSSEINI, R.; IRAVANI, R. Enhanced model and real-time simulation architecture for modular multilevel converter. *IEEE Transactions on Power Delivery*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), p. 1–1, 2017. Citado na página 63.
- 169 LI, W. et al. An FPGA-based real-time simulator for HIL testing of modular multilevel converter controller. In: *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.]: IEEE, 2014. Citado na página 63.
- 170 OULD-BACHIR, T. et al. CPU/FPGA-based real-time simulation of a two-terminal MMC-HVDC system. *IEEE Transactions on Power Delivery*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 32, n. 2, p. 647–655, apr 2017. Citado 2 vezes nas páginas 63 e 64.

- 171 SAAD, H. et al. Modular multilevel converter models for electromagnetic transients. *IEEE Transactions on Power Delivery*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 29, n. 3, p. 1481–1489, jun 2014. Citado 2 vezes nas páginas 64 e 70.
- 172 MAGUIRE, T. et al. Efficient techniques for real time simulation of MMC system. In: *Presented at the Int. Conf. Power Syst. Transients*. [S.l.: s.n.], 2013. Citado na página 64.
- 173 SAAD, H. et al. Modelling of mmc including half-bridge and full-bridge submodules for emt study. In: *Proc. Power Systems Computation Conf. (PSCC)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–7. Citado na página 64.
- 174 LI, W.; BÉLANGER, J. An equivalent circuit method for modelling and simulation of modular multilevel converters in real-time hil test bench. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 31, n. 5, p. 2401–2409, out. 2016. ISSN 0885-8977. Citado na página 64.
- 175 MENG, X. et al. Combining detailed equivalent model with switching-function-based average value model for fast and accurate simulation of MMCs. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 35, n. 1, p. 484–496, mar 2020. Citado na página 64.
- 176 SHAMPINE, L. F.; REICHELT, M. W.; KIERZENKA, J. A. Solving index-1 DAEs in MATLAB and simulink. *SIAM Review*, Society for Industrial & Applied Mathematics (SIAM), v. 41, n. 3, p. 538–552, jan 1999. Citado na página 66.
- 177 ASAM, J. et al. Improved double-pulse tests for medium-voltage devices. In: . [S.l.]: VDE, 2020. p. 1–6. ISBN 978-3-8007-5245-4. Citado na página 66.
- 178 Infineon Technologies AG. *FZ250R65KE3 - Highly Insulated Module with Trench/Fieldstop IGBT3 and Emitter Controlled 3 Diode*. 2020. Disponível em: <https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FZ250R65KE3-DataSheet-v03_02-EN.pdf?fileId=db3a3043382e8373013895a5f3f6169f>. Citado na página 66.
- 179 DROFENIK, J. W. K. U. A general scheme for calculating switching- and conduction-losses of power semiconductors in numerical circuit simulations of power electronic systems. In: *Proceedings of the International Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2005. Citado na página 69.
- 180 SHU, D. et al. A two-stage efficient model of modular multilevel converter for electromagnetic transient simulation. In: *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*. [S.l.]: IEEE, 2016. Citado na página 70.
- 181 Infineon Technologies AG. *Datasheet: IGBT-Module FF200R17KE4*. 2013. Disponível em: <https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FS30R06VE3-DS-v02_00-en_de.pdf?fileId=db3a304412b407950112b432e6bb5a0c>. Citado 2 vezes nas páginas 76 e 219.

- 182 MÄRZ, P. N. M. *Thermal Modeling of Power-electronic Systems*. [S.l.], 2000. Citado na página 78.
- 183 MATHWORKS. *Sensitivity of Multiple Roots*. 2020. Disponível em: <<https://www.mathworks.com/help/control/ug/sensitivity-of-multiple-roots.html>>. Citado na página 78.
- 184 FUCHS, S.; BECK, S.; BIELA, J. High output voltage precision PWM for modular multilevel converters. In: *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*. [S.l.]: IEEE, 2017. Citado na página 86.
- 185 MERLIN, M. M. C. et al. The extended overlap alternate arm converter: A voltage source converter with DC fault ride-through capability and a compact design. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), p. 1–1, 2017. Citado na página 87.
- 186 MÜNCH, P.; LIU, S.; DOMMASCHK, M. Modeling and current control of modular multilevel converters considering actuator and sensor delays. In: *Proc. 35th Annual Conf. of IEEE Industrial Electronics IECON '09*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1633–1638. ISSN 1553-572X. Citado na página 88.
- 187 SLEIMAN, M. et al. A simple control method for modular multilevel converters. In: *2017 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. [S.l.]: IEEE, 2017. Citado na página 88.
- 188 WANG, C. et al. Analysis and compensation of the system time delay in an MMC system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), p. 1–1, 2018. Citado na página 88.
- 189 CHRISTE, A.; DUJIC, D. Modular multilevel converter control methods performance benchmark for medium voltage applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), p. 1–1, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 88 e 141.
- 190 HASSANPOOR, A. et al. Tolerance band modulation methods for modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 1, p. 311–326, jan. 2015. ISSN 0885-8993. Citado na página 88.
- 191 YANG, Q.; SAEEDIFARD, M.; PEREZ, M. A. Sliding mode control of the modular multilevel converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), p. 1–1, 2018. Citado na página 88.
- 192 DARIVIANAKIS, G.; GEYER, T.; MERWE, W. van der. Model predictive current control of modular multilevel converters. In: *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 5016–5023. ISSN 2329-3721. Citado na página 88.

- 193 ZHANG, F.; JOOS, G. A predictive nearest level control of modular multilevel converter. In: *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 2846–2851. ISSN 1048-2334. Citado na página 88.
- 194 DEKKA, A. et al. Dual-stage model predictive control with improved harmonic performance for modular multilevel converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 10, p. 6010–6019, out. 2016. ISSN 0278-0046. Citado na página 88.
- 195 RIAR, B. S.; GEYER, T.; MADAWALA, U. K. Model predictive direct current control of modular multilevel converters: Modeling, analysis, and experimental evaluation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 1, p. 431–439, jan. 2015. ISSN 0885-8993. Citado na página 88.
- 196 LOPEZ, A. et al. Reference design for predictive control of modular multilevel converters. In: *Proc. 4th Australian Control Conf. (AUCC)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 239–244. Citado na página 88.
- 197 GONG, Z. et al. Design and experimental evaluation of fast model predictive control for modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 6, p. 3845–3856, jun. 2016. ISSN 0278-0046. Citado na página 88.
- 198 VATANI, M. et al. Indirect finite control set model predictive control of modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 6, n. 3, p. 1520–1529, maio 2015. ISSN 1949-3053. Citado na página 88.
- 199 SYPE, D. V. de et al. Small-signal laplace-domain analysis of uniformly-sampled pulse-width modulators. In: *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*. [S.l.]: IEEE. Citado na página 92.
- 200 CORRADINI LUCA; MAKSIMOVIĆ, D. M. P. Z. R. *Digital Control of High-Frequency Switched-Mode Power Converters*. 1. ed. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2015. (IEEE Press series on power engineering). ISBN 978-1-118-93510-1,9781119025375,1119025370,9781119025399,1119025397,9781119025498,1119025494,1118935101. Citado na página 93.
- 201 SYPE, D. V. de et al. Small-signal z-domain analysis of digitally controlled converters. In: *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*. [S.l.]: IEEE. Citado na página 93.
- 202 BUSO, S.; MATTAVELLI, P. *Digital Control in Power Electronics*. [S.l.]: Morgan & Claypool Publishers LLC, 2006. v. 1. 1–158 p. Citado na página 93.
- 203 VUKOSAVIĆ, S. N.; PERIĆ, L. S.; LEVI, E. AC current controller with error-free feedback acquisition system. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 31, n. 1, p. 381–391, 2016. ISSN 0885-8969. Citado na página 94.

- 204 LYONS, R. *Understanding Digital Signal Processing*. [S.l.]: Pearson Education, 2010. ISBN 9780137028528. Citado 4 vezes nas páginas 94, 160, 171 e 298.
- 205 Weber, B.; Wiedmann, K.; Mertens, A. Increased signal-to-noise ratio of sensorless control using current oversampling. In: *Proc. 9th Int. Conf. Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1129–1134. ISSN 2150-6086. Citado na página 94.
- 206 ÅSTRÖM, K.; WITTENMARK, B. *Computer-controlled Systems: Theory and Design*. [S.l.]: Prentice Hall, 1997. (Prentice-Hall information and system sciences series). ISBN 9780133148992. Citado 7 vezes nas páginas 101, 102, 103, 105, 106, 114 e 115.
- 207 OGATA, K. *Discrete-Time Control Systems (Pie)*. [S.l.]: Pearson Education, 1994. ISBN 0133286428,9780133286427. Citado 2 vezes nas páginas 101 e 105.
- 208 GODOY, E.; OSTERTAG, E. RST-controller design: A rational teaching method based on two diophantine equations. v. 39, p. 541–546, 2006. ISSN 1474-6670. Citado na página 102.
- 209 CAMACHO, C. B. E. F. *Model Predictive control*. 2. ed. [S.l.]: Springer-Verlag London, 2007. (Advanced Textbooks in Control and Signal Processing). ISBN 978-1-85233-694-3,978-0-85729-398-5. Citado na página 102.
- 210 GOODWIN, G. C.; GRAEBE, S. F.; SALGADO, M. E. *Control System Design*. 1st. ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall PTR, 2000. ISBN 0139586539. Citado na página 105.
- 211 LANDAU R. LOZANO, M. M. I. D. *Adaptive Control*. 1. ed. [S.l.]: Springer-Verlag London, 1998. (Communications and Control Engineering). ISBN 978-1-4471-1044-6,978-0-85729-343-5. Citado 3 vezes nas páginas 105, 106 e 115.
- 212 GUZMÁN, J.; HÄGGLUND, T. Simple tuning rules for feedforward compensators. *Journal of Process Control*, Elsevier BV, v. 21, n. 1, p. 92–102, jan 2011. Citado na página 113.
- 213 RODRÍGUEZ, C. et al. Robust design methodology for simultaneous feedforward and feedback tuning. *IET Control Theory & Applications*, Institution of Engineering and Technology (IET), v. 10, n. 1, p. 84–94, jan 2016. Citado na página 113.
- 214 PENG, Y.; VRANČIĆ, D.; HANUS, R. A review of anti-windup, bumpless and conditioned transfer. *IFAC Proceedings Volumes*, Elsevier BV, v. 29, n. 1, p. 1524–1529, jun 1996. Citado na página 114.
- 215 ESPINA, J. et al. Speed anti-windup PI strategies review for field oriented control of permanent magnet synchronous machines. In: *2009 Computability and Power Electronics*. [S.l.]: IEEE, 2009. Citado na página 114.

- 216 ÅSTRÖM, K.; WITTENMARK, B.; B, W. *Computer Controlled Systems: Theory and Design*. [S.l.]: Prentice-Hall, 1984. (Information and system sciences series). ISBN 9780131643192. Citado na página 114.
- 217 WALGAMA, K. S.; STERNBY, J. Inherent observer property in a class of anti-windup compensators. *International Journal of Control*, Informa UK Limited, v. 52, n. 3, p. 705–724, sep 1990. Citado na página 114.
- 218 NETO, A. H. *Técnicas anti-windup em estruturas de controle PID, RST e GPC*. Dissertação (Mestrado) — Federal University of Santa Catarina, 2005. Citado na página 115.
- 219 HANUS, R.; KINNAERT, M.; HENROTTE, J.-L. Conditioning technique, a general anti-windup and bumpless transfer method. *Automatica*, Elsevier BV, v. 23, n. 6, p. 729–739, nov 1987. Citado na página 115.
- 220 RÖNNBÄCK, S.; STERNBY, J. A design algorithm for anti-windup compensators-polynomial approach. *IFAC Proceedings Volumes*, Elsevier BV, v. 26, n. 2, p. 619–624, jul 1993. Citado na página 115.
- 221 TEODORESCU MARCO LISERRE, P. R. R. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, Ltd., 2011. ISBN 978-0-470-05751-3. Citado na página 122.
- 222 ZHOU, S. et al. DQ current control of voltage source converters with a decoupling method based on preprocessed reference current feed-forward. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 32, n. 11, p. 8904–8921, nov 2017. Citado na página 123.
- 223 XIAO, Q. et al. Large time-delay decoupling and correction in synchronous complex-vector frame. *IET Power Electronics*, Institution of Engineering and Technology (IET), v. 12, n. 2, p. 254–266, jan 2019. Citado na página 123.
- 224 ZHANG, X. et al. An accurate discrete current controller for high-speed PMSMs/Gs in flywheel applications. *Energies*, MDPI AG, v. 13, n. 6, p. 1458, mar 2020. Citado na página 123.
- 225 ÅSTRÖM, K.; MURRAY, R. *Feedback Systems: An Introduction for Scientists and Engineers*. [S.l.]: Princeton University Press, 2010. ISBN 9781400828739. Citado na página 125.
- 226 ROHNER, S. et al. Modulation, losses, and semiconductor requirements of modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 57, n. 8, p. 2633–2642, aug 2010. Citado na página 136.

- 227 LI, Y.; JONES, E. A.; WANG, F. Analysis of the relationship between switching frequency and sub-module capacitor unbalanced voltage for a modular multilevel converter. In: *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition - APEC 2014*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 220–224. ISSN 1048-2334. Citado na página 137.
- 228 DU, S.; LIU, J.; LIU, T. Modulation and closed-loop-based dc capacitor voltage control for mmc with fundamental switching frequency. *IEEE*, v. 30, p. 327–338, 2015. ISSN 1941-0107. Citado na página 137.
- 229 ILVES, K. et al. A new modulation method for the modular multilevel converter allowing fundamental switching frequency. *IEEE*, v. 27, p. 3482–3494, 2012. ISSN 1941-0107. Citado na página 137.
- 230 MARQUARDT, R.; LESNICAR, A. A new modular voltage source inverter topology. In: *Conf. Rec. EPE 2003*. [S.l.: s.n.], 2003. Citado na página 139.
- 231 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*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 26, n. 6, p. 1649–1658, jun 2011. Citado na página 140.
- 232 HAGIWARA, M.; MAEDA, R.; AKAGI, H. Negative-sequence reactive-power control by the modular multilevel cascade converter based on double-star chopper-cells (MMCC-DSCC). In: *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.]: IEEE, 2010. Citado na página 140.
- 233 KHAMPHAKDI, P. et al. Design and experiment of a back-to-back (BTB) system using modular multilevel cascade converters for power distribution systems. In: *2013 IEEE ECCE Asia Downunder*. [S.l.]: IEEE, 2013. Citado na página 140.
- 234 ÄNGQUIST, L. et al. Inner control of modular multilevel converters - an approach using open-loop estimation of stored energy. In: *Proc. Int. Power Electronics Conf. - ECCE ASIA -*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1579–1585. Citado 2 vezes nas páginas 140 e 141.
- 235 ANGQUIST, L. et al. Open-loop control of modular multilevel converters using estimation of stored energy. v. 47, n. 6, p. 2516–2524, nov. 2011. ISSN 0093-9994. Citado 3 vezes nas páginas 140, 141 e 180.
- 236 ANTONOPOULOS, A. et al. Global asymptotic stability of modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 61, n. 2, p. 603–612, feb 2014. Citado na página 140.
- 237 HARNEFORS, L. et al. Global asymptotic stability of current-controlled modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 30, n. 1, p. 249–258, jan 2015. Citado na página 140.

- 238 SILVA, G.; VIEIRA, R.; RECH, C. Sliding mode observer applied on equivalent arm voltage control in modular multilevel converters. *Eletrônica de Potência*, Associação Brasileira de Eletronica de Potencia SOBRAEP, v. 22, n. 3, p. 319–328, sep 2017. Citado na página 140.
- 239 LU, S. et al. An energy-based multi-loops control strategy for modular multilevel converter. In: *Proc. 18th Int. Conf. Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 553–558. Citado na página 141.
- 240 KAMMERER, F.; KOLB, J.; BRAUN, M. Fully decoupled current control and energy balancing of the modular multilevel matrix converter. In: *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2012. Citado na página 141.
- 241 KAMMERER, F. et al. Energy balancing of the modular multilevel matrix converter based on a new transformed arm power analysis. In: *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2014. Citado 2 vezes nas páginas 141 e 207.
- 242 SOUSA, G. J. M. de; HELDWEIN, M. L. Modular multilevel converter based unidirectional medium/high voltage drive system. In: *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.]: IEEE, 2013. Citado na página 141.
- 243 BARNKLAU, H.; GENSIOR, A.; RUDOLPH, J. A model-based control scheme for modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 60, n. 12, p. 5359–5375, dez. 2013. ISSN 0278-0046. Citado na página 141.
- 244 FEHR, H.; GENSIOR, A.; MUELLER, M. Analysis and trajectory tracking control of a modular multilevel converter. *IEEE*, v. 30, p. 398–407, 2015. ISSN 1941-0107. Citado na página 141.
- 245 GENSIOR, A.; FEHR, H. Modeling and energy balancing control of modular multilevel converters using perturbation theory for quasi-periodic systems. *IEEE*, v. 36, p. 2201–2217, 2021. ISSN 1941-0107. Citado 2 vezes nas páginas 141 e 148.
- 246 BERGNA-DIAZ, G.; SUUL, J. A.; D'ARCO, S. Energy-based state-space representation of modular multilevel converters with a constant equilibrium point in steady-state operation. *IEEE*, v. 33, p. 4832–4851, 2018. ISSN 1941-0107. Citado na página 142.
- 247 SAKINCI, C.; BEERTEN, J. Generalized dynamic phasor modeling of the MMC for small-signal stability analysis. *IEEE*, v. 34, p. 991–1000, 2019. ISSN 1937-4208. Citado na página 142.

- 248 KISH, G. J.; LEHN, P. W. Modeling techniques for dynamic and steady-state analysis of modular multilevel dc/dc converters. *IEEE*, v. 31, p. 2502–2510, 2016. ISSN 1937-4208. Citado na página 142.
- 249 MA, Y. et al. Stability analysis of modular multilevel converter based on harmonic state-space theory. *IET Power Electronics*, Institution of Engineering and Technology (IET), v. 12, n. 15, p. 3987–3997, nov 2019. Citado na página 142.
- 250 FEHR, H.; GENSIOR, A. Eigenvalue optimization of the energy-balancing feedback for modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 34, n. 11, p. 11482–11495, nov 2019. Citado na página 142.
- 251 AHLE, T. D.; KNUDSEN, J. B. T. Almost optimal tensor sketch. set. 2019. Citado na página 144.
- 252 SLYUSAR, V. I. A family of face products of matrices and its properties. *Cybernetics and Systems Analysis*, Springer Science and Business Media LLC, v. 35, n. 3, p. 379–384, may 1999. Citado na página 144.
- 253 BOYD, L. V. S. *Convex optimization*. [S.l.]: Cambridge University Press, 2004. ISBN 9780521833783,0521833787. Citado na página 144.
- 254 MATTAVELLI, P. Synchronous-frame harmonic control for high-performance AC power supplies. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 37, n. 3, p. 864–872, 2001. Citado na página 146.
- 255 PAN, C.; CHAO, K. A computer-aided root-locus method. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 23, n. 5, p. 856–860, oct 1978. Citado na página 163.
- 256 COLLIER, D. A. F.; ORTMANN, M. S.; HELDWEIN, M. L. AC currents synchronization technique based on the normalized phase-locked loop for modulation of a three-phase PWM delta-switch rectifier. In: *2014 IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*. [S.l.]: IEEE, 2014. Citado na página 169.
- 257 GOLESTAN, S. et al. A quasi-type-1 phase-locked loop structure. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 29, n. 12, p. 6264–6270, dec 2014. Citado na página 169.
- 258 WU, C. et al. On the equilibrium points in three-phase PLL based on the d-axis voltage normalization. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 36, n. 11, p. 12146–12150, nov 2021. Citado na página 169.

- 259 RODRIGUEZ, P. et al. Decoupled double synchronous reference frame PLL for power converters control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 22, n. 2, p. 584–592, mar 2007. Citado na página 169.
- 260 GU, S. et al. Multi-channel synchronous reference frame PLL based on feedback structure. In: *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*. [S.l.]: IEEE, 2016. Citado na página 169.
- 261 PLAZENET, T. et al. A comprehensive study on shaft voltages and bearing currents in rotating machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), p. 1–1, 2018. Citado na página 177.
- 262 HILLER, M. et al. A new highly modular medium voltage converter topology for industrial drive applications. In: *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–10. Citado na página 178.
- 263 HAGIWARA, M.; NISHIMURA, K.; AKAGI, H. A modular multilevel PWM inverter for medium-voltage motor drives. In: *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.]: IEEE, 2009. Citado na página 179.
- 264 ANTONOPOULOS, A. et al. Optimal selection of the average capacitor voltage for variable-speed drives with modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 1, p. 227–234, jan. 2015. ISSN 0885-8993. Citado na página 180.
- 265 AIELLO, M. F.; BARIE, W. High resonate pole frequency M2LC converter for medium voltage drive and energy sector applications. In: *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 3515–3521. ISSN 2329-3721. Citado na página 180.
- 266 JUNG, J.-J.; LEE, H.-J.; SUL, S.-K. Control strategy for improved dynamic performance of variable-speed drives with modular multilevel converter. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 3, n. 2, p. 371–380, jun 2015. Citado na página 181.
- 267 YU, Y. et al. Research on the control strategy of modular multilevel converter for feeding three-phase machines. In: *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2015. Citado na página 181.
- 268 GAO, X. et al. Modulated model predictive control of modular multilevel converters operating in a wide frequency range. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), p. 1–12, 2022. Citado na página 181.

- 269 KUCKA, J.; MERTENS, A. Improved Current Control for a Quasi-Two-Level PWM-Operated Modular Multilevel Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 35, n. 7, p. 6842–6853, jul. 2020. ISSN 1941-0107. ZSCC: NoCitationData[s0]. Citado na página 181.
- 270 OKAZAKI, Y.; HAGIWARA, M.; AKAGI, H. A speed-sensorless startup method of an induction motor driven by a modular multilevel cascade inverter (mmci-dscc). In: *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1473–1480. ISSN 2329-3721. Citado na página 182.
- 271 OKAZAKI, Y. et al. Research trends of modular multilevel cascade inverter (mmci-dscc)-based medium-voltage motor drives in a low-speed range. In: *Proc. Int. Power Electronics Conf. (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1586–1593. ISSN 2150-6078. Citado na página 182.
- 272 LI, B. et al. Comparative study of the sinusoidal-wave and square-wave circulating current injection methods for low-frequency operation of the modular multilevel converters. In: *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 4700–4705. ISSN 2329-3721. Citado na página 183.
- 273 ESPINOZA-B, M. et al. An integrated converter and machine control system for MMC-based high-power drives. *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)*, v. 66, n. 3, p. 2343–2354, mar 2019. Citado na página 183.
- 274 ESPINOZA, M. et al. Control strategies for modular multilevel converters driving cage machines. In: *Proceedings of the 3rd IEEE Annual Southern Hemisphere Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2017. Citado na página 183.
- 275 ZHAO, F. et al. A coordinated strategy of low-speed and start-up operation for medium-voltage variable-speed drives with a modular multilevel converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 35, n. 1, p. 709–724, jan 2020. Citado na página 183.
- 276 BRIZ, F.; DEGNER, M.; LORENZ, R. Analysis and design of current regulators using complex vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 36, n. 3, p. 817–825, 2000. Citado na página 190.
- 277 HARNEFORS, L. Modeling of three-phase dynamic systems using complex transfer functions and transfer matrices. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 54, n. 4, p. 2239–2248, aug 2007. Citado na página 190.
- 278 TROENG, O.; BERNHARDSSON, B.; RIVETTA, C. Complex-coefficient systems in control. In: *2017 American Control Conference (ACC)*. [S.l.]: IEEE, 2017. Citado na página 190.

- 279 BONNETT, A. Analysis of the impact of pulse-width modulated inverter voltage waveforms on AC induction motors. In: *Proceedings of IEEE Pulp and Paper Industry Conference*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 1996. v. 32, n. 2, p. 386–392. Citado na página 192.
- 280 RUSELER, A. *Inversor Modular para o acionamento de motores com enrolamentos divididos e abertos*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 208 e 227.
- 281 GUO, F. et al. An overmodulation algorithm with neutral-point voltage balancing for three-level converters in high-speed aerospace drives. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), p. 1–1, 2021. Citado na página 216.
- 282 LEM. *Datasheet: Currente Transducer LA305-S*. Disponível em: <<http://www.lem.com/docs/products/la%20305-s.pdf>>. Citado na página 224.
- 283 LI, B. et al. Start-up control with constant precharge current for the modular multilevel converter. In: *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. [S.l.]: IEEE, 2014. Citado na página 227.
- 284 Infineon Technologies AG. *Datasheet: IGBT-Module FS30R06VE3*. 2013. Disponível em: <http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FS30R06VE3-DS-v02_00-en_de.pdf?fileId=db3a304412b407950112b432e6bb5a0c>. Citado na página 231.
- 285 SCHIFFER, M. B. *Power Struggles: Scientific Authority and the Creation of Practical Electricity before Edison*. [S.l.: s.n.], 2008. ISBN 0262195828. Citado 3 vezes nas páginas 279, 280 e 281.
- 286 DOPPELBAUER, M. *The invention of the electric motor 1800-1854*. Disponível em: <<https://www.eti.kit.edu/english/1376.php>>. Citado na página 279.
- 287 LENZ, H. F. E. Ueber die Bestimmung der Richtung der durch elektrodynamische Vertheilung erregten galvanischen Ströme. p. 483–494, 1834. Citado na página 279.
- 288 DOPPELBAUER, M. *Jacobi's Motor - The first real electric motor of 1834*. Disponível em: <<https://www.eti.kit.edu/english/1382.php>>. Citado na página 279.
- 289 LOCKWOOD, T. D. *Electricity, magnetism, and electric telegraphy*. [s.n.], 1883. Disponível em: <<https://archive.org/details/electricitymagn01lockgoog>>. Citado na página 280.
- 290 DREDGE, J. *Electric Illumination*. [s.n.], 1882. Disponível em: <<https://archive.org/details/electricillumina01dred>>. Citado na página 280.
- 291 DOPPELBAUER, M. *The invention of the electric motor 1856-1893*. Disponível em: <<https://www.eti.kit.edu/english/1390.php>>. Citado na página 281.

- 292 HILLEBRAND, F. Zur Geschichte des Drehstroms. *ETZ*, 1959. Citado na página 281.
- 293 DEVINE, W. D. From shafts to wires: Historical perspective on electrification. *Journal of Economic History*, Cambridge University Press (CUP), v. 43, n. 02, p. 347–372, jun 1983. Citado 2 vezes nas páginas 282 e 283.
- 294 FORD, H.; CROWTHER, S. *Edison as I know him*. [S.l.]: Cosmopolitan book corporation, 1930. Citado na página 282.
- 295 CROSBY, F. B. Alternating-current motors for the economic operation of mine fans. *Proceedings of the American Institute of Electrical Engineers*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 32, n. 4, p. 973–988, apr 1913. Citado na página 283.
- 296 MEYER, F. W.; SYKES, W. The economical speed control of alternating-current motors driving rolling mills. *Proceedings of the American Institute of Electrical Engineers*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 31, n. 12, p. 2173–2203, dec 1912. Citado 2 vezes nas páginas 283 e 284.
- 297 THOMPSON, S. P.; FIELD, M. Rotatory converters. *Journal of the Institution of Electrical Engineers*, Institution of Engineering and Technology (IET), v. 27, n. 137, p. 651–689, nov 1898. Citado na página 284.
- 298 ARNOLD, E. *Die Wechselstromtechnik*. [s.n.], 1902. Disponível em: <<https://archive.org/details/diewechselstrom02fraegoog>>. Citado na página 284.
- 299 HIPPLE, J. M. Discussion on “Power requirements of rolling mills” (Sykes), and “The economical speed control of alternating-current motors driving rolling mills” (Meyer and Sykes). *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), XXXI, n. 2, p. 2096–2120, jun 1912. Citado na página 284.
- 300 Charles Pollak. *Improvements in means for controlling or directing electric currents*. 1896. GB000189524398A. Disponível em: <<https://depatisnet.dpma.de/DepatisNet/depatisnet?action=bibdat&docid=GB000189524398A&zd=1>>. Citado na página 284.
- 301 GRAETZ, L. Ein electrochemisches Verfahren, um Wechselstroeme in Gleichstroeme zu verwandeln. *Analen der Physik und Chemie*, n. 62, p. 323–327, 1897. Disponível em: <https://archive.org/stream/bub_gb_aQoAAAAAAMAAJ>. Citado na página 284.
- 302 PRINCE, D. C. Mercury arc rectifier phenomena. *Journal of the A.I.E.E.*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 46, n. 7, p. 667–674, jul 1927. Citado na página 284.
- 303 RISSIK, J.; RISSIK, H. Heavy-duty rectifiers and their application to traction substations. *Journal of the Institution of Electrical Engineers*, Institution of Engineering and Technology (IET), v. 69, n. 416, p. 933–963, aug 1931. Citado na página 284.

- 304 DURAND, S. Steel-cylinder grid-controlled mercury-arc rectifiers in radio service. *Proceedings of the IRE*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 23, n. 4, p. 372–379, apr 1935. Citado na página 285.
- 305 HERSKIND, C. C. Grid controlled rectifiers and inverters. *Electrical Engineering*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 53, n. 6, p. 926–935, jun 1934. Citado na página 285.
- 306 BEILER, A. H. The thyatron motor at the logan plant. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 57, n. 1, p. 19–24, jan 1938. Citado na página 285.
- 307 ALEXANDERSON, E. F. W.; EDWARDS, M. A.; WILLIS, C. H. Electronic speed control of motors. *Electrical Engineering*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 57, n. 6, p. 343–354, jun 1938. Citado na página 285.
- 308 PUCHLOWSKI, K. P. Electronic control of d-c motors. *Electrical Engineering*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 62, n. 12, p. 870–877, dec 1943. Citado na página 285.
- 309 BATES, C. The principles of electronic motor control. *Students Quarterly Journal*, Institution of Engineering and Technology (IET), v. 22, n. 87, p. 99, 1952. Citado na página 285.
- 310 WAGNER, C. F.; LUDWIG, L. R. The “ignitron” type of inverter. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 53, n. 10, p. 1384–1388, oct 1934. Citado na página 285.
- 311 ALEXANDERSON, E. F. W.; PHILLIPI, E. L. History and development of the electronic power converter. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 63, n. 9, p. 654–657, sep 1944. Citado na página 285.
- 312 CUFF, T. M. The copper oxide rectifier. 1995. Disponível em: <https://www.researchgate.net/publication/294259463_The_Copper_Oxide_Rectifier>. Citado na página 286.
- 313 MANGNALL, D. The metal rectifier. *Students Quarterly Journal*, Institution of Engineering and Technology (IET), v. 27, n. 105, p. 3, 1956. Citado na página 286.
- 314 HARTY, E. A. Characteristics and applications of selenium-rectifier cells. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 62, n. 10, p. 624–629, oct 1943. Citado na página 286.
- 315 CRENSHAW, R. M. Industrial uses of germanium rectifiers. *Electrical Engineering*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 75, n. 8, p. 719–721, aug 1956. Citado na página 286.

- 316 LOSCO, E. F. Properties of silicon power rectifiers. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 74, n. 1, p. 106–111, 1955. Citado na página 286.
- 317 MOLL, J. et al. P-N-P-N transistor switches. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 44, n. 9, p. 1174–1182, sep 1956. Citado 2 vezes nas páginas 286 e 287.
- 318 HOLONYAK, N. The silicon P-N-P-N switch and controlled rectifier (thyristor). Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 16, n. 1, p. 8–16, jan 2001. Citado na página 286.
- 319 BRUSSO, B.; BOSE, B. Power electronics - Historical perspective and my experience. *IEEE Industry Applications Magazine*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 20, n. 2, p. 7–81, mar 2014. Citado na página 287.
- 320 SHENAI, K. The invention and demonstration of the IGBT [a look back]. *IEEE Power Electronics Magazine*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 2, n. 2, p. 12–16, jun 2015. Citado na página 287.
- 321 SANDERS, S. et al. Generalized averaging method for power conversion circuits. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 6, n. 2, p. 251–259, apr 1991. Citado na página 298.
- 322 LYONS, R. dsp tips & tricks - the sliding DFT. *IEEE Signal Processing Magazine*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 20, n. 2, p. 74–80, mar 2003. Citado na página 298.
- 323 SCHAFFER, O. . *Discrete Time Signal Processing*. 2nd. ed. [S.l.]: Prentice Hall of India, 2008. ISBN 9788120312463,8120312465. Citado na página 299.

Apêndice A

Acionamento Elétrico Antigo

Antes da eletrificação industrial, a principal forma de transmissão de energia dentro de uma fábrica era mecânica, através de eixos. Cada máquina era conectada através de polias e correias, ou engrenagens, a um eixo principal (*line shaft*), suspenso próximo ao teto, cuja motricidade advinha de uma máquina a vapor, roda d'água, moinho de vento ou outra forma de geração primária. Tal sistema requeria manutenção constante, era pouco eficiente, ruidoso, perigoso e era o fator determinante no arranjo das máquinas dentro da fábrica, impossibilitando uma maior otimização dos processos produtivos. Este sistema, contudo, perdurou como principal solução até final do século XIX, período a partir do qual se inicia a proliferação do uso de motores elétricos nas fábricas. O desenvolvimento deste motor, no entanto, começou décadas antes, e contou com a pesquisa de muitos cientistas e inventores. Esta seção tem como objetivo fazer uma contextualização histórica breve do uso das motores elétricos e seus sistemas de acionamento.

A.1 Do princípio da indução à invenção da máquina CA

Os princípios que permitem a conversão de energia elétrica em energia mecânica foram primeiramente observados por Østerd em 1820, quando este verificou que a passagem de uma corrente elétrica próximo a uma bússola causava a deflexão do ponteiro desta. O primeiro movimento circular gerado através do eletromagnetismo foi obtido por Faraday, um ano depois. Durante a década seguinte, muitos inventores criaram vários dispositivos capazes de gerar movimento circular diretamente ou através de oscilações, como numa máquina a vapor. Porém, todas tinham um propósito apenas demonstrativo, não gerando potência suficiente para qualquer aplicação.

Os princípios da indução, fenômeno inverso ao que havia sido estudado até o momento, foi descoberto por Faraday em 1831. Joseph Henry, cientista americano cujo nome se atribuiu à unidade de indutância, também descobriu o fenômeno, independentemente, no mesmo ano. Henry também melhorou e desenvolveu aplicações práticas para o eletroímã, inventado por Sturgeon (britânico) em 1825, como a campainha e o relé eletromecânico, abrindo caminho para o desenvolvimento do telégrafo elétrico anos mais tarde.

Em 1832, Pixii, um fabricante de instrumentos francês, monta o primeiro dispositivo

capaz de gerar corrente alternada através da rotação. No entanto, até o momento, apenas correntes contínuas tinham alguma aplicação. No mesmo ano, Pixii incluiu uma chave que funcionava de modo síncrono à rotação, permitindo a conversão da corrente alternada em pulsada. A máquina de Pixii rapidamente se espalhou na comunidade científica como uma substituição às baterias na geração de corrente contínua. Embora alguns atribuam a invenção do comutador a Pixii [285], em 1833, William Ritchie publica que havia inventado no ano anterior um gerador com quatro bobinas, um comutador e escovas capaz de gerar corrente contínua [286].

Até o ano de 1833, motores e geradores elétricos eram tidos como dispositivos distintos. Neste ano, Heinrich Lenz descobriu a lei da reciprocidade entre os chamados fenômenos magnéticos-elétricos e eletromagnéticos, ou seja, que um motor pode funcionar como gerador e vice-versa. Seus achados foram publicados em 1834 [287], e ganharam popularidade a partir de 1838, depois que vários experimentos validaram a reciprocidade [286].

Também em 1833, Thomas Davenport, um metalúrgico americano, compra um eletroímã de Henry e começa seus experimentos com eletromagnetismo. Davenport visionava que um dia a “força” magnética substituiria a muito mais perigosa máquina a vapor e trabalhou nos anos seguintes no desenvolvimento de um motor elétrico rotativo [285], em conjunto com outros parceiros. Em 1837, Davenport finalmente consegue uma patente, supostamente, a primeira de um motor elétrico, e começa a fabricar suas máquinas. Contudo, o negócio não prosperou. Depois da patente de Davenport, centenas de outras sobre motores foram aplicadas mundo a fora.

À mesma época, na Europa, a tecnologia dos motores elétricos já era bem mais desenvolvida. Jacobi já havia desenvolvido o motor mais potente para a época em 1834 [288], o qual é tido como o primeiro capaz de ter alguma aplicação. Em 1838, Jacobi demonstra um barco alimentado com baterias de zinco capaz carregar mais de doze pessoas. Um ano depois, após algumas melhorias, Jacobi aumenta a potência de seu motor de 300 W para 1 kW. Em 1851, o americano Charles Page demonstra a utilização de motores elétricos em locomotivas alimentadas à bateria, quando atingiu uma velocidade de 30 km/h numa locomotiva de dez toneladas.

Um grande número de inventores interessados nos motores elétricos e patentes surgiram neste meio tempo. Contudo, ainda não havia mercado para estes dispositivos, sendo o maior impeditivo o alto custo da energia elétrica. O zinco consumido pelas baterias tinha um custo muito maior que o carvão que movia as máquinas a vapor para gerar a mesma quantidade de energia mecânica, fato este concluído e difundido pela maioria dos cientistas. Mesmo Henry, grande contribuidor do eletromagnetismo, desacreditava na disseminação das máquinas elétricas, e desincentivou Davenport a continuar seus experimentos. Para ele, os experimentos com eletromagnetismo deveriam ser encarados como puramente científicos, não devendo o verdadeiro homem da ciência buscar motivação

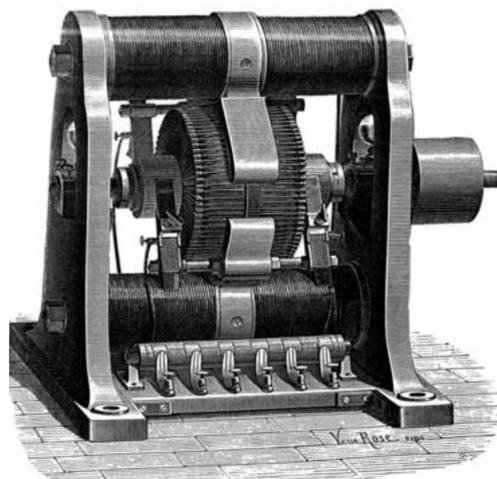


Figura A.1 – Gerador de Gramme com armadura em anel. Copiado de [285] (cuja fonte é [290]).

financeira ou especulativa [285].

Nas décadas seguintes, o desenvolvimento tecnológico das máquinas CC foi principalmente motivado pela necessidade de geradores para alimentar telégrafos e lâmpadas. Uma das primeiras máquinas a utilizar uma peça única como rotor, a armadura, foi inventada por Werner Siemens em 1856. Dez anos depois, Siemens inventa o dínamo, cujo campo magnético é gerado por bobinas, dispensando o uso de ímãs e possibilitando um grande aumento na potência gerada. Neste meio tempo, em 1861, James Clerk Maxwell unifica os conhecimentos do magnetismo e da eletricidade em suas famosas equações.

Até então, a tensão gerada pelos magnetos, como eram chamados os geradores com ímã permanente, e os dínamos com bobinas de campo, em sua maioria, era pulsada. Em 1871, o belga Zénobe Gramme desenvolve uma armadura em anel com muitos enrolamentos (ver Figura A.1), capaz de gerar uma tensão com muito menor ondulação. Embora Gramme tenha recebido a maior parte da fama, este tipo de construção, no entanto, já havia sido proposta pelo italiano Pacinotti em 1861 [289]. Esta foi uma das últimas grandes modificações na estrutura da máquina CC. Conceitualmente, o projeto das máquinas atuais não diverge muito da invenção de Gramme. Em 1879, Gramme já havia vendido mais de 1000 dínamos.

Na América, nesta mesma época, a disputa de quem inventaria a melhor lâmpada elétrica se acirrava. Muito embora, inicialmente, a predominância era de lâmpadas a arco, Thomas Edison previra que uma lâmpada barata, duradoura, eficiente e que pudesse ser disseminada para o público em geral teria que ser incandescente. Depois de muito tempo de dedicação ao projeto, Edison finalmente apresenta uma lâmpada totalmente funcional na festa de ano novo de 1879. Muitos dos componentes atuais usados em instalações elétricas como cabos, fusíveis e chaves foram inventados ou melhorados por Edison e sua equipe nos anos seguintes.

Com os avanços tecnológicos, a geração de energia elétrica passou a ser predominantemente realizada através de geradores conectados a máquinas a vapor. Sendo uma energia muito mais barata que o zinco das baterias, as vantagens da utilização dos motores elétricos tornaram-se mais atraentes. Em conjunto com a expansão da iluminação elétrica, também ampliou-se as linhas de bondes elétricos nos Estados Unidos, não apenas por questões energéticas, mas também como atração para investidores.

De posse das patentes das lâmpadas incandescentes de Sawyer, um rival de Edison, e outras europeias sobre transformadores, a empresa de Westinghouse começa a desenvolver seu próprio sistema de eletrificação baseado em CA [285]. Em 1888, Nikola Tesla é contratado para trabalhar no motor CA da empresa e em seu sistema polifásico. A grande vantagem deste sistema é a possibilidade de se elevar e baixar os níveis de tensão através de transformadores, permitindo a transmissão eficiente de energia elétrica através de distâncias muito superiores ao que o sistema de CC permitiria, favorecendo a centralização da geração de energia. Edison, por outro lado, imaginava um sistema de geração distribuído, com uma usina a cada poucas quadras, o que favoreceria a massificação da eletrificação. Para ele, a utilização de alta tensão CA era muito perigosa para a vida humana. Dada a perda de mercado de sua empresa, Edison inicia a “guerra das correntes” através de repetidos discursos sobre os perigos da corrente CA e da alta tensão. Alguns anos depois, frustrados com as atitudes de Edison, os investidores tomaram controle de suas empresas, e através da fusão destas com a Thomson-Houston, que possuía conhecimento sobre as tecnologias utilizadas em CA, fundaram a General Electric Company (GE).

A invenção do motor de indução se deu de forma independente por Tesla e pelo italiano Galileo Ferraris, muito embora, a ideia dos campos girantes já havia sido estudada por outros inventores. Tesla descobriu os campos girantes em 1882, mas somente em 1887 demonstrou sua funcionalidade e aplicação através de um protótipo apresentado ao *American Institute of Electrical Engineers* (AIEE), atualmente IEEE. Ferraris, por outro lado, já tinha um protótipo funcional em 1885, mas apenas três anos mais tarde publicou os seus resultados. Os dois visionaram um sistema bifásico, a quatro fios. O norte-americano Charles Bradley também contribuiu na invenção do motor de indução atual, sendo o primeiro a propor a utilização de um rotor completamente em curto-circuito, o rotor do tipo gaiola de esquilo.

O sistema trifásico foi primeiramente proposto pelo alemão Friedrich Haselwander, em 1887, que em pouco tempo foi capaz de desenvolver um gerador síncrono trifásico. Contudo, a invenção não teve a sua importância reconhecida. Esta veio com Dolivo-Dobrowolsky em 1889, inventor do motor de indução trifásico com rotor gaiola de esquilo. O desenvolvimento do motor CA se deu dentro de poucos anos, muito mais rápido que o CC, e as contribuições foram quase simultâneas. A invenção dos motores e do sistema elétrico atual estava “quase no ar” [291] (cuja fonte é [292]), dando origem a várias invenções semelhantes, mas independentes.

Poucos anos depois, em 1891, sob a liderança de Dolivo-Dobrowolsky, a empresa AEG instala a primeira linha de transmissão trifásica. A linha tinha um comprimento de 175 km, ligando Lauffen à Frankfurt, e podia transmitir até 220 kW quando operando com a tensão nominal de 25 kV. Quatro anos depois, a Westinghouse colocou em operação a primeira linha de transmissão da América, conectando as cataratas do Niágara à cidade de Buffalo, uma distância de 35 km. A linha podia transmitir até 750 kW sob uma tensão de 11 kV.

A partir daí, a eletrificação das indústrias passou a ser um processo cada vez mais acelerado. Na virada do século, 80% da motricidade das fábricas ainda advinha de máquinas a vapor. 20 anos depois, as máquinas elétricas já eram responsáveis por mais da metade da força motriz. No final da mesma década, o percentual sobe para 78%. Esta transição aumentou a eficiência das fábricas, diminuindo os custos de produção [293]. O uso de um motor elétrico em cada máquina gerava muito menos perdas quando comparado às polias e correias utilizadas na distribuição mecânica, além de permitir muito maior flexibilidade no arranjo das máquinas, operação em altas velocidades e menor manutenção [294].

A.2 Início do acionamento em velocidade variável

O controle de velocidade mais simples para um motor CC consiste na utilização de um reostato em série com a armadura. As desvantagens deste método são a grande ineficiência, principalmente em baixas rotações, e a susceptibilidade à variação de torque. Ainda em 1891, Ward Leonard publica sua primeira patente sobre o controle de velocidade de motores CC [1, 2], o qual apresenta significativas melhorias com relação ao primeiro método. Além do motor principal, M_p , como apresentado na Figura A.2, que pode ser uma fonte primária como um motor diesel ou a vapor, ou mesmo um motor elétrico, o sistema necessita de um gerador adicional. Em vez de variar a corrente de armadura diretamente, o sistema varia a corrente de campo do gerador, que por sua causa uma variação na tensão gerada, sendo esta diretamente aplicada à armadura do motor conectado à carga. Além de poder variar a velocidade, também é possível modificar o sentido de rotação através da

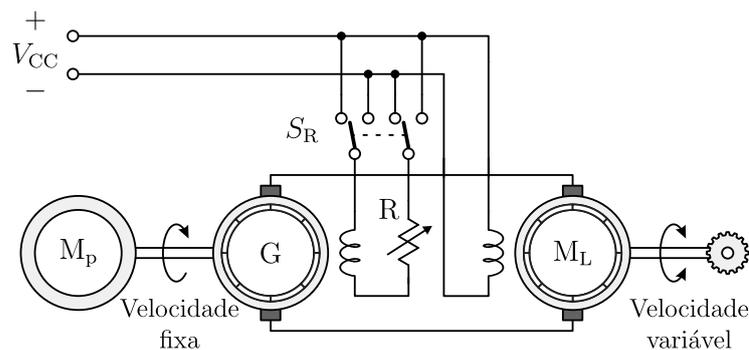


Figura A.2 – Controlador de velocidade de Ward Leonard.

polaridade da tensão de campo do gerador. Outra alternativa, de menor custo, consistia em disponibilizar várias tensões CC dentro da fábrica, possibilitando variar a velocidade das máquinas dentre alguns níveis.

O motor CA, embora mais simples, robusto e barato, tinha uma desvantagem. Não era possível variar sua velocidade sem afetar seriamente o rendimento. Contudo, na mesma época em que os sistemas CA se proliferavam, e seus custos diminuía, aumentava a tendência de utilização de um motor para cada máquina, distanciando-se cada vez mais da concepção originalmente utilizada na distribuição mecânica de energia. À medida que a especialização das máquinas aumentava, diminuía-se a necessidade de frequência variável, corroborando com a disseminação dos motores de indução [293].

Outras aplicações, contudo, invariavelmente necessitavam de velocidade variável. À época, eram algumas aplicações deste tipo grandes laminadores, ventiladores de minas e moinhos. Dadas as vantagens de baixa manutenção dos motores CA e expansão deste tipo de distribuição, a variação eficiente da velocidade do motor de indução passou a ser um dos principais problemas das empresas que comercializavam este tipo de solução. A mais simples delas consiste na utilização de resistores no circuito de rotor. Para tal, o rotor tem que ser do tipo bobinado, exigindo uma conexão externa através de anéis coletores. A grande desvantagem deste sistema é o baixo rendimento. O percentual de energia perdida nos resistores é aproximadamente o mesmo da variação de velocidade da máquina, inviabilizando este sistema para máquinas de grande potência e que operam boa parte do tempo em velocidade abaixo da nominal. Outra solução consistia na utilização de variadas configurações de conexão das boninas da máquina, permitindo a variação do número de polos desta, e, conseqüentemente, uma variação discreta da velocidade. Embora mais eficiente que o primeiro, em geral as máquinas com este tipo de enrolamento são complexas e mais volumosas, assim como o sistema de acionamento. Uma combinação dos dois sistemas também poderia ser utilizada [295].

Sistemas de regulação de velocidade mais eficientes foram sendo desenvolvidos baseados na ideia de devolver a energia transferida pelo rotor para a carga (esquema de Krämer) ou de volta para a rede (esquema de Scherbius), em vez de transformá-la em calor [296]. Em ambos os casos é necessária a utilização de máquinas comutadas (com escovas), similares às máquinas CC, mas para operação com corrente alternada, uma vez que estas podem operar com frequências mecânica e elétrica distintas. A Figura A.3 apresenta o esquema proposto por Scherbius. O motor principal M_1 possui um rotor bobinado, cujos terminais são conectados a uma máquina comutada, M_C . Esta drena uma potência do rotor de M_1 que depende da relação de espiras do transformador variável T . Estando mecanicamente acoplada ao motor de indução auxiliar M_2 , a potência absorvida é transferida de volta para a rede. Assim como no caso da utilização de resistores, a potência processada pelas máquinas auxiliares, em valores percentuais, é aproximadamente igual à variação de velocidade requerida. Estes sistemas, portanto, não eram projetados para

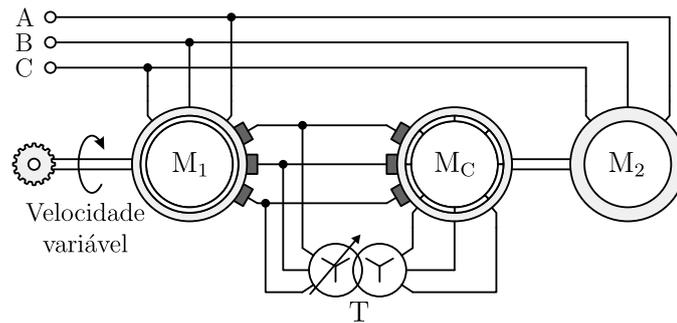


Figura A.3 – Regulador de Scherbius, que permite a variação da velocidade do motor de indução com rendimento relativamente elevado.

funcionar desde frequência zero, mas para uma faixa de variação tipicamente de 30% abaixo ou em torno da frequência síncrona.

Uma das desvantagens do sistema de Scherbius é o número de máquinas adicionais necessário. Este pode ser diminuído para apenas um se uma máquina do tipo conversora de frequência, ou conversor rotativo [297], muitas vezes também empregada na conversão entre tensões alternadas e contínuas [298], for utilizada [296]. Estes sistemas também têm a vantagem de poder corrigir o fator de potência do circuito como um todo, diminuindo o carregamento das instalações. Uma discussão sobre a aplicação e eficiência dos sistemas mais utilizados na época pode ser vista em [299].

A.3 Sistemas de acionamento eletrônico

O processo de conversão de correntes alternadas em contínuas através de dispositivos estáticos já era conhecido antes mesmo do século XX. O retificador eletroquímico foi inventado em 1895 por Charles Pollak [300], sendo dois anos depois reinventado independentemente por Leo Graetz [301]. A adoção deste tipo de conversor em potências maiores e em larga escala, contudo, só foi possível com a invenção dos retificadores eletrônicos.

O processamento eletrônico da energia elétrica tem seu desenvolvimento iniciado em 1902, quando Peter Cooper Hewitt inventou o retificador a arco de mercúrio, uma válvula eletrônica de cátodo frio composto por mercúrio líquido. Deste, qualquer parte evaporada devido ao calor do plasma, atinge a parte mais fria do envelope de vidro, condensa-se e retorna ao fundo do invólucro, restaurando o cátodo. A adição de mais ânodos ao bulbo de vidro permite a retificação de sistemas trifásicos com muito maior eficiência que os conversores rotativos, principalmente em tensões mais elevadas, já que a queda sobre o dispositivo, quando em condução, é relativamente baixa, em torno de 20 V [302]. Isto garantiu a aplicação do dispositivo em muitas áreas industriais, carregamento de baterias, distribuição de energia em CC e alimentação de trens. Após anos de desenvolvimento, na década de 30, já havia válvulas para alta tensão com especificações de 20 kV, outras para correntes até 16 kA e capazes de processar potências de 8 MW [303]. Estes dispositivos de

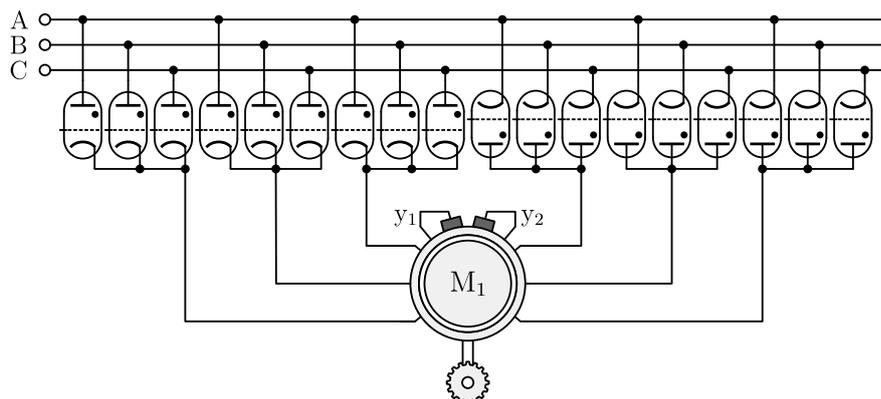


Figura A.4 – Sistema de acionamento de 2300 V e 400 hp com comutador eletrônico proposto pela GE em 1934 [3, 306]. M_1 é uma máquina síncrona com dois enrolamentos em Y, cujos centros são conectados ao enrolamento de campo.

maior potência, diferentemente dos primeiros, possuíam um invólucro metálico.

Um grande avanço dos retificadores a vapor de mercúrio veio com a introdução da grade de controle entre o ânodo e o cátodo [304] por Irving Langmuir da GE em 1914. A grade permitia o controle do ângulo de disparo das válvulas, e, conseqüentemente, da tensão de saída do retificador. Também descobriu-se que era possível funcionar um retificador como inversor comutado pela rede, se os pulsos de disparo das válvulas eram retardados ainda mais e a polaridade da tensão CC trocada [305]. Além disso, a inserção da grade minimizava drasticamente a ocorrência dos chamados *arc-back*, que era a condução continuada de corrente através do ânodo, mesmo depois que o potencial deste se tornava mais negativo que o do cátodo. O posterior desenvolvimento desta tecnologia permitiu que a tensão de trabalho das válvulas atingissem valores cada vez mais elevados, viabilizando o surgimento da transmissão em HVDC.

A tecnologia das válvulas de potência continuou seu desenvolvimentos nas próximas décadas, dando origem a muitos dispositivos diferentes. Um deles era o thyatron, de funcionamento similar ao retificador a vapor de mercúrio, mas com cátodo sólido. O primeiro acionamento em velocidade variável para uma máquina CA, do tipo síncrona, utilizava este dispositivo [3, 306]. As válvulas podem vistas como comutadores eletrônicos, de maneira similar ao acionamento de uma máquina *brushless* atual, mas numa configuração de conversor direto, como apresentado na Figura A.4. Além do acionamento para a máquina síncrona, Alexanderson, engenheiro da GE, também propôs sistemas de acionamento para motores de indução com rotor bobinado, numa estrutura similar a de Krämer [307]. O acionamento de motores CC com retificadores controlados também era amplamente utilizado [308, 309]. Outros tipos de conversores de potência surgiram antes da década de 50, como o inversor autônomo [310], os conversores CA/CA diretos e os conversores CC/CC [311].

A.4 Eletrônica de estado sólido

Ainda na década de 1920, coexistiram com as válvulas eletrônicas retificadores de estado sólido, chamados retificadores a metal, em especial o de óxido de cobre. Este dispositivo é composto por um disco de cobre sobre o qual fazia-se crescer uma camada de óxido, e sobre esta conectava-se um segundo eletrodo condutor [312]. A tensão máxima de bloqueio era da ordem de 12 V [313], sendo necessários vários discos em série mesmo em aplicações de baixa tensão. Em nichos específicos, como carregadores de baterias de baixa tensão, se mostravam mais eficientes que os retificadores de mercúrio. Anos depois, os retificadores de selênio passaram a substituir os de cobre, dada sua maior capacidade de bloquear tensões reversas [314]. Até a década de 1950, os retificadores a metal foram utilizados extensivamente em aplicações de alta potência, algumas plantas operando com correntes de até 500 kA [313].

A utilização de cristais de semicondutores como retificadores em circuitos de detecção de ondas de rádio já era conhecida antes mesmo da invenção das válvulas termiônicas. Contudo, um dispositivo com capacidade e estabilidade suficientes para operação como retificador de alta potência surgiu apenas quando o aprimoramento dos processos de purificação do germânio foi possível. Os retificadores de germânio operavam com densidade de corrente muito maior que os retificadores a metal, possuíam menores perdas, maior vida útil e operavam com correntes muito mais elevadas, o que favoreceu sua rápida adoção pela indústria. Contudo, devido ao pequeno tamanho do cristal, o dispositivo era muito mais sensível a curto-circuitos e outros tipos de falta, o que levou ao desenvolvimento de dispositivos rápidos de proteção. Isto permitiu o seu uso em equipamentos de altas potências, geralmente em baixa tensão e altas correntes, principalmente em plantas eletroquímicas [315]. O reino do germânio, no entanto, não durou muito tempo. O funcionamento da junção PN de silício já era conhecida desde 1952, e as características promissoras do material levaram ao desenvolvimento de melhores retificadores, capazes de operar em temperaturas muito maiores e com menores correntes reversas [316].

Contudo, a principal descoberta na revolução dos semicondutores já havia acontecido em 1948, quando Bardeen, Brattain e Shockley, da Bell Telephone Laboratories, inventaram o transistor. A aplicação primária do transistor era em sistemas de amplificação, inicialmente em potências muito baixas. O próximo dispositivo de potência de estado sólido a ser inventado, baseado no funcionamento do transistor, seria o SCR, embora a pesquisa que o descobriu [317], em 1955 na Bell Labs, não tinha o propósito de desenvolver um interruptor controlado de três terminais para uso em retificadores, mas sim um dispositivo biestável de dois terminais para substituir interruptores a gás em sistemas de telefonia. Esta pesquisa resultou não somente na estrutura do dispositivo em si, mas também numa nova tecnologia de fabricação de junções PN por difusão [318]. Foi apenas dois anos depois que a GE se interessou na possibilidade de criar um dispositivo de estado sólido

com as características de uma válvula thyatron, assim como já havia ocorrido com os retificadores. A tecnologia necessária já havia sido inventada em [317], bastando recriar o dispositivo com maior espessura e área, de forma que pudesse resistir a maiores tensões reversas e conduzir maiores correntes. O SCR foi um sucesso desde o início, substituindo com muitas vantagens as válvulas controladas. Desde então, muitos outros dispositivos de potência foram inventados, como o *Triode for Alternating Current* (TRIAC) em 1958, o *Gate Turn-Off Thyristor* (GTO) no mesmo ano, mas difundido apenas na década de 1980 [319], transistores bipolares e MOSFETs de potência na década de 1970, e o interruptor de alta potência mais importante atualmente, o IGBT, na década de 1980 [14] (depois de muitas contribuições independentes de vários grupos de pesquisa nos anos anteriores [320]). Muitas topologias diferentes de circuitos conversores foram desenvolvidos ao longo destas gerações de dispositivos.

Apêndice B

Potência instantânea absorvida por um braço

A Figura B.1 apresenta as tensões e corrente referente a um braço do MMC.

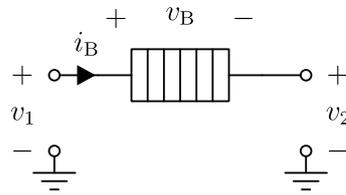


Figura B.1 – Tensão e corrente sobre um braço do MMC.

Inicialmente, são consideradas fases genéricas para cada uma das variáveis envolvidas,

$$v_1 = \hat{V}_1 \cos(\omega_1 + \alpha_1) \quad (\text{B.1})$$

$$v_2 = \hat{V}_2 \cos(\omega_2 + \alpha_2) \quad (\text{B.2})$$

$$i_1 = \frac{\hat{I}_1}{H} \cos(\omega_1 + \beta_1) \quad (\text{B.3})$$

$$i_2 = \frac{\hat{I}_2}{F} \cos(\omega_2 + \beta_2) \quad (\text{B.4})$$

$$i_b = i_1 + i_2. \quad (\text{B.5})$$

A potência instantânea absorvida pelo braço é dado pelo produto

$$p_b = (v_1 - v_2) \left(\frac{i_1}{H} + \frac{i_2}{F} \right). \quad (\text{B.6})$$

Devido a maior facilidade de se trabalhar com exponenciais no cálculo de produto de funções senoidais, reescreve-se as variáveis de braço nesta forma utilizando a forma de

Euler.

$$v_1 = \frac{\hat{V}_1}{2} [e^{j(\omega_1 t + \alpha_1)} + e^{-j(\omega_1 t + \alpha_1)}] \quad (\text{B.7})$$

$$v_2 = \frac{\hat{V}_2}{2} [e^{j(\omega_2 t + \alpha_2)} + e^{-j(\omega_2 t + \alpha_2)}] \quad (\text{B.8})$$

$$\frac{i_1}{H} = \frac{\hat{I}_1}{2H} [e^{j(\omega_1 t + \beta_1)} + e^{-j(\omega_1 t + \beta_1)}] \quad (\text{B.9})$$

$$\frac{i_2}{F} = \frac{\hat{I}_2}{2F} [e^{j(\omega_2 t + \beta_2)} + e^{-j(\omega_2 t + \beta_2)}]. \quad (\text{B.10})$$

O primeiro termo $v_1 i_1$ vale, então,

$$\frac{v_1 i_1}{H} = \frac{\hat{V}_1 \hat{I}_1}{4H} [e^{j(2\omega_1 t + \alpha_1 + \beta_1)} + e^{-j(2\omega_1 t + \alpha_1 + \beta_1)} + e^{j(\alpha_1 - \beta_1)} + e^{-j(\alpha_1 - \beta_1)}]. \quad (\text{B.11})$$

A qual, em termos de funções trigonométricas, vale

$$\frac{v_1 i_1}{H} = \frac{\hat{V}_1 \hat{I}_1}{2H} [\cos(2\omega_1 t + \alpha_1 + \beta_1) + \cos(\alpha_1 - \beta_1)]. \quad (\text{B.12})$$

De forma similar, encontra-se o produto $-v_2 i_2$

$$-\frac{v_2 i_2}{F} = -\frac{\hat{V}_2 \hat{I}_2}{2F} [\cos(2\omega_2 t + \alpha_2 + \beta_2) + \cos(\alpha_2 - \beta_2)]. \quad (\text{B.13})$$

Verifica-se que os termos acima produzem componentes de frequência em $2\omega_1$ e $2\omega_2$, além de uma componente CC. As componentes do espectro resultante são abaixo separadas.

$$p_{b0} = \frac{\hat{V}_1 \hat{I}_1}{2H} \cos(\alpha_1 - \beta_1) - \frac{\hat{V}_2 \hat{I}_2}{2F} \cos(\alpha_2 - \beta_2) \quad (\text{B.14})$$

$$p_{b1} = \frac{\hat{V}_1 \hat{I}_1}{2H} \cos(2\omega_1 t + \alpha_1 + \beta_1) \quad (\text{B.15})$$

$$p_{b2} = -\frac{\hat{V}_2 \hat{I}_2}{2F} \cos(2\omega_2 t + \alpha_2 + \beta_2). \quad (\text{B.16})$$

Através do mesmo procedimento, encontra-se que os termos $v_1 i_2$ e $v_2 i_1$,

$$\frac{v_1 i_2}{F} = \frac{\hat{V}_1 \hat{I}_2}{2F} [\cos(\omega_3 t + \alpha_1 + \beta_2) + \cos(\omega_4 t + \alpha_1 - \beta_2)] \quad (\text{B.17})$$

$$-\frac{v_2 i_1}{H} = -\frac{\hat{V}_2 \hat{I}_1}{2H} [\cos(\omega_3 t + \alpha_2 + \beta_1) + \cos(\omega_4 t + \alpha_2 - \beta_1)], \quad (\text{B.18})$$

onde $\omega_3 = \omega_1 + \omega_2$ e $\omega_4 = \omega_1 - \omega_2$.

Os termos referentes à ω_3 e ω_4 em (B.17) e (B.18) podem ser combinados através de manipulações trigonométricas, resultando em

$$p_{b3} = P_{bs} \cos(\omega_3 t + \gamma_s) \quad (\text{B.19})$$

$$p_{b4} = P_{bd} \cos(\omega_4 t + \gamma_d), \quad (\text{B.20})$$

onde,

$$P_{bs} = \left[\frac{\hat{V}_1^2 \hat{I}_2^2}{2F^2} + \frac{\hat{V}_2^2 \hat{I}_1^2}{2H^2} - \frac{\hat{V}_1 \hat{V}_2 \hat{I}_1 \hat{I}_2}{FH} \cos(\alpha_1 - \alpha_2 - \beta_1 + \beta_2) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{B.21})$$

$$P_{bd} = \left[\frac{\hat{V}_1^2 \hat{I}_2^2}{2F^2} + \frac{\hat{V}_2^2 \hat{I}_1^2}{2H^2} - \frac{\hat{V}_1 \hat{V}_2 \hat{I}_1 \hat{I}_2}{FH} \cos(\alpha_1 + \alpha_2 - \beta_1 - \beta_2) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{B.22})$$

$$\begin{aligned} \gamma_3 = \text{atan2}(-H\hat{V}_1\hat{I}_2 \sin(\alpha_1 + \beta_2) + F\hat{V}_2\hat{I}_1 \sin(\alpha_2 + \beta_1), \\ H\hat{V}_1\hat{I}_2 \cos(\alpha_1 + \beta_2) - F\hat{V}_2\hat{I}_1 \cos(\alpha_2 + \beta_1)) \end{aligned} \quad (\text{B.23})$$

$$\begin{aligned} \gamma_4 = \text{atan2}(-H\hat{V}_1\hat{I}_2 \sin(\alpha_1 - \beta_2) + F\hat{V}_2\hat{I}_1 \sin(-\alpha_2 + \beta_1), \\ H\hat{V}_1\hat{I}_2 \cos(\alpha_1 - \beta_2) - F\hat{V}_2\hat{I}_1 \cos(-\alpha_2 + \beta_1)) \end{aligned} \quad (\text{B.24})$$

Comparando-se as equações (B.1) à (B.5) com (2.15) à (2.18), encontra-se as relações entre os seguintes ângulos

$$\alpha_1 = -\frac{j-1}{F}2\pi \quad (\text{B.25})$$

$$\alpha_2 = -\frac{k-1}{H}2\pi + \varphi \quad (\text{B.26})$$

$$\beta_1 = -\frac{j-1}{F}2\pi + \phi_1 \quad (\text{B.27})$$

$$\beta_2 = -\frac{k-1}{H}2\pi + \varphi + \phi_2. \quad (\text{B.28})$$

Substituindo estes ângulos em cada uma das equações correspondentes às diferentes componentes de potência – (B.14) à (B.16) e (B.21) à (B.24) – resulta em

$$p_{bj,k0} = \frac{\hat{V}_1 \hat{I}_1}{2H} \cos(\phi_1) - \frac{\hat{V}_2 \hat{I}_2}{2F} \cos(\phi_2) \quad (\text{B.29})$$

$$p_{bj,k1} = \frac{\hat{V}_1 \hat{I}_1}{2H} \cos\left(2\omega_1 t - \frac{j-1}{F}4\pi + \phi_1\right) \quad (\text{B.30})$$

$$p_{bj,k2} = -\frac{\hat{V}_2 \hat{I}_2}{2F} \cos\left(2\omega_2 t - \frac{k-1}{F}4\pi + \phi_2\right) \quad (\text{B.31})$$

$$p_{bj,k3} = P_{bj,k3} \cos(\omega_3 t + \gamma_{j,k3}) \quad (\text{B.32})$$

$$p_{bj,k4} = P_{bj,k4} \cos(\omega_4 t + \gamma_{j,k4}), \quad (\text{B.33})$$

onde,

$$P_{b,j,k3} = \left[\frac{\hat{V}_1^2 \hat{I}_2^2}{2F^2} + \frac{\hat{V}_2^2 \hat{I}_1^2}{2H^2} - \frac{\hat{V}_1 \hat{V}_2 \hat{I}_1 \hat{I}_2}{FH} \cos(-\phi_1 + \phi_2) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{B.34})$$

$$P_{b,j,k4} = \left[\frac{\hat{V}_1^2 \hat{I}_2^2}{2F^2} + \frac{\hat{V}_2^2 \hat{I}_1^2}{2H^2} - \frac{\hat{V}_1 \hat{V}_2 \hat{I}_1 \hat{I}_2}{FH} \cos(-\phi_1 - \phi_2) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{B.35})$$

$$\begin{aligned} \gamma_{j,k3} = \text{atan2} & \left[-H\hat{V}_1\hat{I}_2 \text{sen} \left(-\frac{j-1}{F}2\pi - \frac{k-1}{H}2\pi + \varphi + \phi_2 \right) \right. \\ & + F\hat{V}_2\hat{I}_1 \text{sen} \left(\frac{j-1}{F}2\pi - \frac{k-1}{H}2\pi + \phi_1 \right), \\ & H\hat{V}_1\hat{I}_2 \cos \left(-\frac{j-1}{F}2\pi - \frac{k-1}{H}2\pi + \varphi + \phi_2 \right) - \\ & \left. F\hat{V}_2\hat{I}_1 \cos \left(\frac{j-1}{F}2\pi - \frac{k-1}{H}2\pi + \phi_1 \right) \right] \end{aligned} \quad (\text{B.36})$$

$$\begin{aligned} \gamma_{j,k4} = \text{atan2} & \left[-H\hat{V}_1\hat{I}_2 \text{sen} \left(-\frac{j-1}{F}2\pi + \frac{k-1}{H}2\pi - \varphi + \phi_2 \right) \right. \\ & + F\hat{V}_2\hat{I}_1 \text{sen} \left(-\frac{j-1}{F}2\pi + \frac{k-1}{H}2\pi + \phi_1 \right), \\ & H\hat{V}_1\hat{I}_2 \cos \left(-\frac{j-1}{F}2\pi + \frac{k-1}{H}2\pi - \varphi + \phi_2 \right) - \\ & \left. F\hat{V}_2\hat{I}_1 \cos \left(-\frac{j-1}{F}2\pi + \frac{k-1}{H}2\pi + \phi_1 \right) \right] \end{aligned} \quad (\text{B.37})$$

Assim, encontra-se que os braços de um MMC conectado a dois sistemas com frequências diferentes podem absorver potência composta por até cinco componentes diferentes, uma CC, duas com o dobro da frequência de cada porta, e outras duas com soma e a diferença das frequências.

Apêndice C

Subamostragem de funções de transferências discretas

A Figura C.1 apresenta duas possibilidades de interface entre um sistema discreto $G(z)$ de frequência de amostragem maior, dada por $1/T_a$, e outro de frequência de amostragem menor $1/T_s$. Considera-se apenas o caso em que existe uma relação inteira entre os dois períodos, dada por $M = T_s/T_a$. A Figura C.1 (a) apresenta uma estratégia de subamostragem por invariância ao impulso, na qual o sinal de entrada $x'(k)$ é simplesmente reamostrado numa frequência maior, resultando num sinal $x(k)$ com $M - 1$ amostras nulas entre cada uma das amostras de $x'(r)$. A Figura C.1 (b) apresenta a estratégia de subamostragem por ZOH. Neste método, as $M - 1$ amostras adicionais dentro de um período T_s presentes em $x(k)$ são repetições da última amostra de $x'(r)$. As próximas seções apresentam procedimentos para se encontrar a função de transferência equivalente $G'(z) = y'(z)/x'(z)$ para cada uma das estratégias.

C.1 Subamostragem por invariância ao impulso

A Figura C.2 apresenta as formas de onda relativas à estratégia de subamostragem por invariância ao impulso para $M = 3$. $k, r \in \{0, 1, 2, \dots\}$ são ambas variáveis de tempo discreto, referentes, respectivamente, aos tempos de amostragem T_a e T_s . A obtenção de $x(k)$ a partir da reamostragem de $x'(r)$ resulta em

$$x(k) = \begin{cases} x'(r) & \text{se } k = Mr \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases}, \quad (\text{C.1})$$

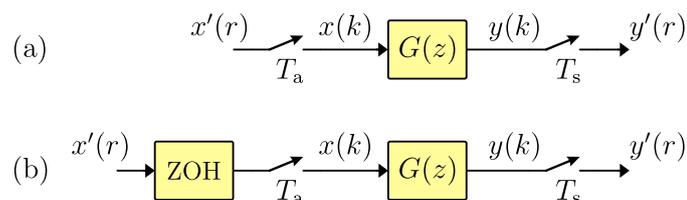


Figura C.1 – (a) Subamostragem por invariância ao impulso. (b) Subamostragem por ZOH.

enquanto a obtenção de $y'(k)$ através da reamostragem de $y(k)$ se dá com

$$y'(r) = y(Mr). \quad (\text{C.2})$$

Se $x'(r) = \delta(r)$, um impulso de amplitude unitária, então $x(k) = \delta(k)$, e $y(k)$ será a resposta de $G(z)$ ao impulso. Logo, $y'(r)$ será composto pelas rM -ésimas amostras de $y(k)$. No domínio do tempo, as amostras de $y'(r)$, embora em menor número, são coincidentes com as de $y(k)$ nos instantes em que ambas são definidas.

Seja $G(z) = B(z)/A(z)$, onde $B(z) = b_1z^{-1} + \dots + b_Qz^{-Q}$ e $A(z) = 1 + a_1z^{-1} + \dots + a_Nz^{-N}$. No domínio do tempo, a amostra $y(k)$ atual pode ser escrita como uma combinação linear das N saídas e Q entradas anteriores e da entrada atual,

$$y(k) = - \sum_{n=1}^N a_n y(k-n) + \sum_{n=0}^Q b_n x(k-n). \quad (\text{C.3})$$

Como uma amostra de $y(k)$ passada pode ser escrita como combinação de outras amostras mais antigas, é possível encontrar a saída atual de $G(z)$ a partir de amostras da entrada e saída passadas que não necessariamente são as mais recentes. No domínio z , isto equivale a multiplicar o numerador e o denominador de $G(z)$ por um mesmo polinômio $P(z) = 1 + p_1z^{-1} + \dots + p_Lz^{-L}$,

$$\frac{y(z)}{x(z)} = \frac{B(z)P(z)}{A(z)P(z)} = \frac{C(z)}{D(z)} = \frac{c_0 + c_1z^{-1} + \dots + c_{Q+L}z^{-(Q+L)}}{1 + d_1z^{-1} + \dots + d_{N+L}z^{-(N+L)}}. \quad (\text{C.4})$$

A estratégia de subamostragem consiste em, inicialmente, encontrar um polinômio $P(z)$ tal que resulte em $d_j \neq 0$ apenas para j múltiplo de M . O número de coeficientes d_j não nulos deve ser N , de forma que o denominador de $G'(z)$ tenha o mesmo grau daquele de $G(z)$. Logo, deseja-se que $D(z)$ tenha grau NM , e como $A(z)$ tem grau N , é necessário que $L = N(M - 1)$. Os coeficientes de $D(z)$ podem ser encontrados através da convolução discreta entre os coeficientes de $A(z)$ e $P(z)$. Considerando os limites dos índices impostos

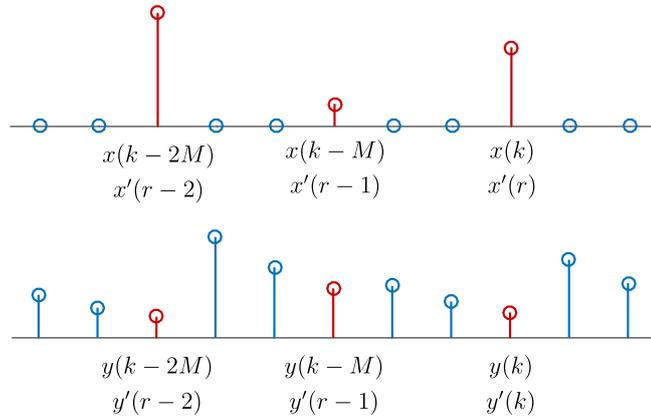


Figura C.2 – Formas de onda referentes à estratégia de subamostragem por impulso para $M = 3$. $x(k)$ e $y(k)$ são representados em azul, enquanto $x'(r)$ e $y'(r)$ em vermelho.

pelos graus de $A(z)$ e $P(z)$, encontra-se

$$d_j = \sum_{i=\max(0, j-N(M-1))}^{\min(N, j)} a_i p_{j-i}. \quad (\text{C.5})$$

Impondo-se a condição descrita previamente para os coeficientes d_j , pode-se reescrever (C.5) na forma matricial $\mathbf{A}\mathbf{p} = \mathbf{d}$, expandida a seguir.

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \alpha_1 & 1 & 0 & & \vdots \\ \alpha_2 & \alpha_1 & 1 & \ddots & \\ \vdots & & & \ddots & 0 \\ \alpha_s & & & \cdots & 1 \\ 0 & \alpha_s & \cdots & \alpha_2 & \alpha_1 \\ \vdots & & & & \vdots \\ 0 & \cdots & & 0 & \alpha_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_0 \\ p_1 \\ \vdots \\ p_{N(M-1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ \mathbf{0}_{M-1} \\ d_M \\ \mathbf{0}_{M-1} \\ \vdots \\ d_{NM} \end{bmatrix} \quad (\text{C.6})$$

Onde $s = N(M - 1)$ e $\alpha_n = a_n$ se $n \leq N$ ou $\alpha_n = 0$ caso contrário. \mathbf{A} é uma matriz do tipo Toeplitz de dimensão $NM + 1 \times N(M - 1) + 1$, caracterizando um sistema linear com mais equações do que incógnitas (quando \mathbf{p} é o vetor de variáveis). Se as N linhas referentes aos elementos desconhecidos de \mathbf{d} , $(d_1, d_M, \dots, d_{NM})$, são retiradas de \mathbf{d} e \mathbf{A} , (C.6) pode ser reescrita como um sistema possível e determinado.

$$\mathbf{A}_{\text{sq}}\mathbf{p} = \begin{bmatrix} 1 \\ \mathbf{0}_{N(M-1)} \end{bmatrix} \quad (\text{C.7})$$

A solução deste sistema é o vetor de coeficientes de $P(z)$, a partir do qual, juntamente com $B(z)$ e $A(z)$, pode-se obter $C(z)$ e $D(z)$. A função de transferência $C(z)/D(z)$, no domínio do tempo, estabelece a seguinte relação.

$$\sum_{n=0}^N d_{Mn}y(k - Mn) = \sum_{n=0}^{Q+N(M-1)} c_nx(k - n) \quad (\text{C.8})$$

Quando apenas os instantes de interesse são considerados, $k = Mr$, (C.8) pode ser reescrita como

$$\sum_{n=0}^N d_{Mn}y(M(r - n)) = \sum_{n=0}^{Q+N(M-1)} c_nx(Mr - n). \quad (\text{C.9})$$

De (C.1), sabe-se que $x(k)$ é não nulo apenas para k múltiplo de M . Assim, o lado direito de (C.9) pode ser reescrito de modo a levar em consideração apenas estas amostras não nulas.

$$\sum_{n=0}^N d_{Mn}y(M(r - n)) = \sum_{n=0}^{\lfloor \frac{Q+N(M-1)}{M} \rfloor} c_{Mn}x(M(r - n)). \quad (\text{C.10})$$

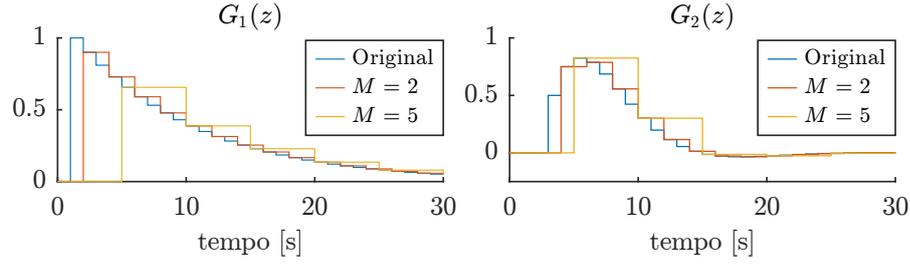


Figura C.3 – Respostas ao impulso de $G_1(z)$ e $G_2(z)$ e de suas versões subamostradas pelo método da invariância ao impulso para $M = 2$ e $M = 5$.

Definindo-se novos coeficientes $a'_n = d_{Mn}$ e $b'_n = c_{Mn}$ e usando as definições (C.1) e (C.2), encontra-se

$$\sum_{n=0}^N a'_n y'(r-n) = \sum_{n=0}^{\lfloor \frac{Q+N(M-1)}{M} \rfloor} b'_n x'(r-n). \quad (\text{C.11})$$

(C.11) corresponde à relação, no domínio do tempo, definida por $G'(z) = B'(z)/A'(z) = y'(z)/x'(z)$, onde b'_n e a'_n são os coeficientes de $B'(z)$ e $A'(z)$, respectivamente.

A Figura C.3 apresenta uma comparação entre as repostas das funções de transferência

$$G_1(z) = \frac{z^{-1}}{1 - 0,9z^{-1}} \quad (\text{C.12})$$

$$G_2(z) = \frac{0,5z^{-3}}{1 - 1,5z^{-1} + 0,6z^{-2}} \quad (\text{C.13})$$

e suas versões subamostradas para $M = 2$,

$$G'_1(z) = \frac{0,9z^{-1}}{1 - 0,81z^{-1}} \quad (\text{C.14})$$

$$G'_2(z) = \frac{0,75z^{-2}}{1 - 1,05z^{-1} + 0,36z^{-2}} \quad (\text{C.15})$$

e $M = 5$,

$$G'_1(z) = \frac{0,6561}{1 - 0,5905z^{-1}} \quad (\text{C.16})$$

$$G'_2(z) = \frac{0,825z^{-1} + 0,162z^{-2}}{1 - 1,1688z^{-1} + 0,07776z^{-2}}. \quad (\text{C.17})$$

Todas as respostas condizem com o esperado. As saídas dos sistemas subamostrados são iguais às do sistema original nos instantes em que ambas são definidas.

C.2 Subamostragem por ZOH

A Figura C.4 apresenta as formas de onda relativas à estratégia de subamostragem por ZOH para $M = 3$. A obtenção de $x(k)$ a partir da reamostragem de $x'(r)$ pode ser descrita com

$$x(Mr+l) = x'(r) \quad \text{para } 0 \leq l < M, \quad (\text{C.18})$$

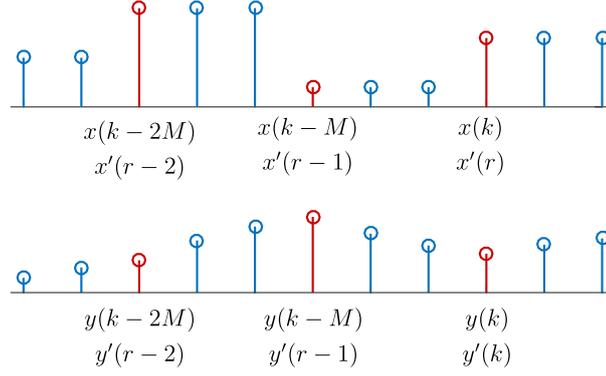


Figura C.4 – Formas de onda referentes à estratégia de subamostragem por ZOH para $M = 3$. $x(k)$ e $y(k)$ são representados em azul, enquanto $x'(r)$ e $y'(r)$ em vermelho.

ou ainda,

$$x(Mr - l) = x'(r - 1) \quad \text{para } 0 < l \leq M. \quad (\text{C.19})$$

Da mesma forma que no caso anterior, a obtenção de $y'(r)$ através da reamostragem de $y(k)$ se dá com

$$y'(r) = y(Mr). \quad (\text{C.20})$$

Os coeficientes a'_n são obtidos da mesma maneira já apresentada para o método de invariância ao impulso. A diferença está no cálculo dos coeficientes b'_n , que agora leva em consideração as propriedades observadas para $x(k)$ em (C.19). Partindo de (C.8), o lado direito desta pode ser reescrito como um duplo somatório desde que se defina novos coeficientes com uma faixa estendida de índices.

$$c'_n = \begin{cases} c_n & \text{se } 0 \leq n \leq Q + N(M - 1) \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases}, \quad (\text{C.21})$$

Então,

$$\sum_{n=0}^N d_{Mn} y(k - Mn) = \sum_{n=1}^{\left\lceil \frac{Q+N(M-1)}{M} \right\rceil} \sum_{l=1}^M c'_{M(n-1)+l} x(k - (M(n-1) + l)) + c'_0 x(k). \quad (\text{C.22})$$

Considerando-se apenas os instantes de interesse dados por $k = Mr$, (C.22) pode ser reescrita como

$$\sum_{n=0}^N d_{Mn} y(M(r-n)) = \sum_{n=1}^{\left\lceil \frac{Q+N(M-1)}{M} \right\rceil} \sum_{l=1}^M c'_{M(n-1)+l} x(M(r-n+1) - l) + c'_0 x(Mr). \quad (\text{C.23})$$

Substituindo (C.19) e (C.20) em (C.23) resulta em

$$\sum_{n=0}^N d_{Mn} y'(r-n) = \sum_{n=1}^{\left\lceil \frac{Q+N(M-1)}{M} \right\rceil} \sum_{l=1}^M c'_{M(n-1)+l} x'(r-n) + c'_0 x'(r), \quad (\text{C.24})$$

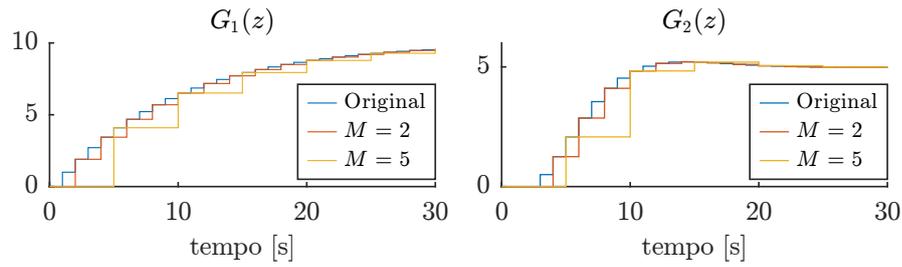


Figura C.5 – Respostas ao degrau de $G_1(z)$ e $G_2(z)$ e de suas versões subamostradas pelo método do ZOH para $M = 2$ e $M = 5$.

que pode ainda ser reescrita como

$$\sum_{n=0}^N a'_n y'(r-n) = \sum_{n=1}^{\left\lceil \frac{Q+N(M-1)}{M} \right\rceil} b'_n x'(r-n), \quad (\text{C.25})$$

na qual,

$$a'_n = d_{Mn} \quad (\text{C.26})$$

$$b'_n = \sum_{l=1}^M c'_{M(n-1)+l}. \quad (\text{C.27})$$

(C.25) corresponde à relação, no domínio do tempo, definida por $G'(z) = B'(z)/A'(z) = y'(z)/x'(z)$, onde b'_n e a'_n são os coeficientes de $B'(z)$ e $A'(z)$, respectivamente. A Figura C.5 apresenta uma comparação entre as repostas das funções de transferência (C.12) e (C.13), e de suas respectivas versões subamostradas pelo método do ZOH para $M = 2$,

$$G'_1(z) = \frac{1,9z^{-1}}{1 - 0,81z^{-1}} \quad (\text{C.28})$$

$$G'_2(z) = \frac{1,25z^{-2} + 0,3z^{-3}}{1 - 1,05z^{-1} + 0,36z^{-2}} \quad (\text{C.29})$$

e $M = 5$,

$$G'_1(z) = \frac{4,095}{1 - 0,5905z^{-1}} \quad (\text{C.30})$$

$$G'_2(z) = \frac{2,075z^{-1} + 2,405z^{-2} + 0,0648z^{-3}}{1 - 1,1688z^{-1} + 0,07776z^{-2}}. \quad (\text{C.31})$$

Quando $x'(r)$ é uma função do tipo degrau, assim também será $x(k)$. $y(k)$ é, então, a resposta de $G(z)$ ao degrau, e $y'(r)$ é a versão subamostrada desta resposta. Assim, a subamostragem pelo método do ZOH é invariante ao degrau. As respostas apresentadas em Figura C.5 confirmam esta propriedade.

Apêndice D

Fasores dinâmicos em tempo discreto

Os fasores dinâmicos permitem modelar com precisão sistemas sujeitos a sinais que apresentam ondulações periódicas com amplitude elevada. A ideia é uma extensão do conceito de valor médio, no qual não apenas a média de um sinal dentro de um período é considerada, mas também as harmônicas que compõem o sinal. Em regime permanente, os sinais do sistema são periódicos, o que permite a representação destes por meio de uma série de Fourier. Durante transitórios, os sinais são considerados quase-periódicos, e podem ser aproximados por uma série de Fourier cujos coeficientes $Y_h(t)$ variam ao longo do tempo [321]. Para o caso contínuo, um sinal $y(t)$ pode, então, ser aproximado por

$$y(t) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} Y_h(t)e^{jh\omega t}, \quad (\text{D.1})$$

onde $h \in \mathbb{Z}$ representa a ordem do harmônico e ω é a frequência fundamental da ondulação do sinal $y(t)$ e $t \in \mathbb{R}$. Em geral, apenas um pequeno número de harmônicos é suficiente para se obter uma boa precisão.

De forma similar, pode-se pensar numa aproximação para sinais discretos. A principal diferença é que neste caso apenas um número finito de harmônicos já é suficiente para representar um sinal $x(t)$ sem erros, já que sinais discretos possuem uma banda limitada. A variável $t \in \mathbb{Z}$ agora representa o tempo discreto referente a um sistema amostrado com um período T_s . Assim,

$$x(t) = \sum_{h=0}^{N-1} X_h(t)e^{jh\omega_d t}, \quad (\text{D.2})$$

onde $h \in \{0, \dots, N-1\}$ e $N = \lfloor T/T_s \rfloor$ é a relação entre o período da componente fundamental de $x(t)$ e o período de amostragem. Quando não há uma relação inteira entre os dois períodos, um erro adicional surge na aproximação por fasores dinâmicos similar ao vazamento espectral da *Discrete Fourier Transform* (DFT) [204]. Quanto maior for o valor de N , menor o impacto na acurácia do modelo. $\omega_d = 2\pi/N$ é a frequência da fundamental do sinal $x(t)$ em tempo discreto.

Os coeficientes $X_h(t)$ podem ser calculados de forma similar aos coeficientes da *Sliding Discrete Fourier Transform* (SDFT) [322]. Contudo, embora a magnitude dos coeficientes da SDFT sejam constantes para um sinal periódico de amplitude constante,

suas fases não são. Isto pode ser modificado através da alteração dos limites do somatório da SDFT, resultando em

$$X_h(t) = \langle x(t) \rangle_h = \frac{1}{N} \sum_{k=t-N+1}^t x(k) e^{-jh\omega_d k}. \quad (\text{D.3})$$

Isto garante que os coeficientes $X_h(t)$ também possuem fase contante.

Uma das propriedades dos fasores dinâmicos de tempo contínuo mais empregada é a derivação com relação ao tempo. Em seu equivalente discreto, esta importante propriedade, que permite a aplicação da técnica a sistemas dinâmicos lineares, é o atraso. Pode-se mostrar diretamente a partir da definição (D.3), que o coeficiente da harmônica h correspondente à versão atrasada em uma amostra de $x(t)$ vale

$$\langle x(t-1) \rangle_h = e^{-jh\omega_d} X_h(t-1). \quad (\text{D.4})$$

Outra propriedade da transformada de Fourier usualmente utilizada na modelagem de sistemas não lineares ou variantes no tempo empregando fasores dinâmicos é a correspondência entre multiplicação no domínio do tempo e a convolução no domínio da frequência. No caso da DFT, os coeficientes do sinal resultante da multiplicação $x(t)y(t)$ podem ser encontrados através da seguinte convolução circular [323].

$$\langle x(t)y(t) \rangle_h = \sum_{k=0}^{N-1} X_k(t) Y_{(h-k) \bmod N}(t) \quad (\text{D.5})$$

Consideremos um sistema linear representado pela equação a diferenças

$$\sum_{p=0}^L a_p y(t-p) = \sum_{p=0}^L b_p x(t-p), \quad (\text{D.6})$$

que tem como equivalente no domínio da frequência

$$\sum_{p=0}^L a_p y(z) z^{-p} = \sum_{p=0}^L b_p x(z) z^{-p}, \quad (\text{D.7})$$

a partir da qual pode-se definir a função de transferência

$$G(z) = \frac{y(z)}{x(z)} = \frac{\sum_{p=0}^L b_p z^{-p}}{\sum_{p=0}^L a_p z^{-p}}. \quad (\text{D.8})$$

A aplicação da propriedade (D.4) à (D.6) e a subsequente aplicação da transformada z resulta em

$$\sum_{p=0}^L a_p e^{-jph\omega_d} Y_h(t-p) = \sum_{p=0}^L b_p e^{-jph\omega_d} X_h(t-p) \quad (\text{D.9})$$

$$\sum_{p=0}^L a_p e^{-jph\omega_d} Y_h(z) z^{-p} = \sum_{p=0}^L b_p e^{-jph\omega_d} X_h(z) z^{-p}. \quad (\text{D.10})$$

A partir de (D.10) pode-se definir a função de transferência relativa ao harmônico de ordem h .

$$G_h^p = \frac{Y_h(z)}{X_h(z)} = \frac{\sum_{p=0}^L b_p e^{-jph\omega_d} z^{-p}}{\sum_{p=0}^L a_p e^{-jph\omega_d} z^{-p}}. \quad (\text{D.11})$$

Comparando-se (D.11) e (D.8), percebe-se que G_h^p pode ser obtida com

$$G_h^p(z) = G(ze^{jh\omega_d}). \quad (\text{D.12})$$

Contudo, (D.12) só é válida quando $G(z)$ é uma função de transferência racional.