

ESTUDO DE CONVERSORES MODULARES  
MULTINÍVEIS (MMC) UNI- E BIDIRECIONAIS

Gean Jacques Maia de Sousa

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

Gean Jacques Maia de Sousa

**ESTUDO DE CONVERSORES MODULARES  
MULTINÍVEIS (MMC) UNI- E BIDIRECIONAIS**

Florianópolis

2014



Gean Jacques Maia de Sousa

**ESTUDO DE CONVERSORES MODULARES  
MULTINÍVEIS (MMC) UNI- E BIDIRECIONAIS**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

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

Florianópolis

2014

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

Sousa, Gean Jacques Maia de  
Estudo de conversores modulares multiníveis (MMC) uni- e bidirecionais / Gean Jacques Maia de Sousa ; orientador, Marcelo Lobo Heldwein - Florianópolis, SC, 2014.  
249 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. Conversores Modulares Multiníveis. 3. Conversor de Alta Potência. 4. Retificador Unidirecional. 5. Controle de Conversores Estáticos. I. Heldwein, Marcelo Lobo. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

Gean Jacques Maia de Sousa

**ESTUDO DE CONVERSORES MODULARES  
MULTINÍVEIS (MMC) UNI- E BIDIRECIONAIS**

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de “Mestre em Engenharia Elétrica”, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Florianópolis, 24 de março 2014.

---

Prof. Patrick Kuo-Peng, Dr.  
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica

**Banca Examinadora:**

---

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

---

Prof. Yales Rômulo de Novaes, Dr.



---

Eng. Joable Andrade Alves, M. Eng.

---

Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.-Ing.

---

Prof. Ivo Barbi, Dr.-Ing.



*À minha família.*



# Agradecimentos

Agradeço a todos aqueles que diretamente ou indiretamente me ajudaram durante este período que durou o mestrado, tanto em temas referentes a esta dissertação, quanto em outros momentos de convivência.

Ao Professor Marcelo Lobo, orientador deste trabalho, agradeço pela sua orientação, confiança, paciência e compreensão. Embora sempre ocupado, o Prof. Marcelo sempre está disposto a ajudar e a pensar em novas ideias e soluções para os problemas.

Aos Professores Ivo Barbi, Enio Kassick e Yales Rômulo e o Eng. Joable Alves por aceitarem o convite de participação na banca examinadora e por toda as correções, sugestões e discussões realizadas durante a defesa.

Aos professores do INEP, Marcelo Lobo, Ivo Barbi, Arnaldo Perin, Ênio Kassick, Denizar Martins, Samir Mussa, e Carlos Fagundes, por me proporcionarem uma excelente formação em eletrônica de potência durante o período de disciplinas.

Ao Jackson Lago, pela grande ajuda na programação dos dispositivos do protótipo e pela amizade durante esses anos. Agradeço também aos bolsistas de iniciação científica que me ajudaram na montagem do protótipo, a Daniela Dantas e o Fernando Effting.

Aos colegas, os que viraram amigos e os que já eram, da turma de mestrado, Alan Callegaro, Levy Costa, Luís Fernando Machado, Luiz Fernando Fontenele, Marcelo Maccarini, Odair Custódio, Pedro André e Rodrigo Santos, muito obrigado pelas interessantes

discussões, amizade e momentos de descontração.

Aos grandes amigos que conheci desde a graduação, com os quais compartilhei moradia aqui em Floripa, Carlos Alberto, Décio Haramura, Levy Costa, Lincoln Moura, Luís Paulo, Luiz Fernando e Pedro André, muito obrigado por todos os momentos de amizade, descontração, aprendizado e muitas outras coisas. Agradeço também os amigos cearenses mais recentes aqui em Floripa, Francisco Brito, Juarez Camurça e Ronny Glauber.

Aos amigos e colegas de sala Daniel Collier, Joabel Moia e Lucas Burigo, muito obrigado pela amizade, ajudas e momentos de descontração.

A todos os outros amigos e colegas do INEP, com os quais convivi durante este período, Márcio Ortmann, Thiago Soeiro, Adriano Ruseler, Daniel Flores, Walbermark, Delvanei Bandeira, Marcos Jacoboski, Maurício Vecchia, André Fuerback, Bruno Dupzak, Eduardo Valmir, Tiago Jappe, Nilton, André Andretta, Lenon Schmitz, Rafael Eckstein, Vinicius Fuerback, Cassio Maraffon, Andreas Matos, Diego Morschbacher e outros mais, obrigado pelo convívio e troca de experiências.

Agradeço aos exemplares funcionários do INEP, Luiz Pacheco, Luiz Coelho e Diogo Duarte, pelo ótimo trabalho realizado e pela prontidão em ajudar.

Agradeço aos primeiros Professores e orientadores, René Bascopé, Cícero Cruz, Gustavo Castelo Branco, Demercil Oliveira, Fernando Antunes e Sérgio Daher por me introduziram à área de eletrônica de potência e por todas as oportunidades concedidas.

Aos outros amigos do Ceará Júlio César, Dalton Honório, Wellington Avelino, Daniel Catunda, Eduardo Façanha, Janaína Almada, Israel Dourado e outros, obrigado pela amizade nos anos de graduação e que duram até hoje.

Aos amigos da minha cidade natal, Hélio Mendes, Renato Gadelha, Lamarck Augusto, obrigado pela amizade e por fazerem os períodos de férias mais divertidos.

Finalmente, gostaria de agradecer a toda minha família, em

especial meus pais, Gerardo e Ana, pelo amor e por me apoiarem em todas as minhas decisões. Um agradecimento especial à minha tia Luíza e ao meu avô Jobson (*in memoriam*), por todo o apoio nesta vida.



*“É fazendo que se aprende aquilo  
que se deve aprender a fazer”*

Aristóteles



# Resumo

Este trabalho apresenta um estudo sobre os conversores CA-CC modulares multiníveis bidirecionais já existentes e propõe uma topologia de conversor unidirecional. Inicialmente, é realizado um estudo do conversor modular multiníveis bidirecional monofásico contemplando o princípio de funcionamento, a origem das correntes de circulação e os efeitos destas, esforços de corrente nos principais dispositivos e estratégias de controle. Um esquema de balanceamento das tensões dos capacitores de um braço é proposto e comparado com outra estratégia encontrada na literatura. A análise realizada é estendida para o conversor bidirecional trifásico e estratégias adequadas de controle das correntes e tensões são desenvolvidas. Por último, uma nova topologia de conversor modular multiníveis com fluxo unidirecional de potência é proposta. O conversor é analisado em regime estático e dinâmico, e estratégias de controle e equilíbrio das correntes e tensões são desenvolvidas. Os resultados obtidos nas análises são comprovados por meio de simulações e alguns resultados experimentais obtidos de um protótipo em escala com 24 submódulos.

**Palavras-chaves:** Conversores multiníveis. Conversor modular multiníveis. Controle de conversores. Conversor modular multiníveis unidirecional. HVDC.



# Abstract

This work presents a study on modular multilevel converters already proposed in the literature and proposes a new unidirectional topology. Initially, an analysis of the single-phase modular multilevel converter comprising the working principles, the origin of circulating currents and its effects, current stresses and control schemes is presented. A new arm capacitor voltage balancing method is proposed and compared against a common strategy found in literature. The realized analysis is extended to the three-phase bidirectional MMC and suitable current and voltage control strategies are developed. Also, a new modular multilevel converter topology featuring unidirectional power flow is proposed. Steady state and dynamic analysis are realized, and control strategies for current and voltage control and balancing are presented for the new converter. The analysis obtained in this work are confirmed by means of numerical simulations and preliminary experimental results from a scaled down prototype with 24 submodules.

**Key-words:** Multilevel converters. Modular multilevel converter. Converter control. Unidirectional modular multilevel converter. HVDC.



# Lista de abreviaturas e siglas

ANPC	<i>Active Neutral Point Clamped</i> (Grampeamento Ativo no Ponto Central)
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CHB	<i>Cascade H-Bridge</i> (Cascata de Pontes H)
DSC	<i>Digital Signal Controller</i> (Controlador Digital de Sinais)
FC	<i>Flying Capacitor</i> (Capacitor Flutuante)
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i> (Arranjo de Portas Programável em Campo)
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i> (Corrente Contínua em Alta Tensão)
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos)
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor Bipolar de Porta Isolada)
MMC	<i>Modular Multilevel Converter</i> (Conversor Modular Multiníveis)

MMC-1f	<i>Single Phase Modular Multilevel Converter</i> (Conversor Modular Multiníveis Monofásico)
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> (Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor)
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i> (Grampeamento no Ponto Central)
PI	<i>Proportional Integral</i> (Proporcional Integral)
PID	<i>Proportional Integral Derivative</i> (Proporcional Integral Derivativo)
POD	<i>Phase Opposition Disposition</i> (Disposição em Oposição de Fase)
PS	<i>Phase Shift</i> (Deslocamento de Fase)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
RISC	<i>Reduced Instruction Set Computer</i> (Computador com Conjunto Reduzido de Instruções)
SM	<i>Submodule</i> (Submódulo)
SM-DC	<i>Double-Clamp-Submodule</i> (Submódulo Duplamente Grampeado)
SM-FB	<i>Full-Bridge-Submodule</i> (Submódulo Ponte Completa)
SM-HB	<i>Half-Bridge-Submodule</i> (Submódulo Meia Ponte)
SM-U	<i>Unidirectional-Submodule</i> (Submódulo Unidirecional)
UMMC	<i>Unidirectional Modular Multilevel Converter</i> (Conversor Modular Multiníveis Unidirecional)

WTHD      *Weighted Total Harmonic Distortion* (Distorção Harmônica Total Ponderada)



# Lista de símbolos

$\langle a \rangle$	Valor médio quase-instantâneo de $a$	16
$ a $	Maior inteiro que não supera $a$	53
$B$	Transformada de Park, ou $dq0$	115
$C$	Capacitância de um submódulo [F]	19
$C_{eq}$	Capacitor equivalente de braço [F]	33
$C_{rn\ d}^{hf}$	Coefficientes do espectro da componente diferença das tensões geradas pelos braços normalizadas	47
$C_{rn\ s}^{hf}$	Coefficientes do espectro da componente soma das tensões geradas pelos braços normalizadas	47
$C_i$	Matriz dos controladores de corrente	68
$C_i^{\alpha\beta 0}$	Matriz contendo todos os controladores de corrente	121
$C_{i_{ca}}^{\alpha\beta}(s)$	Controlador das correntes $i_{ca,e}$ , onde $e \in \{\alpha, \beta\}$	114
$C_{i_{ca}}^{\alpha\beta}$	Matriz dos controladores das correntes $i_{ca,e}$ , onde $e \in \{\alpha, \beta\}$	114
$C_{i_{ca}}^{dq}(s)$	Controlador das correntes $i_{ca,g}$ , onde $g \in \{d, q\}$	116
$C_{i_{ca}}^{dq}$	Matriz dos controladores das correntes $i_{ca,g}$ , onde $g \in \{d, q\}$	116
$C_{i_{ca}}(s)$	Controlador da corrente $i_{ca}$	65
$C_{i_s}$	Controlador da corrente $i_s$	66
$C_{i_s,0}(s)$	Controlador da componente de eixo 0 do vetor $i_s$	118
$C_{i_s}^{\alpha\beta}(s)$	Controlador das componentes diferenciais do vetor $i_s$	118
$C_{i_s}^{\alpha\beta}$	Matriz dos controladores das correntes $i_{s,e}$ onde $e \in \{\alpha, \beta\}$	118

$\bar{c}_k$	Média dos números de comutações realizadas pelos submódulos do braço $k$ , onde $k \in \{p, n\}$	43
$C_{min}$	Capacitância mínima que atende o critério de ondulação de tensão [F]	70
$C_{mnn}$	Coefficientes do espectro da tensão normalizada gerada pelo braço negativo	47
$C_{mnp}$	Coefficientes do espectro da tensão normalizada gerada pelo braço positivo	47
$C_v$	Matriz dos controladores das tensões nos capacitores	128
$C_{v_{c,e}}(s)$	Controlador utilizado para regular as tensões nos capacitores, onde $c \in \{d, s\}$ e $e \in \{\alpha, \beta, 0\}$	128
$\delta$	Percentual de ondulação de tensão do capacitor equivalente de braço	30
$\delta$	Vetor contendo os ângulos $\delta_g$ , onde $g \in \{0, \dots, 5\}$ [rad]	161
$\Delta e_k$	Ondulação de energia armazenada no braço $k$ , onde $k \in \{p, n\}$ [J]	27
$\delta_h$	Ângulos que determinam os tamanhos dos setores, onde $h \in \{0, \dots, 5\}$ [rad]	155
$\Delta i_{k,f}^{pp'}$	Valor pico-a-pico da ondulação da corrente do braço $k$ da fase $f$ normalizado com relação à $\frac{T_s V_{C\pm}}{2NL_a}$ , onde $k \in \{p, n\}$ e $f \in \{a, b, c\}$	103
$\Delta I_{L_a}$	Amplitude da ondulação de corrente no indutor de braço [A]	51
$\Delta I_{L_a}^{max}$	Ondulação de corrente máxima no indutor de braço [A]	54
$\Delta I_{L_f}$	Amplitude da ondulação de corrente no indutor de filtro [A]	51
$\Delta I_{L_f}^{max}$	Ondulação de corrente máxima no indutor de filtro [A]	55
$\delta^v$	Vetor contendo os ângulos $\delta_g$ em eixos definidos por $\mathbf{V}$ [rad]	163
$\Delta V'_{Cd_n}$	Coefficientes da série de Fourier do sinal $\Delta v'_{Cd}$	204

$\Delta v_{C_d}$	Diferença das ondulações de tensão dos braços positivo e negativo [V]	33
$\Delta v'_{C_d}$	Diferença das ondulações de tensão dos braços positivo e negativo normalizada com relação à $V_{C_t}$ [V]	203
$\Delta v_{C_k}$	Ondulação de tensão no capacitor equivalente do braço $k$ , onde $k \in \{p, n\}$ [V]	28
$\Delta V'_{C_{s_n}}$	Coefficientes da série de Fourier do sinal $\Delta v'_{C_s}$	204
$\Delta v_{C_s}$	Soma das ondulações de tensão dos braços positivo e negativo [V]	33
$\Delta v'_{C_s}$	Soma das ondulações de tensão dos braços positivo e negativo normalizada com relação à $V_{C_t}$ [V]	203
$\Delta V_{C_t}^{pp}$	Valor pico-a-pico da ondulação de tensão no capacitor equivalente de braço [V]	29
$\Delta V_{C_t}^{pp''}$	Valor pico-a-pico da ondulação de tensão no capacitor equivalente de braço normalizado com relação a $\frac{NI}{\omega C}$	29
$\delta_d^v$	Vetor composto pelas cinco componentes diferenciais de $\delta^v$ [rad]	163
$D_L$	Transistor inferior de um submódulo meia ponte	58
$D_U$	Transistor superior de um submódulo meia ponte	58
$E_k$	Energia média armazenada no braço $k$ , onde $k \in \{p, n\}$ [J]	27
$e_k$	Energia instantânea armazenada no braço $k$ , onde $k \in \{p, n\}$ [J]	27
$f_{cz}$	Frequência de cruzamento da malha de controle [Hz]	71
$G$	Ganho da porta CC do MMC	21
$G_{i_{ca}}(s)$	Função de transferência que relaciona a tensão $v_d(s)$ e a corrente $i_{ca}(s)$	65
$G_{i_{ca},e}(s)$	Função de transferência que relaciona a tensão $v_{d,e}(s)$ e a corrente $i_{ca,e}(s)$ , onde $e \in \{\alpha, \beta\}$	113
$G_{i_{cc}}(s)$	Função de transferência que relaciona $v_{cc}(s)$ e $i_{cc}(s)$	155
$G_{i_s}(s)$	Função de transferência que relaciona a tensão $v_s(s)$ e a corrente $i_s(s)$	66

$G_{i_s,0}(s)$	Função de transferência que relaciona a tensão $v_s^0(s)$ e a corrente $i_s^0(s)$	117
$G_{i_s,e}(s)$	Função de transferência que relaciona a tensão $v_{s,e}(s)$ e a corrente $i_{s,e}(s)$ , onde $e \in \{\alpha, \beta\}$	117
$G_{v_{c,e}}$	Função de transferência que relaciona $v_{C_{c,e}}$ e $p_{C_{c,e}}$ , onde $c \in \{d, s\}$ e $e \in \{\alpha, \beta, 0\}$	128
$\hat{I}$	Amplitude da corrente alternada presente na porta CA do MMC [A]	14
$i_c$	Corrente de circulação do MMC-1f [A]	31
$\mathbf{i}_c$	Vetor contendo as correntes de circulação [A]	95
$i_{ca}$	Corrente na fonte CA monofásica [A]	14
$\mathbf{i}_{ca}$	Vetor contendo as correntes das fases [A]	89
$\mathbf{i}_{ca}^{\alpha\beta 0}$	Correntes das fases em eixos $\alpha\beta 0$ [A]	113
$\mathbf{i}_{ca}^{dq}$	Correntes das fases em eixos $dq$ [A]	115
$\mathbf{i}_c^{ca,dq*}$	Vetor contendo referências das correntes de circulação ativas em eixos $dq$ [A]	127
$i_{cc}$	Corrente contínua que flui na porta CC do MMC [A]	22
$\mathbf{i}_c^{ca}$	Correntes de circulação CA [A]	123
$\mathbf{i}_c^{cc}$	Correntes de circulação CC [A]	123
$\mathbf{i}_c^{cc,\alpha\beta}$	Correntes de circulação CC em eixos $\alpha\beta$ [A]	123
$\mathbf{i}_{Cd}^v$	Vetor contendo as correntes diferenciais que atravessam os capacitores do UMMC [A]	163
$I'_{c_n}$	Coefficientes da série de Fourier do sinal $i'_c$	204
$\mathbf{I}'_{c_i}$	Vetor contendo a amplitude normalizada dos harmônicos ímpares das correntes de circulação	206
$\mathbf{I}'_{c_p}$	Vetor contendo a amplitude normalizada dos harmônicos pares das correntes de circulação	206
$I'_{C_{rms}}$	Valor eficaz normalizado, com relação a $\hat{I}$ , da corrente que flui através do capacitor de um submódulo	63
$I'_{D_{L_{avg}}}$	Valor médio normalizado, com relação a $\hat{I}$ , da corrente que flui através de um diodo $D_L$	60

$I'_{D_L rms}$	Valor eficaz normalizado, com relação a $\hat{I}$ , da corrente que flui através de um diodo $D_L$	60
$\mathbf{i}_{ds}$	Vetor contendo as componentes soma e diferença das correntes de braço [A]	68
$I'_{D_U avg}$	Valor médio normalizado, com relação a $\hat{I}$ , da corrente que flui através de um diodo $D_U$	61
$I'_{D_U rms}$	Valor eficaz normalizado, com relação a $\hat{I}$ , da corrente que flui através de um diodo $D_U$	61
$I^{hf, max}$	Amplitude máxima permitida para os harmônicos de alta frequência [A]	55
$i_k$	Corrente que flui no braço $k$ , onde $k \in \{p, n\}$ [A]	22
$i'_k$	Corrente normalizada, com relação à $\hat{I}$ , que flui no braço $k$ , onde $k \in \{p, n\}$	22
$i_{k, f}$	Corrente que flui no braço $k$ da fase $f$ , onde $k \in \{p, n\}$ e $f \in \{a, b, c\}$ [A]	89
$\mathbf{i}_k$	Vetor contendo as correntes dos braços $k$ , onde $k \in \{p, n\}$ [A]	89
$\mathbf{i}'_k$	Vetor contendo as correntes dos braços $k$ , normalizadas com relação à $\hat{I}$ , onde $k \in \{p, n\}$	93
$I'_{L_a rms}$	Valor eficaz normalizado, com relação a $\hat{I}$ , da corrente que flui através de um indutor de braço	63
$\hat{I}_n^{hf}$	Amplitude dos harmônicos presentes no primeiro grupo não nulo [A]	55
$\mathbf{i}_{pn}$	Vetor contendo as correntes dos braços positivos e negativos [A]	68
$i_s$	Componente soma das correntes de braço [A]	45
$\mathbf{i}_s$	Vetor contendo as componentes soma das correntes de braço [A]	96
$\mathbf{i}'_s$	Vetor contendo as componentes soma das correntes de braço normalizadas com relação à $\hat{I}$	97
$\mathbf{i}_s^{\alpha\beta}$	Vetor contendo as componentes soma das correntes de braço em eixos $\alpha\beta$ [A]	117

$i_{SM}$	Corrente que flui através de um submódulo [A]	16
$\mathbf{i}_t$	Vetor contendo todas as correntes utilizadas no controle do MMC [A]	126
$I'_{T_L avg}$	Valor médio normalizado, com relação a $\hat{I}$ , da corrente que flui através de um transistor $T_L$	61
$I'_{T_L rms}$	Valor eficaz normalizado, com relação a $\hat{I}$ , da corrente que flui através de um transistor $T_L$	61
$I'_{T_U avg}$	Valor médio normalizado, com relação a $\hat{I}$ , da corrente que flui através de um transistor $T_U$	60
$I'_{T_U rms}$	Valor eficaz normalizado, com relação a $\hat{I}$ , da corrente que flui através de um transistor $T_U$	60
$J_n(\cdot)$	Função de Bessel do primeiro tipo de ordem $n$	46
$J_{offk,x}$	Função que classifica os submódulos do braço $k$ quanto à prioridade de desativação	43
$J_{onk,x}$	Função que classifica os submódulos do braço $k$ quanto à prioridade de ativação	43
$K_c$	Peso do número de comutações no cálculo de $J_{onk,x}$ e $J_{offk,x}$	43
$K_h$	Ganho do filtro passa-altas usado em $C_{i_s}$	66
$K_i$	Ganho integral do controlador	65
$K_p$	Ganho proporcional do controlador	65
$K_r$	Ganho do integrador ressonante do controlador	65
$K_{rs}$	Ganho dos integradores ressonantes usados em $C_{i_s}$	66
$K_v$	Peso da tensão no capacitor no cálculo de $J_{onk,x}$ e $J_{offk,x}$ [ $V^{-1}$ ]	43
$L_a$	Indutância de braço [H]	11
$L_f$	Indutância do filtro do lado CA [H]	11
$L_g$	Indutância da rede [H]	55
$L_o$	Indutor de filtragem adicional da corrente $i_{cc}$ [H]	88
$L_t$	Soma das indutâncias no caminho da corrente alternada [H]	55
$M$	Índice de modulação da porta CA do MMC	21
$m$	Sinal modulador	20

MF	Margem de fase da malha de controle [°]	71
$m_k$	Sinal modulador do braço $k$ , onde $k \in \{p, n\}$	22
$\mathbf{m}_k$	Vetor contendo os sinais moduladores dos braços $k$ , onde $k \in \{p, n\}$	92
$\mathbf{M}_p$	Matriz que relaciona a duração dos setores e as potências absorvidas pelos braços	161
$\mathbf{M}_{p,d}^v$	Matriz composta pelas linhas e colunas não nulas de $\mathbf{V}\mathbf{M}_{p,L}\mathbf{V}^{-1}$	163
$\mathbf{m}_{pn}$	Vetor contendo os sinais moduladores dos braços positivos e negativos	68
$M_r$	Índice de modulação considerando as quedas de tensão nas indutâncias e resistências	58
$N$	Número de submódulos por braço	10
$n_{max}$	Número do harmônico de máxima amplitude	55
$\omega$	Frequência angular da fonte de tensão CA [rad/s]	14
$\mathbf{\Omega}$	Matriz de acoplamento entre os eixos $d$ e $q$ [rad/s]	115
$\omega_a$	Frequência de ressonância dos elementos reativos de um braço [rads/s]	34
$\omega_r$	Frequência de operação normalizada com relação à frequência de ressonância de braço	34
$\mathbf{p}_{ds}^{\alpha\beta 0}$	Potência absorvida pelos braços em eixos $\alpha\beta 0$ [W]	126
$\phi$	Defasagem entre tensão e corrente [rad]	14
$p'_k$	Potência instantânea normalizada com relação a $V_{Ct}\hat{I}$ absorvida pelo braço $k$ , onde $k \in \{p, n\}$	27
$pl_k$	Potência instantânea dissipada nos semicondutores de um braço [W]	59
$pl_{k,x}$	Potência instantânea dissipada nos semicondutores de um submódulo [W]	59
$\mathbf{p}_{pn}$	Vetor contendo as potências instantâneas absorvidas pelos braços [W]	124
$\mathbf{p}_{pn,cc}$	Vetor contendo as parcelas contínuas presentes nos elementos de $\mathbf{p}_{pn}$ [W]	124

$p_{pnk,f}$	Potência absorvida pelo braço $k$ da fase $f$ , onde $k \in \{p, n\}$ e $f \in \{a, b, c\}$ [W]	139
$P_{pnk,f}$	Potência média absorvida pelo braço $k$ da fase $f$ , onde $k \in \{p, n\}$ e $f \in \{a, b, c\}$ [W]	139
$\mathbf{p}'$	Vetor contendo as potências normalizadas, com relação a $V_{C_t}\hat{I}$ , absorvidas pelos braços do UMMC	161
$\mathbf{R}$	Matriz de rotação	115
$R$	Relação entre a frequência das portadoras e a frequência da moduladora	49
$R_a$	Resistência equivalente de braço [ $\Omega$ ]	32
$\mathbf{R}_c$	Matriz de rotação das referências das correntes de circulação	127
$R_{DL}$	Resistência do modelo do diodo inferior de um submódulo meia ponte [ $\Omega$ ]	58
$R_{DU}$	Resistência do modelo do diodo superior de um submódulo meia ponte [ $\Omega$ ]	58
$R_f$	Resistência equivalente dos indutores do filtro CA [ $\Omega$ ]	111
$R_o$	Resistência equivalente do indutor do filtro CC [ $\Omega$ ]	111
$R_{TL}$	Resistência do modelo do transistor inferior de um submódulo meia ponte [ $\Omega$ ]	58
$R_{TU}$	Resistência do modelo do transistor superior de um submódulo meia ponte [ $\Omega$ ]	58
$S_b$	Setor de operação $b$ do UMMC, onde $b \in \{1, \dots, 6\}$	155
$s_x$	Função de modulação do submódulo $x$	18
$\mathbf{T}$	Transformada de Clarke ou $\alpha\beta 0$	113
$\mathbf{T}_2$	Transformada $\alpha\beta$ considerando apenas as componentes diferenciais	117
$\tau$	Constante de tempo do filtro passa-altas usado em $C_{i_s}$ [s]	66
$T_{eq}$	Período referente à frequência de comutação equivalente de um braço [s]	19
$\theta_c$	Defasagem da portadora tomada como referência [rad]	46

$\mathbf{T}_i$	Matriz de transformação das correntes de braço	68
$T_L$	Transístor inferior de um submódulo meia ponte	58
$T_s$	Período de um ciclo de comutação [s]	16
$T_U$	Transístor superior de um submódulo meia ponte	58
$\mathbf{T}_v$	Matriz de transformação das tensões	68
$\mathbf{T}_{vc}$	Matriz de transformação das tensões nos capacitores	125
$\mathbf{V}$	Transformação utilizada na malha de controle das tensões do UMMC	162
$\hat{V}$	Amplitude da tensão da fonte CA monofásica [V]	14
$V_C$	Tensão nominal sobre o capacitor de um submódulo [V]	16
$v_{ca}$	Tensão instantânea da fonte CA monofásica [V]	14
$\mathbf{v}_{ca}$	Vetor contendo as tensões de fase [V]	89
$\mathbf{v}_{ca}^{\alpha\beta 0}$	Vetor contendo as tensões de fase em eixos $\alpha\beta 0$ [V]	113
$\mathbf{v}_{ca}^{dq}$	Vetor contendo as tensões de fase em eixos $dq$ [V]	115
$V_{CC}$	Tensão presente na porta CC do MMC [V]	14
$\mathbf{v}_{Cd}$	Vetor diferença das tensões dos capacitores equivalentes [V]	125
$\mathbf{v}_{Cd}^{\alpha\beta 0}$	Vetor diferença das tensões dos capacitores equivalentes em eixos $\alpha\beta 0$ [V]	125
$\mathbf{v}_{Cds}^{\alpha\beta 0}$	Vetor diferença e soma das tensões dos capacitores equivalentes em eixos $\alpha\beta 0$ [V]	125
$\bar{v}_{Ck}$	Média das tensões dos capacitores do braço $k$ , onde $k \in \{p, n\}$ [V]	43
$v_{Ck,x}$	Tensão sobre o capacitor do submódulo $x$ do braço $k$ , onde $k \in \{p, n\}$ [V]	43
$v_{em}$	Tensão de modo comum gerada pelo MMC trifásico [V]	90
$\mathbf{v}_{Cs}$	Vetor soma das tensões dos capacitores equivalentes [V]	124
$\mathbf{v}_{Cs}^{\alpha\beta 0}$	Vetor soma das tensões dos capacitores equivalentes em eixos $\alpha\beta 0$ [V]	125

$V_{C_t}^{-1}$	Inverso da matriz que contém todas as tensões dos capacitores equivalentes $[V^{-1}]$	121
$V_{C_t}$	Tensão do capacitor equivalente de um braço $[V]$	21
$\mathbf{v}_{C_t}$	Vetor contendo todas as tensões equivalentes de braço do UMMC $[V]$	161
$\mathbf{v}_{C_t}^v$	Vetor contendo as componentes diferenciais de $\mathbf{v}_{C_t}^v$ $[V]$	163
$\mathbf{V}_{C_t,k}$	Matriz das tensões instantâneas dos capacitores equivalentes do braço $k$ $[V]$	119
$v_{C_t,k}$	Tensão instantânea do capacitor equivalente do braço $k$ , onde $k \in \{p, n\}$ $[V]$	28
$\mathbf{v}_{C_t,pn}$	Vetor contendo as tensões equivalentes dos braços positivos e negativos $[V]$	124
$\mathbf{v}_{C_t}^v$	Tensões equivalentes de braço em eixos definidos por $\mathbf{V}$ $[V]$	163
$v_{C_x}$	Tensão sobre o capacitor do submódulo $x$ $[V]$	18
$v_d$	Componente diferença das tensões geradas pelos braços $[V]$	45
$\mathbf{v}_d$	Vetor contendo as componentes diferença das tensões geradas pelos braços $[V]$	101
$\mathbf{v}_d^{\alpha\beta 0}$	Vetor contendo as componentes diferença das tensões geradas pelos braços em eixos $\alpha\beta 0$ $[V]$	113
$\mathbf{v}_d^{dq}$	Vetor contendo as componentes diferença das tensões geradas pelos em eixos $dq$ $[V]$	115
$V_{D_L}$	Queda de tensão do modelo do diodo inferior de um submódulo meia ponte $[V]$	58
$\mathbf{v}_{ds}$	Vetor contendo as componentes diferença e soma das tensões de braço $[V]$	121
$\mathbf{v}_{d\tilde{s}}$	Vetor contendo as componentes diferença e soma alternada das tensões de braço $[V]$	68
$V_{D_U}$	Queda de tensão do modelo do diodo superior de um submódulo meia ponte $[V]$	58

$v_f$	Tensão instantânea da fase $f$ , onde $f \in \{a, b, c\}$ [V]	89
$v_k$	Tensão gerada pelo braço $k$ , onde $k \in \{p, n\}$ [V]	21
$v'_k$	Tensão normalizada, com relação à $V_{Ct}$ , gerada pelo braço $k$ , onde $k \in \{p, n\}$	53
$v_{k,f}$	Tensão gerada pelo braço $k$ da fase $f$ , onde $k \in \{p, n\}$ e $f \in \{a, b, c\}$ [V]	90
$\mathbf{v}_k$	Tensões geradas pelos braços $k$ , onde $k \in \{p, n\}$ [V]	90
$v_{o,k}$	Tensão do polo $k$ da porta CC do MMC com relação ao terra, onde $k \in \{p, n\}$ [V]	90
$\mathbf{v}_{pn}$	Vetor contendo as tensões geradas pelos braços positivos e negativos [V]	121
$v_s$	Componente soma das tensões geradas pelos braços [V]	45
$v'_s$	Componente soma das tensões geradas pelos braços normalizada com relação à $V_{Ct}$	53
$\mathbf{v}_s$	Vetor contendo as componentes soma das tensões geradas pelos braços [V]	100
$v'_s{}^i$	Nível intermediário da tensão normalizada $v'_s$	53
$\mathbf{v}_s{}^{\alpha\beta}$	Vetor contendo as componentes soma das tensões geradas pelos braços em eixos $\alpha\beta$ [V]	117
$v_{SM}$	Valor médio quase-instantâneo da tensão gerada por um submódulo [V]	16
$v_{sx}$	Tensão gerada pelo submódulo $x$ [V]	18
$V_{TL}$	Queda de tensão do modelo do transistor inferior de um submódulo meia ponte [V]	58
$V_{TU}$	Queda de tensão do modelo do transistor superior de um submódulo meia ponte [V]	58
$\mathbf{X}_L$	Matriz utilizada para desacoplamento entre os eixos $d$ e $q$	115
$\zeta$	Fator de amortecimento de braço	34



# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Objetivos do trabalho e contribuições	2
1.2	Artigos Publicados	3
1.3	Estrutura da dissertação	3
<b>2</b>	<b>Conversores de alta potência</b>	<b>5</b>
2.1	O conversor CA-CC de dois níveis	5
2.2	Os conversores de três níveis	6
2.2.1	O conversor NPC	7
2.2.2	O conversor FC	8
2.3	Conversores com mais de três níveis	9
2.3.1	O conversor modular multiníveis	10
2.4	Conclusão	12
<b>3</b>	<b>Funcionamento, dimensionamento e controle do MMC-1f</b>	<b>13</b>
3.1	Estrutura e princípio de funcionamento	13
3.1.1	Tipos de submódulos	15
3.1.2	Modelo médio de um braço	18
3.1.3	Operação ideal do MMC	20
3.1.4	Regiões de operação	23
3.2	Energia armazenada e tensão nos capacitores	26
3.2.1	Amplitude da ondulação de tensão nos capacitores	29
3.3	Correntes de circulação de baixa frequência	31
3.3.1	Influência das correntes de circulação na ondulação de tensão	37
3.4	Modulação do MMC e balanço das tensões dos capacitores de um braço	39
3.4.1	Modulação e balanceamento das tensões dos capacitores de um braço	40

3.4.2	Balanceamento com distribuição melhorada de pulsos . . . . .	43
3.4.3	Defasagem entre as portadoras dos braços positivo e negativo e o espectro das tensões geradas	44
3.5	Considerações sobre o dimensionamento dos indutores do MMC-1f . . . . .	50
3.5.1	Dimensionamento dos indutores de braço . . .	51
3.5.1.1	Dimensionamento dos indutores de braço para a modulação <i>phase-shift</i> $N + 1$ . . . . .	52
3.5.1.2	Dimensionamento dos indutores de braço para a modulação <i>phase-shift</i> $2N + 1$ . . . . .	52
3.5.2	Dimensionamento do indutor de filtro . . . . .	54
3.5.2.1	Dimensionamento do indutor de filtro para a modulação <i>phase-shift</i> $N + 1$	54
3.5.2.2	Dimensionamento do indutor de filtro para a modulação <i>phase-shift</i> $2N + 1$ . . . . .	56
3.5.2.3	Influência dos indutores no índice de modulação . . . . .	57
3.6	Esforços de corrente nos principais componentes . . .	58
3.6.1	Esforços de corrente nos semicondutores . . .	59
3.6.2	Esforços de corrente nos dispositivos passivos	61
3.7	Modelagem e controle das correntes do MMC-1f . . .	64
3.7.1	Modelagem e controle da corrente $i_{ca}$ . . . . .	64
3.7.2	Modelagem e supressão da corrente de circulação	66
3.7.3	Geração dos sinais moduladores . . . . .	67
3.8	Resultados de simulação . . . . .	69
3.8.1	Dimensionamento dos elementos passivos . . .	69
3.8.2	Controladores de corrente . . . . .	71
3.8.3	Resultados de simulação sem supressão da corrente de circulação . . . . .	74

3.8.4	Resultados de simulação com supressão da corrente de circulação . . . . .	76
3.8.5	Influência da distribuição melhorada de pulsos . . . . .	79
3.9	Conclusão . . . . .	84
<b>4</b>	<b>O conversor modular multinível bidirecional trifásico</b>	<b>87</b>
4.1	Estrutura e princípio de funcionamento . . . . .	87
4.2	Modelo médio e operação ideal do MMC . . . . .	90
4.3	Dimensionamento dos dispositivos . . . . .	93
4.4	Correntes de circulação e na porta CC . . . . .	95
4.5	Considerações sobre o dimensionamento dos indutores do MMC . . . . .	99
4.5.1	Dimensionamento dos indutores de braço para a modulação $2N + 1$ sem injeção de terceira harmônica . . . . .	102
4.5.2	Dimensionamento dos indutores do filtro CA sem injeção de terceira harmônica . . . . .	107
4.5.2.1	Dimensionamento dos indutores de filtro para a modulação <i>phase-shift</i> $N + 1$ . . . . .	108
4.5.2.2	Dimensionamento dos indutores de filtro para a modulação <i>phase-shift</i> $2N + 1$ . . . . .	109
4.5.3	Dimensionamento do indutor do filtro CC para a modulação $2N + 1$ sem injeção de terceira harmônica . . . . .	110
4.6	Modelagem e controle das correntes . . . . .	111
4.6.1	Controle das correntes da porta CA . . . . .	112
4.6.2	Controle das correntes de circulação e CC . . . . .	116
4.6.3	Geração dos sinais moduladores . . . . .	118
4.7	modelagem e controle das tensões . . . . .	121
4.8	Resultados de simulação . . . . .	128
4.9	Conclusão . . . . .	133
<b>5</b>	<b>O conversor modular multiníveis unidirecional</b>	<b>135</b>

5.1	Geração do submódulo com características unidirecionais . . . . .	136
5.2	Princípio de funcionamento e operação idealizada do UMMC . . . . .	137
5.3	Modelo médio de um braço do UMMC . . . . .	143
5.4	Limites operacionais do UMMC . . . . .	144
5.4.1	Limite operacional de tensão . . . . .	144
5.4.2	Limite operacional da defasagem da corrente . . . . .	146
5.5	Dimensionamento dos principais dispositivos . . . . .	147
5.5.1	Esforços de corrente nos dispositivos semicondutores . . . . .	147
5.5.2	Dimensionamento do Capacitor do submódulo . . . . .	149
5.6	Modulação e controle das correntes . . . . .	151
5.6.1	Modulação . . . . .	152
5.6.2	Controladores de corrente . . . . .	153
5.7	Controle e balanceamento das tensões . . . . .	155
5.8	Resultados de simulação . . . . .	164
5.9	Conclusão . . . . .	168
<b>6</b>	<b>Protótipo e resultados experimentais preliminares</b> . . . . .	<b>171</b>
6.1	Estrutura do conversor e do submódulo . . . . .	173
6.2	Placa de controle central . . . . .	177
6.3	Resultados experimentais iniciais . . . . .	179
6.3.1	Conversor MMC-1f . . . . .	179
6.3.2	Conversor MMC trifásico . . . . .	183
6.4	Conclusão . . . . .	186
<b>7</b>	<b>Conclusão</b> . . . . .	<b>189</b>
7.1	Trabalhos Futuros . . . . .	191

<b>Apêndices</b>	<b>201</b>
<b>APÊNDICE A Solução aproximada do circuito equivalente do conversor MMC em regime permanente . . . . .</b>	<b>203</b>
A.1 Componentes harmônicos da corrente de circulação . . . . .	205
A.2 Componentes harmônicos das tensões dos capacitores	209
<b>APÊNDICE B Diagramas esquemáticos da placa de controle do conversor MMC . . . . .</b>	<b>213</b>
<b>APÊNDICE C Diagramas esquemáticos de um submódulo do MMC . . . . .</b>	<b>231</b>
<b>APÊNDICE D Diagrama esquemático do conversor de pré-carga . . . . .</b>	<b>235</b>
<b>APÊNDICE E Diagramas esquemáticos da placa de conexão, filtros e proteção . . . . .</b>	<b>237</b>



# Capítulo 1

## Introdução

Projeta-se, para o ano 2030, um aumento no consumo global de energia de 56% em relação ao ano de 2010, principalmente devido ao crescimento populacional e econômico dos países emergentes [1]. Estima-se que a China mais que duplicará seu consumo de energia nestes 20 anos, sendo, juntamente com a Índia, os principais contribuidores para este aumento. Embora seja previsto que os combustíveis fósseis ainda serão responsáveis por abastecer a maior parte da demanda de energia, um aumento na participação das energias renováveis é provável, principalmente devido à maior geração eólica e hidroelétrica.

Enquanto a maioria dos países emergentes, devido à busca pelo rápido crescimento, fortalecem sua matriz energética com combustíveis fósseis, países desenvolvidos, notadamente na Europa, investem cada vez mais em programas de geração limpa de energia, buscando reduzir as emissões de gases que produzem o efeito estufa. O objetivo é a redução da emissão desses gases, quando comparada à emissão de 1990, em 20% até 2020, e em 80% - 95% até 2050. Para isso, estima-se que em 2020, 30% da energia elétrica produzida na Europa provenha de fontes limpas. Devido à natureza pouco previsível ou sazonal destas fontes, como a eólica e a hidroelétrica, acredita-se que a forma mais viável de se atingir este objetivo é a criação de uma superrede, que interligará toda a Europa, provendo energia nas regiões onde a geração é momentaneamente baixa e drenando energia de onde há geração de sobra [2]. A tecnologia chave por trás de um sistema interconectado de transmissão continental é a transmissão em corrente contínua através de conversores estáticos auto-comutados, que permitem a transferência de energia através de longos cabos ou linhas sem perdas associadas aos reativos presentes

no sistema CA de transmissão.

De um modo geral, observa-se uma presença cada vez maior de conversores estáticos no processamento de energia elétrica, devido, principalmente, à controlabilidade que esta abordagem oferece. Um estudo do departamento nacional de energia dos Estados Unidos aponta para uso de eletrônica de potência em até 80% do processamento de energia no país em 2030 [3]. Embora esta taxa não se repita em muitos países, percebe-se o crescimento desta tendência em todo o globo, através, principalmente, do número de linhas HDVC instaladas. O desenvolvimento de conversores estáticos capazes de processar potências cada vez mais altas em tensões também cada vez mais altas sempre foi, e aparentemente não vai deixar de ser, pelo menos nos próximos anos, um desafio.

Dentre as topologias de conversores aplicáveis à transmissão de energia elétrica, o conversor modular multiníveis tem recebido grande atenção na última década. Este trabalho dedica-se ao estudo deste conversor.

## 1.1 Objetivos do trabalho e contribuições

Este trabalho têm como principal objetivo apresentar procedimentos que auxiliem no projeto dos elementos passivos e semicondutores de conversores modulares multiníveis, bem como no projeto dos controladores de corrente e tensão necessários para o funcionamento adequado destes conversores.

São destacadas, a seguir, as principais contribuições desenvolvidas ao longo deste trabalho:

- Desenvolvimento de expressões para o cálculo do espectro de baixa frequência das correntes de circulação em função dos parâmetros do conversor, bem como a análise da influência deste nos valores eficazes das correntes de braço e na ondulação de tensão dos capacitores;
- Desenvolvimento de expressões para o cálculo dos espectros das correntes de alta frequência geradas nas portas CA e CC do MMC, os quais auxiliam no projeto dos filtros;
- Cálculo das envoltórias aproximadas das correntes de braço do MMC, as quais podem ser utilizadas no dimensionamento dos indutores de braço;
- É proposto um novo esquema de balanceamento dos capacitores de um braço que leva em consideração o número de comuta-

ções realizadas pelos semicondutores, garantindo uma melhor distribuição das perdas entre os submódulos;

- É proposta a topologia UMMC, um conversor modular multiníveis unidirecional que emprega menos semicondutores e não utiliza indutores de braço. Esquemas de controle das correntes e tensões também são propostos.

## 1.2 Artigos Publicados

Durante o desenvolvimento deste trabalho, foram publicados quatro artigos em conferências relacionados ao tema desta dissertação [4, 5, 6, 7]. Outras duas publicações não relacionadas ao tema também foram publicadas neste período [8, 9].

## 1.3 Estrutura da dissertação

Além desta pequena introdução, este trabalho é composto por mais seis capítulos destinados ao estudo dos conversores modulares multiníveis, resumidamente apresentados abaixo.

O capítulo 2 apresenta uma pequena revisão das principais topologias utilizadas em aplicações de média/alta potência e média/alta tensão, na qual o número de níveis gerado pelo conversor é o principal critério de classificação. As principais vantagens e desvantagens dos conversores apresentados são destacadas.

O capítulo 3 trata da análise estática e dinâmica do conversor MMC-1f, ou conversor modular multiníveis monofásico. Embora este conversor raramente venha a ser utilizado, o estudo de uma fase apenas facilita o entendimento do princípio de funcionamento, bem como a realização de análises que podem ser diretamente estendidas para a versão trifásica. Este capítulo aborda, ainda, um estudo das correntes de circulação, os tipos de submódulos, os esforços e o dimensionamento dos principais elementos do conversor. É apresentada, também, uma nova estratégia de distribuição de pulsos que leva em consideração o número de comutações dos semicondutores, melhorando a distribuição das perdas.

O estudo do conversor modular multiníveis trifásico é realizado no capítulo 4. Os princípios de funcionamento são inicialmente apresentados, e as análises necessárias para o dimensionamento dos indutores de braço e dos filtros do conversor são apresentadas. O dimensionamento dos outros dispositivos do conversor é similar ao

apresentado para o MMC-1f, e o resto do capítulo é dedicado à modelagem e controle das correntes e tensões do conversor.

O capítulo 5 apresenta uma nova topologia de conversor modular multiníveis, o UMMC, cuja principal característica é a unidirecionalidade do fluxo de potência, o qual funciona somente como retificador. Inicialmente, este capítulo apresenta a geração da topologia dos submódulos que compõem o UMMC e o princípio de funcionamento do conversor. Os limites operacionais do conversor e o dimensionamento de seus principais dispositivos são apresentados em seguida. O restante do capítulo é dedicado à modulação, modelagem dinâmica das correntes e tensões, e proposição das estratégias de controle.

Resultados experimentais iniciais são apresentados no capítulo 6. O protótipo construído, constituído, principalmente, de uma placa de controle central, 24 submódulos, placas de filtragem e aquisição, e conversor de pré-carga, é primeiramente apresentado. A seguir são apresentados resultados do conversor MMC-1f, seguidos pelos resultados preliminares do conversor MMC trifásico. Por falta de tempo hábil, nem todas as malhas de controle foram testadas, assim como o conversor UMMC.

Por último, o capítulo 7 apresenta as conclusões gerais do trabalho.

O apêndice A apresenta a solução obtida para o sistema de equações diferenciais linear variante no tempo derivado do circuito equivalente do MMC. Desta solução é possível obter o espectro das correntes de circulação e das tensões dos capacitores quando não há malhas de controle dedicadas ao controle destas correntes.

Os apêndices B ao E apresentam os esquemáticos das placas que compõem o conversor. Respectivamente, a placa de controle central, o submódulo, o conversor de pré-carga e as placas de conexão, filtros e proteção.

## Capítulo 2

# Conversores de alta potência

Este capítulo apresenta uma pequena descrição das principais topologias de conversores CA-CC utilizadas em média/alta potência e média/alta tensão. Um dos principais fatores utilizados atualmente para classificação das topologias de conversores CA-CC é o número de níveis gerados por uma fase do conversor, que pode variar entre dois, para a topologia mais simples, até centenas de níveis para as topologias emergentes. Conversores com três níveis ou mais são denominados multiníveis, e têm como principais vantagens a menor distorção da tensão gerada e, para a maioria destes, menores esforços de tensão sobre os dispositivos semicondutores utilizados. Por isso, os conversores multiníveis têm achado cada vez mais aplicações na área industrial [10].

### 2.1 O conversor CA-CC de dois níveis

A Figura 2.1 apresenta o circuito do conversor CA-CC trifásico de dois níveis. Este é composto basicamente por seis interruptores controlados com características bidirecionais em corrente, os quais podem ser constituídos de vários módulos semicondutores de potência conectados em série, de modo que o conversor possa operar com tensões no barramento muito superiores à tensão de bloqueio de um único dispositivo semicondutor. Até o presente momento, cada um destes módulos de potência conectados em série é, usualmente, composto por IGBTs e diodos conectados em paralelo.

A principal vantagem deste conversor é a simplicidade, devido ao pequeno número de interruptores, resultando em um esquema de controle também simples. Além disso, a distribuição das perdas

é ótima, ou seja, todos os interruptores, idealmente, possuem os mesmos esforços de corrente e tensão. Embora isso seja válido para a maioria dos esquemas de modulação, existem esquemas que resultam em perdas desiguais, que, no entanto, devem ser evitadas em aplicações de alta potência. Estas características fazem deste conversor a escolha padrão para aplicações de baixa e média potência na indústria. Entretanto, a utilização de interruptores em série em aplicações de alta tensão requer que as comutações dos semicondutores sejam realizadas de forma mais lenta, facilitando a divisão das tensões sobre os mesmos. Como consequência, as perdas de comutação do conversor são significativamente aumentadas [11]. Além disso, a baixa frequência de comutação resulta numa alta distorção harmônica, tornando necessário o uso de filtros com baixa frequência de corte, aumentando a circulação de reativos e diminuindo a eficiência do sistema.

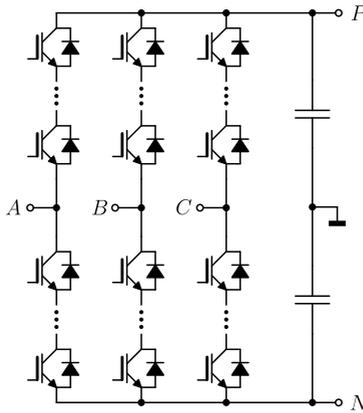


Figura 2.1 – Conversor CA-CC de dois níveis.

## 2.2 Os conversores de três níveis

Como já mencionado, um maior número de níveis proporciona uma menor distorção da tensão gerada, e conseqüentemente, filtros menores podem ser utilizados. Além disso, topologias de três níveis proporcionam o uso de dispositivos com metade da tensão de bloqueio, quando comparado ao dois níveis, possibilitando o uso deste conversor em média tensão sem o uso de dispositivos em série. A maior desvantagem dos conversores três níveis em geral é o maior nú-

mero de componentes que formam o conversor. Os conversores NPC (*Neutral Point Clamped*) e FC (*Flying Capacitor*) são os conversores de três níveis bidirecionais mais conhecidos, tanto na indústria como na pesquisa.

### 2.2.1 O conversor NPC

A Figura 2.2 apresenta a estrutura básica do conversor NPC. Com relação ao conversor de dois níveis, o NPC apresenta o dobro de interruptores controlados, bem como dois diodos adicionais por fase. Além disso, o barramento capacitivo do conversor deve ser necessariamente dividido, de modo que os diodos de grampeamento possam ser conectados ao centro deste. Esta topologia foi inicialmente apresentada em 1980 por Baker [12], e desde então tornou-se uma das topologias de conversor mais utilizadas em aplicações industriais.

A principal vantagem desta topologia é a divisão da tensão do barramento entre os semicondutores, tornando possível o funcionamento em tensões maiores. A principal desvantagem deste conversor é a distribuição desigual das perdas no conversor, que limita a potência máxima de funcionamento devido à questões térmicas. A topologia denominada ANPC (*Active Neutral Point Clamped*), proposta em [13], utiliza mais dois interruptores controlados em paralelo com os diodos do conversor NPC, possibilitando uma melhor distribuição de perdas, e conseqüentemente, uma maior potência de operação.

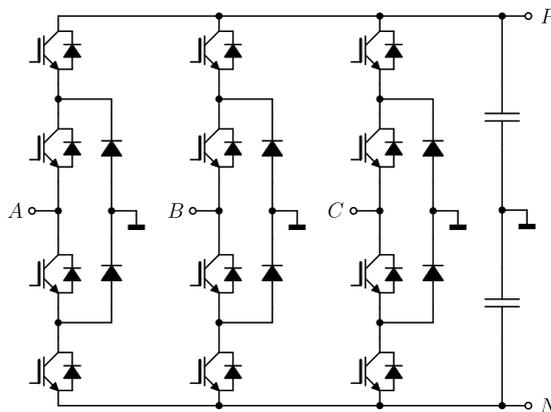


Figura 2.2 – Conversor NPC (*Neutral Point Clamped*).

### 2.2.2 O conversor FC

O conversor FC (*Flying Capacitor*), apresentado na Figura 2.3, foi proposto, para aplicações em altas potências, no início da década de 90 como uma alternativa ao conversor NPC [10]. Cada fase deste conversor é composta por quatro interruptores controlados, bidirecionais em corrente, e um capacitor, responsável pelo grampeamento das tensões nos dispositivos semicondutores. Com tal arranjo, é possível gerar três níveis de tensão. Além disso, para os níveis nos quais a corrente passa através do capacitor, é possível escolher com qual sentido ela o atravessa, tornando possível o dimensionamento deste capacitor com base na frequência de comutação, e não na frequência da corrente CA. Como principal vantagem, em relação ao NPC, tem-se o menor número de semicondutores. Por outro lado, é necessário um mecanismo de pré-carga do capacitor flutuante, de forma que a divisão das tensões entre os semicondutores seja garantida desde o início da operação. Outra desvantagem desta topologia é a necessidade de se operar com frequências de comutação relativamente elevadas, quando comparadas às outras topologias, para que o capacitor flutuante possa ser dimensionado com um baixo valor. [14].

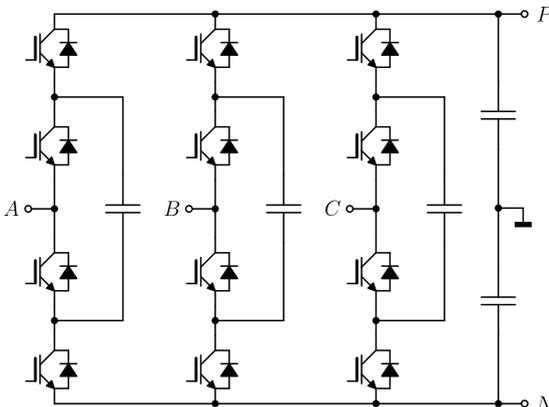


Figura 2.3 – Conversor FC (*Flying Capacitor*).

## 2.3 Conversores com mais de três níveis

Os conversores de três níveis permitiram uma grande aumento na potência dos conversores estáticos, já que estes poderiam gerar uma tensão até duas vezes maior com os mesmos tipos de semicondutores. No entanto, para potências ainda maiores, na ordem de megawatts ou de dezenas de megawatts, tensões de funcionamento ainda mais altas são necessárias para que as correntes processadas se mantenham dentro dos limites com os quais os semicondutores possam comutar com segurança. Sendo limitada em torno de 6500 V, atualmente, a máxima tensão de bloqueio dos dispositivos semicondutores de potência auto-comutados, a única alternativa para o aumento da tensão com a qual um conversor pode operar é o desenvolvimento de topologias multiníveis que permitam uma divisão ainda maior dos esforços de tensão. Como vantagem adicional, o maior número de níveis reduz significativamente a distorção harmônica gerada pelo conversor, diminuindo o volume dos filtros. Assim, nas últimas décadas, houve uma intensa pesquisa na área de conversores multiníveis, resultando na criação de diversas topologias. Uma delas é a extensão do conversor NPC para quatro níveis ou mais, a qual não alcançou grande aceitabilidade devido à problemas de balanceamento das tensões nos capacitores [15].

Uma maneira eficaz de se reduzir a tensão sobre os interruptores de conversores é o cascadeamento de conversores. O conversor em cascata mais difundido atualmente é apresentado na Figura 2.4, o CHB (*Cascade H-Bridge*). Este conversor possui como principais vantagens a simplicidade do esquema de modulação e controle, além de uma distribuição equitativa de perdas. Sua principal desvantagem é o grande número de fontes isoladas necessárias, uma por módulo. Este conversor é usualmente empregado em sistemas unidirecionais, alimentado por um retificador multipulsos, que para um grande número de módulos, irá resultar em um ótimo fator de potência na entrada [15].

Outra topologia na forma de cascata é apresentada na Figura 2.5. Nesta topologia, cada módulo é formado por dois conversores NPC, capazes de gerar 5 níveis diferentes de tensão. Com relação ao CHB, esta topologia necessita do mesmo número de fontes isoladas, e ainda utiliza uma maior número de semicondutores, os diodos de grampeamento.

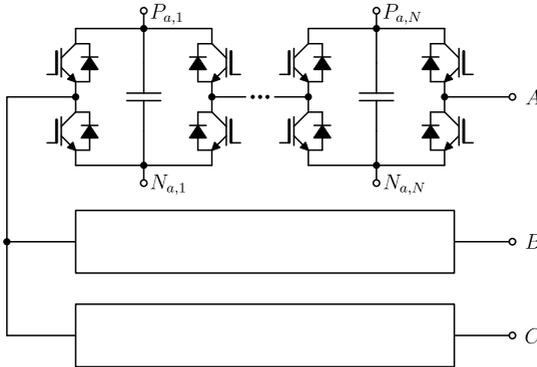


Figura 2.4 – Conversor CHB (*Cascade H-Bridge*).

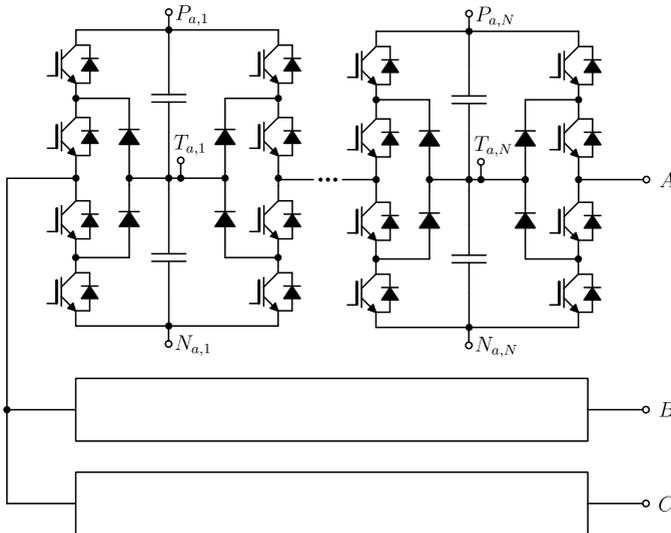


Figura 2.5 – Conversor HNPC (*H-Neutral Point Clamped*).

### 2.3.1 O conversor modular multiníveis

O MMC (*Modular Multilevel Converter*), proposto em [16], é apresentado na Figura 2.6. Esta topologia é baseada na conexão série de  $N$  conversores monofásicos meia-ponte. Sua principal vantagem é a não necessidade de fontes individuais de alimentação, dispensando o uso de transformadores complexos. Usualmente, cada conversor

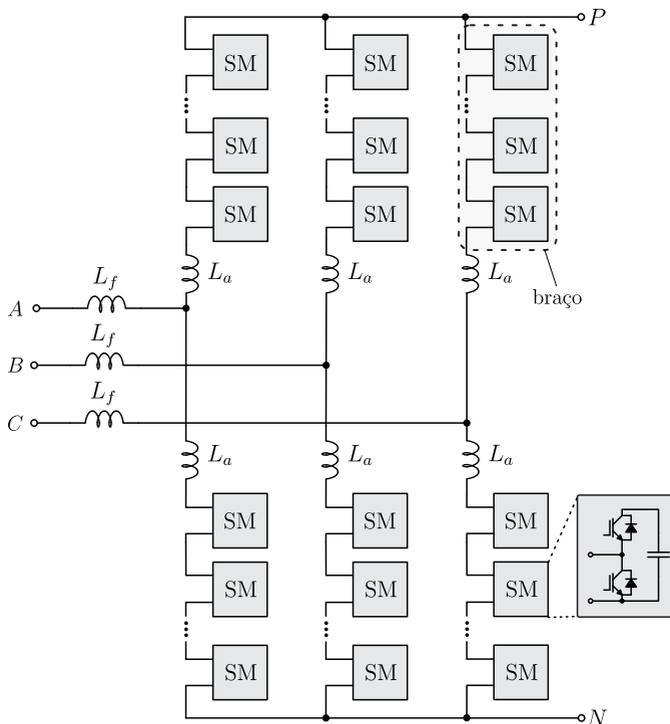


Figura 2.6 – Conversor MMC (*Modular Multilevel Converter*).

meia-ponte é denominado submódulo, e cada um dos seis arranjos de submódulos em série é denominado braço, o qual pode gerar  $N + 1$  níveis de tensão. Os dois braços que compõem uma fase do conversor são conectados ao indutor de filtro  $L_f$  através dos indutores  $L_a$ . Estes, denominados indutores de braço, têm como principal finalidade a limitação das correntes de alta frequência decorrentes das diferenças entre as tensões instantâneas geradas pelos braços. Além disso, estes indutores limitam a taxa de crescimento da corrente no barramento CC em caso de falta.

Com relação aos outros conversores multiníveis, o MMC possui como vantagens, além da não necessidade de fontes isoladas, uma maior modularidade e escalabilidade, já que todos os submódulos são iguais, estão submetidos aos mesmos esforços de corrente e tensão, e o aumento do número destes não implica em aumento do número de secundários de um transformador, como nos conversores em cascata.

Ademais, um número de submódulos maior que o necessário pode ser utilizado, de forma que um submódulo adicional pode substituir um submódulo danificado, tornando o sistema tolerante à falhas. O MMC não possui um capacitor conectado diretamente ao barramento CC, como no NPC, minimizando correntes de falta em caso de curto-circuito no barramento. Além disso, as correntes de braço do MMC não são comutadas, ou seja, não possuem grandes descontinuidades, diminuindo a emissão de ruído eletromagnético.

As principais desvantagens deste conversor são a grande quantidade de dispositivos semicondutores e passivos utilizados, e a complexidade do sistema de controle e modulação necessária para fazer todo o sistema funcionar adequadamente. Para que as tensões dos capacitores permaneçam equilibradas, é necessário um esquema de controle ativo que monitore as tensões de todos os capacitores e atue no processo de modulação, definindo quais submódulos devem comutar, dependendo do estado de seus capacitores e do sentido das correntes de braço [16].

O conversor MMC pode operar, idealmente, com um número qualquer de submódulos por braço, sem qualquer desvantagem aparente, além do aumento da complexidade. Esta característica faz deste conversor uma topologia ideal para aplicações em HVDC (*High Voltage Direct Current*). De fato já existem estações de HVDC operando, e outras em andamento, baseadas nesta tecnologia [17].

## 2.4 Conclusão

Este capítulo apresentou uma breve revisão sobre as principais topologias de conversores estáticos utilizados em sistemas de alta potência. Percebe-se uma tendência ao uso de conversores multiníveis, devido, principalmente, à divisão dos esforços de tensão, possibilitando o desenvolvimento de conversores com potências cada vez mais elevadas, e à qualidade das formas de onda obtidas com estes conversores, que diminuem drasticamente os requerimentos de filtragem. Por outro lado, o uso de topologias com um grande número de interruptores controlados requer sistemas de controle e moduladores avançados, de forma que se possa tirar proveito de todas as vantagens das topologias multiníveis.

O MMC é uma das topologias multiníveis que mais recebem atenção na última década, principalmente pela sua capacidade de operar com um grande número de níveis, possibilitando seu uso, com muitas vantagens, em sistemas de transmissão de energia elétrica em corrente contínua (HVDC).

## Capítulo 3

# Funcionamento, dimensionamento e controle do MMC-1f

Este capítulo trata da análise estática e dinâmica do conversor modular multinível monofásico (MMC-1f) alimentado por barramento CC duplo. Os resultados obtidos desta análise são usados para obter expressões úteis no dimensionamento dos principais componentes do conversor, bem como no projeto controladores de corrente necessários para o bom funcionamento do sistema.

Embora este tipo de conversor monofásico raramente venha a ser utilizado em aplicações de alta potência, o estudo de apenas uma fase facilita o entendimento do princípio de funcionamento do conversor. Além disso, muitos dos resultados obtidos podem ser diretamente aplicados na versão trifásica do conversor.

### 3.1 Estrutura e princípio de funcionamento

O MMC-1f, mostrado na Figura 3.1, é composto principalmente por duas cadeias contendo  $N$  submódulos cada, usualmente chamadas de braços na literatura. Neste trabalho, o braço conectado ao lado positivo do barramento CC é denominado braço positivo, enquanto o braço conectado ao lado negativo do barramento CC é denominado braço negativo. As outras extremidades de cada braço são conectadas ao indutor de filtro  $L_f$  através dos indutores de braço  $L_a$ , os quais possuem a função primária de limitar a corrente que circula através do laço composto pelas fontes do barramento CC

e os braços do conversor. Outra função destes indutores é limitar o crescimento de uma possível corrente de falta na porta CC do conversor.

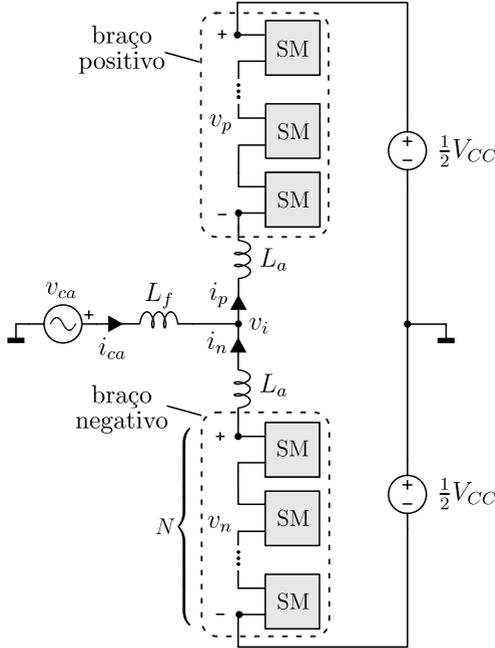


Figura 3.1 – Estrutura do MMC monofásico com barramento duplo.

As análises aqui desenvolvidas consideram que o MMC-1f realiza a conversão CC-CA com formas de onda senoidais. Assim, a fonte de tensão alternada  $v_{ca}$  possui amplitude  $\hat{V}$  e frequência angular  $\omega$ , como definido em (3.1). A corrente na porta CA,  $i_{ca}$ , considerando que o conversor opera idealmente em regime permanente e desprezando qualquer componente harmônico, é descrita pela equação (3.2).

$$v_{ca} = \hat{V} \cos(\omega t) \quad (3.1)$$

$$i_{ca} = i_p - i_n = \hat{I} \cos(\omega t + \phi) \quad (3.2)$$

### 3.1.1 Tipos de submódulos

O MMC é composto por vários submódulos iguais. O circuito de potência de cada submódulo é composto principalmente por um elemento armazenador de energia e uma célula de comutação responsável por conectar ou desconectar os terminais externos do submódulo aos terminais do elemento armazenador de energia, como mostrado na Figura 3.2. Embora predominantemente um capacitor seja usado como elemento armazenador, como apresentado na Figura 3.2 (a), algumas pesquisas sugerem o uso de indutores para tal fim [18, 19], como mostrado na Figura 3.2 (b). A maior vantagem, no último caso, seria uma maior robustez. Há ainda alguns trabalhos indicando o uso de baterias como elemento armazenador principal [20, 21]. Neste caso, o objetivo é armazenar muito mais energia que o necessário para o funcionamento do conversor, de modo que esta possa ser utilizada pra compensar possíveis flutuações de potência ativa na geração local de energia.

O primeiro trabalho divulgado no IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) no qual o MMC é proposto apresenta um submódulo com armazenamento de energia capacitivo e célula de comutação do tipo meia ponte [16]. Neste trabalho, tal célula é referenciada por SM-HB. A Figura 3.3 apresenta os estados de operação deste tipo de submódulo. Devido ao uso de interruptores bidirecionais em corrente, é possível determinar a tensão de saída do

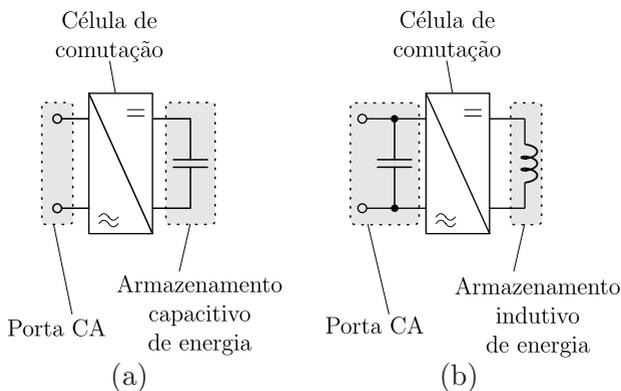


Figura 3.2 – Um submódulo é basicamente composto por uma célula de comutação e um elemento armazenador de energia principal do tipo (a) capacitivo [16] ou (b) indutivo [18].

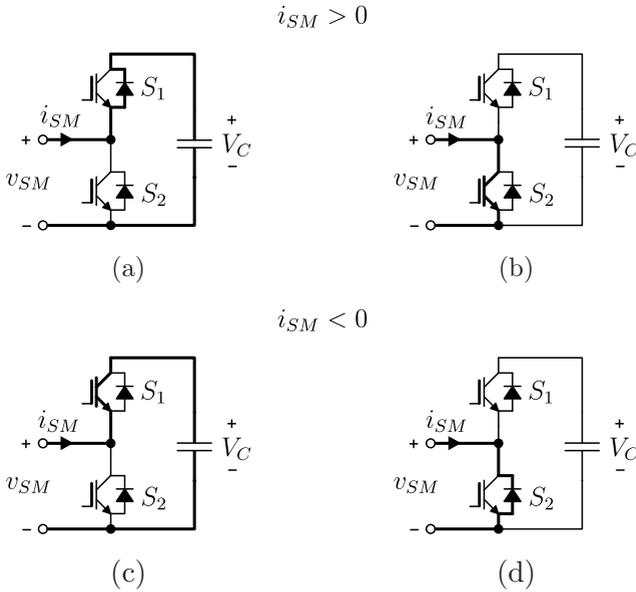


Figura 3.3 – Estados de operação do submódulo SM-HB para: (a) e (b) corrente  $i_{SM}$  positiva; (c) e (d) corrente  $i_{SM}$  negativa.

submódulo tanto para uma corrente  $i_{SM}$  positiva, Figura 3.3 (a) e (b), quanto negativa Figura 3.3 (c) e (d). Esta tensão, idealmente, poderá assumir apenas dois valores instantâneos, zero ou  $V_C$ . Portanto, para uma modulação PWM (*Pulse Width Modulation*) com frequência constante, o valor médio quase-instantâneo da tensão gerada,  $v_{SM}$ , definida como

$$\langle v_{SM} \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t v_{SM}(t) d\tau, \quad (3.3)$$

situa-se entre zero e  $V_C$ . Onde  $T_s$  representa a duração de um período de comutação. A Figura 3.4 (b) apresenta as características externas do submódulo, onde percebe-se a operação nos quadrantes I e IV.

Embora seja possível o controle de todas as variáveis, em funcionamento normal, no MMC-1f composto por submódulos do tipo SM-HB, a impossibilidade deste submódulo gerar tensões negativas não permite a operação com tensão na porta CC menor que  $2\hat{V}$ . Portanto, sobrecorrentes necessariamente ocorrerão numa situação de curto circuito na porta CC do conversor. Além do SM-HB, a

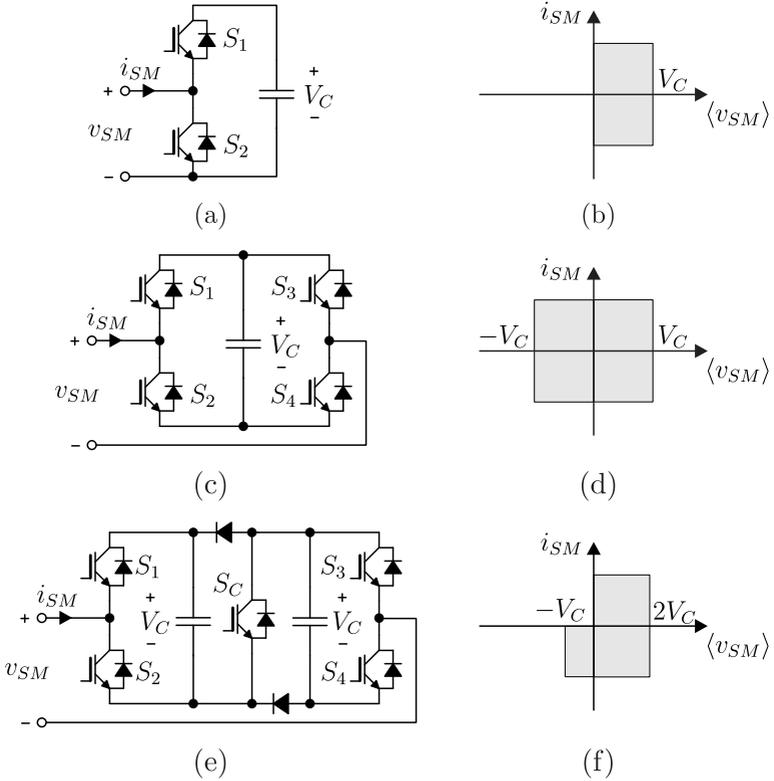


Figura 3.4 – Tipos de submódulos e respectivos quadrantes de operação. (a) SM-HB (Submódulo do tipo meia-ponte); (b) Quadrantes de operação do SM-HB; (c) SM-FB (Submódulo do tipo ponte completa); (d) Quadrantes de operação do SM-FB; (e) SM-DC (Submódulo duplo grampeado); (f) Quadrantes de operação do SM-DC.

Figura 3.4 apresenta outras topologias de submódulos mais complexas que permitem a operação em mais que dois quadrantes. Estes submódulos foram propostos em [22] com a finalidade de se obter controle da corrente na porta CC mesmo com uma tensão  $V_{CC}$  menor que  $2\hat{V}$ . A Figura 3.4 (c) e a Figura 3.4 (d) apresentam, respectivamente, o submódulo do tipo ponte completa, SM-FB, e seus respectivos quadrantes de operação. A capacidade de operação em quatro quadrantes deste submódulo também possibilita a operação do MMC como conversor CA-CA [23, 24].

O submódulo SM-DC apresentado na Figura 3.4 (e), denomi-

nado pelo autor como *Double-Clamp-Submodule* (Submódulo duplo grampeado), pode operar em três quadrantes, como mostrado em Figura 3.4 (f). Este submódulo substitui vantajosamente dois submódulos SM-FB quando se pretende operar com tensões menores que  $2\hat{V}$  no barramento CC. A principal vantagem é o menor número de interruptores controlados e a menor perda total de condução [22].

### 3.1.2 Modelo médio de um braço

A abordagem mais usual para modelagem de conversores estáticos consiste no equacionamento das malhas resultantes dos vários estados operação e posterior ponderação das respostas pelo percentual de tempo que cada uma fica ativa [25]. Devido ao grande número de malhas possíveis no MMC esta abordagem torna-se impraticável. Assim, o procedimento mais comum encontrado na literatura consiste em encontrar um circuito equivalente não comutado para os braços antes da análise do conversor como um todo [26, 27].

Seja um braço do MMC formado por  $N$  submódulos, como mostrado na Figura 3.5. A tensão gerada por cada submódulo é representada por  $v_{sx}$ , onde  $x \in \{1, \dots, N\}$ . Considerando-se que a tensão de cada capacitor é representada por  $v_{Cx}$ , a tensão total gerada pelo braço,  $v_t$ , é descrita por

$$v_t = \sum_{x=1}^N s_x v_{Cx}. \quad (3.4)$$

Onde  $s_x \in \{0, 1\}$ , para o submódulo SM-HB, representa a função de comutação de cada submódulo.  $s_x = 1$  representa a inserção do capacitor do submódulo  $x$ , ou seja, que o interruptor  $S_{x,u}$  está acionado.

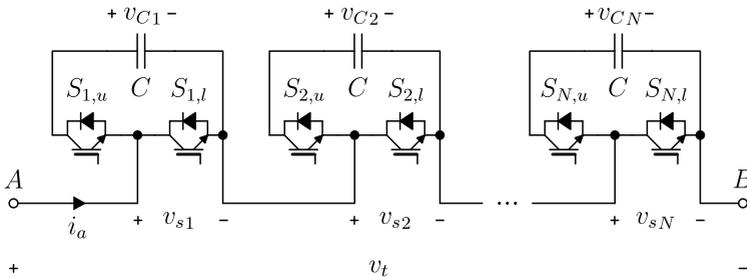


Figura 3.5 – Braço formado por  $N$  submódulos e as tensões geradas por cada submódulo.

A outra condição possível, onde o interruptor  $S_{x,l}$  está acionado, é representado por  $s_x = 0$ . Definindo a função de comutação total  $s_t \in \{0, \dots, N\}$   $s_t$  como

$$s_t = \sum_{x=1}^N s_x, \quad (3.5)$$

e sendo o valor médio quase-instantâneo de uma variável relativa ao braço em questão definido como

$$\langle y \rangle = \frac{1}{T_{eq}} \int_{t-T_{eq}}^t y \, d\tau, \quad (3.6)$$

onde  $T_{eq}$  refere-se ao inverso da frequência com a qual os pulsos são gerados pelo braço, define-se  $d \in [0, 1]$  como

$$d = \frac{\langle s_t \rangle}{N}. \quad (3.7)$$

Este corresponde ao sinal modulador  $m$  usado para gerar as funções de comutação, considerando-se que o modulador opera na região linear para a faixa de valores definida acima para  $d$ , e uma frequência de comutação infinita.

Substituindo (3.5) em (3.4) e considerando-se que existe uma estratégia de balanceamento das tensões dos capacitores capaz de manter os valores instantâneos destas tensões muito próximos, e que  $T_{eq}$  é suficientemente pequeno, pode-se aproximar  $\langle v_t \rangle$  por

$$\langle v_t \rangle = \langle s_t \rangle \langle v_C \rangle. \quad (3.8)$$

Onde  $v_C$  é a tensão em cada um dos capacitores, consideradas iguais.

A derivada da tensão equivalente dos capacitores,  $v_{C,t}$ , definida como sendo a soma das tensões de todos os capacitores, é dada por

$$\frac{dv_{C,t}}{dt} = \frac{d}{dt} \sum_{x=1}^N v_{Cx} = \frac{1}{C} \sum_{x=1}^N s_x i_a, \quad (3.9)$$

onde  $i_a$  é a corrente que percorre o braço. Substituindo (3.5) em (3.9) e considerando  $T_{eq}$  como sendo suficientemente pequeno,  $\frac{d\langle v_{C,t} \rangle}{dt}$  pode ser aproximada por

$$\frac{d\langle v_{C,t} \rangle}{dt} = \frac{\langle s_t \rangle \cdot \langle i_a \rangle}{C}. \quad (3.10)$$

Substituindo (3.7) em (3.8) e (3.10), obtém-se

$$\langle v_t \rangle = Nd \langle v_{C,t} \rangle \quad (3.11)$$

$$\frac{d \langle v_{C,t} \rangle}{dt} = \frac{N}{C} d \langle i_a \rangle. \quad (3.12)$$

A partir das equações (3.11) e (3.12) é possível desenhar o circuito mostrado na Figura 3.6, o qual representa o circuito médio simplificado equivalente de um braço, composto por um transformador  $T$  e um capacitor equivalente de valor  $\frac{C}{N}$ , cuja energia armazenada é igual a energia total armazenada nos  $N$  submódulos do circuito original. Este circuito equivalente pode ser muito útil na simulação do conversor em um nível mais simplificado, diminuindo consideravelmente o tempo de simulação total. O transformador ideal  $T$  possui uma relação de transformação variável e ajustável através de  $m$ , o sinal modulador usado para gerar os pulsos de comando dos interruptores de um braço. Neste trabalho sempre será considerado que o modulador tem ganho 1, portanto,

$$m = d. \quad (3.13)$$

Embora a maioria dos simuladores não disponham de um modelo para tal dispositivo ideal, este pode ser facilmente implementado através de fontes controladas de tensão e corrente.

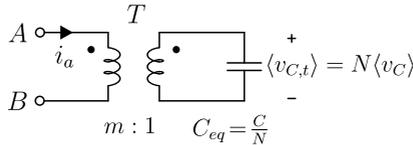


Figura 3.6 – Circuito médio simplificado equivalente a um braço do MMC.

A análise realizada até este ponto considerou o SM-HB. Contudo, o modelo médio encontrado também pode ser utilizado para conversores que usam o submódulo SM-FB, bastando, para isso, que  $m$  possa ser negativo. Com relação ao SM-DC, é necessário um estudo mais aprofundado, já que em alguns estados de operação os capacitores do submódulo podem encontrar-se em paralelo.

### 3.1.3 Operação ideal do MMC

A Figura 3.7 apresenta um modelo médio do MMC ainda mais simplificado, onde a tensão em ambos os capacitores equivalentes é

considerada constante e igual a  $V_{Ct} = NV_C$ . Portanto, cada braço pode ser substituído por uma fonte de tensão controlada de valor  $m_k V_{Ct}$ , onde o subscrito  $k \in \{p, n\}$  define se a variável refere-se ao braço positivo ou negativo. Esta simplificação tem o objetivo facilitar a análise do balanço de potência entre o lado CC e CA do conversor, bem como a obtenção de funções aproximadas que representam os sinais moduladores. Para simplificar a notação, o símbolo  $\langle \cdot \rangle$  que denota o valor médio quase-instantâneo foi omitido.

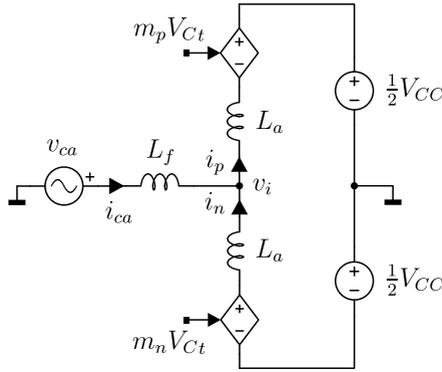


Figura 3.7 – Circuito médio ainda mais simplificado do MMC.

Da análise da Figura 3.7, considerando que a queda de tensão nos indutores  $L_a$  e  $L_f$  é pequena quando comparada à tensão  $v_{ca}$ , as tensões geradas pelos braços positivos e negativos podem ser aproximadas por

$$v_p = m_p V_{C,t} = \frac{V_{CC}}{2} - \hat{V} \cos(\omega t) \quad (3.14)$$

$$v_n = m_n V_{C,t} = \frac{V_{CC}}{2} + \hat{V} \cos(\omega t). \quad (3.15)$$

Introduzindo  $M$ , o valor normalizado da tensão pico-à-pico da tensão CA, e  $G$ , o valor normalizado da tensão  $V_{CC}$ , ambos com relação à tensão equivalente dos capacitores,  $V_{Ct}$ ,

$$M = \frac{2\hat{V}}{V_{Ct}} \quad (3.16)$$

$$G = \frac{V_{CC}}{V_{Ct}}, \quad (3.17)$$

é possível encontrar as seguintes expressões para os sinais moduladores ideais  $m_p$  e  $m_n$ ,

$$m_p = \frac{G}{2} - \frac{M}{2} \cos(\omega t) \quad (3.18)$$

$$m_n = \frac{G}{2} + \frac{M}{2} \cos(\omega t). \quad (3.19)$$

$M$  e  $G$  também podem ser vistos como o índice de modulação do conversor, referente à porta CA, e o ganho do conversor, referente à porta CC, respectivamente.

Para que a potência processada pelos braços do conversor sejam iguais, a corrente  $i_{ca}$  deve necessariamente dividir-se igualmente entre os braços positivo e negativo, de forma que

$$i_p = i_{cc} + \frac{\hat{I}}{2} \cos(\omega t + \phi) \quad (3.20)$$

$$i_n = i_{cc} - \frac{\hat{I}}{2} \cos(\omega t + \phi), \quad (3.21)$$

onde  $i_{cc}$  é a parcela contínua da corrente de braço responsável por extrair ou injetar potência no barramento CC do conversor. Considerando que o conversor encontra-se em regime permanente, é possível concluir, do balanço de potências entre as fontes CA e CC, que

$$i_{cc} = \hat{I} \frac{M}{4G} \cos \phi. \quad (3.22)$$

Assim, encontra-se as correntes normalizadas com relação a  $\hat{I}$  que circulam nos braços positivo e negativo,

$$i'_p = \frac{1}{4} \frac{M}{G} \cos \phi + \frac{1}{2} \cos(\omega t + \phi) \quad (3.23)$$

$$i'_n = \frac{1}{4} \frac{M}{G} \cos \phi - \frac{1}{2} \cos(\omega t + \phi). \quad (3.24)$$

A título de ilustração, a Figura 3.8 apresenta algumas tensões e correntes no MMC considerando-se operação ideal, ondulação de tensão nos capacitores nula e queda de tensão nula nos indutores  $L_a$  e  $L_f$ . As curvas foram obtidas para  $M = 0,78$ ,  $G = 1$  e  $\phi = 0$ . As correntes estão normalizadas com relação a  $\hat{I}$ . Observa-se que a soma de  $m_p$  e  $m_n$  sempre corresponde à  $G$ .

### 3.1.4 Regiões de operação

A região de operação linear de um conversor PWM é usualmente limitada pelo máximo valor médio quase instantâneo da tensão sintetizada pelo conversor. No caso do MMC, as tensões máximas e mínimas normalizadas em relação à  $V_{Ct}$  geradas por um braço dependem apenas da topologia do submódulo empregada. A Tabela 3.1 apresenta as faixas de tensão possíveis de serem sintetizadas por um braço formado por cada tipo de submódulo apresentado na Figura 3.4.

Tabela 3.1 – Limites das tensões geradas por um braço formado pelos submódulos apresentados na Figura 3.4.

Tipo de SM	$i_a > 0$	$i_a < 0$
SM-HB	$[0, 1]$	$[0, 1]$
SM-FB	$[-1, 1]$	$[-1, 1]$
SM-DC	$[0, 1]$	$[-0.5, 1]$

As tensões são normalizadas com relação à  $NV_C$  para os submódulos SM-HB e SM-FB, e com relação à  $2NV_C$  para o SM-DC, já que este submódulo possui dois capacitores.

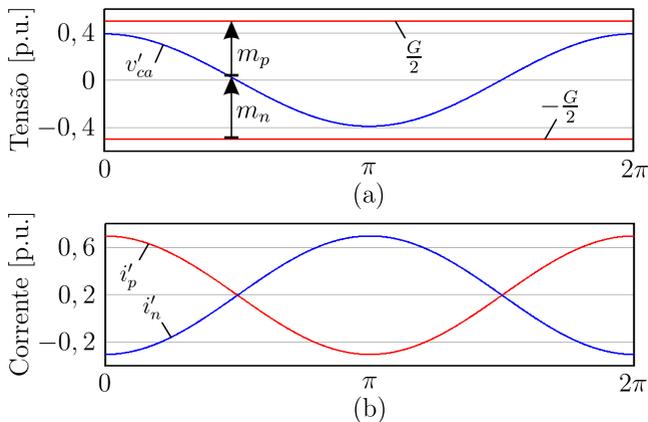


Figura 3.8 – Formas de onda ideais no MMC. (a) Tensão  $v_{ca}$  normalizada com relação a  $V_{Ct}$ ; (b) Correntes  $i_p$  e  $i_n$  normalizadas com relação a  $\hat{I}$ .

A Figura 3.9 apresenta as faixas de tensão que cada tipo de submódulo pode sintetizar. Também é apresentada a tensão sintetizada por um braço que poderia empregar o SM-FB ou SM-DC, já que essa é negativa para um intervalo de tempo. Vale salientar que este último só poderá gerar uma tensão negativa se a corrente instantânea através deste for negativa.

É possível inferir, da Figura 3.9, que o limite superior de tensão do SM-HB é respeitado se a condição (3.25) também é respeitada. O limite inferior não será atingido se (3.26) é respeitada.

$$\frac{G}{2} + \frac{M}{2} < 1 \quad (3.25)$$

$$\frac{G}{2} - \frac{M}{2} > 0 \quad (3.26)$$

Já para o SM-FB, as seguintes condições são necessárias para que o submódulo opere sem saturação:

$$\frac{G}{2} + \frac{M}{2} < 1 \quad (3.27)$$

$$\frac{G}{2} - \frac{M}{2} > -1. \quad (3.28)$$

Além das condições (3.29) e (3.30),

$$\frac{G}{2} + \frac{M}{2} < 1 \quad (3.29)$$

$$\frac{G}{2} - \frac{M}{2} > -\frac{1}{2}, \quad (3.30)$$

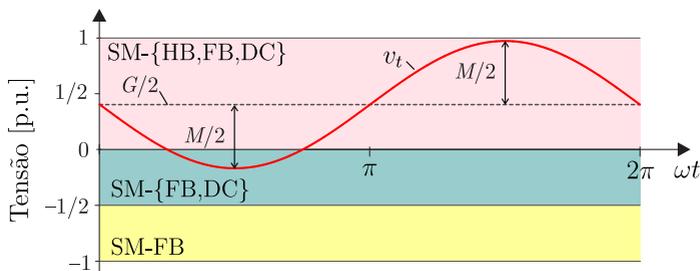


Figura 3.9 – Faixa de tensão que cada tipo de submódulo pode sintetizar. Também é mostrada a tensão gerada por um braço que emprega o SM-FB ou SM-DC, para  $M = 1, 15$  e  $G = 0, 8$ .

que descrevem as limitações de tensão do SM-DC, a restrição de operação com tensão negativa apenas no terceiro quadrante gera uma outra condição que limitará a região de operação para  $G < 0$ , que depende de  $\phi$ , a qual também deve ser respeitada para operação linear do conversor. Para esta região, a análise aqui apresentada considera apenas o caso onde  $\phi = \pi$ , pois esta condição leva à uma maior região de operação do conversor no plano  $G \times M$ , apresentado adiante.

A partir de (3.23) é possível encontrar a corrente normalizada que flui por um submódulo do braço positivo,

$$i'_{SM,p} = -\frac{1}{2}M \cos(\omega t + \phi) - \frac{1}{4} \frac{M}{G} \cos \phi. \quad (3.31)$$

Na operação como inversor com  $G < 0$  e  $\phi = \pi$ , o menor valor de  $v_{a,p}$ , o qual sempre será negativo, ocorre no mesmo instante,  $\omega t = 0$ , em que o valor máximo de  $i'_{SM,p}$  ocorre. Assim, se (3.32) é respeitada, o SM-DC sempre será capaz de gerar a tensão requerida.

$$i'_{SM,p} \Big|_{\substack{\omega t=0 \\ \phi=\pi}} < 0 \quad (3.32)$$

Substituindo (3.31) em (3.32), obtém-se

$$M > -2G. \quad (3.33)$$

A Figura 3.10 apresenta graficamente as equações (3.25) à (3.30) e (3.33), as quais dividem o plano  $G \times M$  nas regiões 1 à 5. Um ou mais tipos de MMC podem operar em cada uma dessas regiões, definidos de acordo com o tipo de submódulo empregado, como apresentado na Tabela 3.2.

Um MMC composto por submódulos do tipo SM-DC só será capaz de operar na totalidade da região 2 como retificador operando

Tabela 3.2 – Regiões de operação de cada tipo de submódulo apresentado, e as restrições com relação ao ângulo  $\phi$ .

Tipo de SM	Região 1	Região 2	Região 3	Regiões 4 e 5
SM-HB	$\forall \phi$	-	-	-
SM-FB	$\forall \phi$	$\forall \phi$	$\forall \phi$	$\forall \phi$
SM-DC	$\forall \phi$	$\phi = 0$	$\phi = \pi$	-

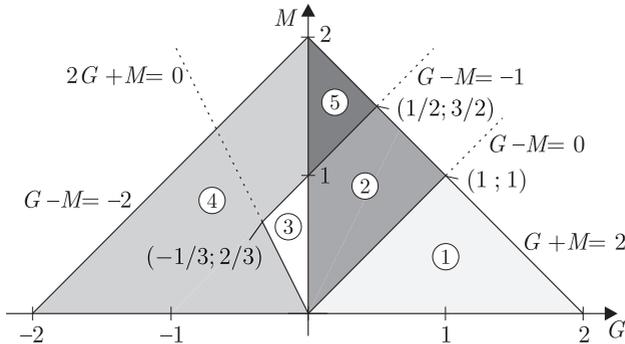


Figura 3.10 – Possíveis regiões de operação do MMC empregando diferentes submódulos.

com fator de potência unitário, enquanto que o funcionamento na região 3, como já mencionado, só é possível para operação como inversor fornecendo apenas potência ativa. Vale ressaltar que a operação com fluxo de potência reativa é possível, no entanto, quanto maior a defasagem entre tensão e corrente na porta CA, maior será o encolhimento das regiões 2 e 3. O funcionamento na região 1 ocorre sem restrições quanto ao ângulo  $\phi$ .

É possível observar, na Figura 3.10, que o SM-HB, o submódulo mais empregado na pesquisa e na indústria, abrange uma área de operação muito menor que os outros tipos de submódulos. No entanto, é o que possui menor número de dispositivos semicondutores. Observa-se também que para obter maior flexibilidade com relação à amplitude da tensão de entrada, o conversor deve operar com  $G = 1$ . Por outro lado, uma tensão de saída maior pode ser obtida se uma tensão CA de menor amplitude é utilizada, as custas de maiores esforços de corrente, já que uma corrente de pico maior será necessária para uma mesma potência.

Nos próximos tópicos deste capítulo, e capítulos seguintes, apenas o SM-HB, dentre os submódulos apresentados até então, será estudado, por ser o que encontra mais aplicações práticas.

### 3.2 Energia armazenada e tensão nos capacitores

Já que elementos semicondutores não armazenam energia, pelo menos idealmente, toda a potência instantânea trocada com um braço do MMC provém dos capacitores. De acordo com os

sentidos das tensões e correntes adotadas na Figura 3.7, a potência instantânea entregue pelo braço  $k$ , normalizada com relação a  $V_{Ct}\hat{I}$ , vale

$$p'_k = m_k i'_k. \quad (3.34)$$

Substituindo (3.18) e (3.23) em (3.34), encontra-se

$$p'_p = \frac{1}{8} \left( 1 - \frac{M}{G} \cos(\omega t) \right) (2G \cos(\omega t + \phi) + M \cos(\phi)). \quad (3.35)$$

Similarmente, poder-se-ia encontrar a potência instantânea no braço  $n$ , ou negativo. Considerando-se que o conversor está funcionando em regime permanente, a energia armazenada no braço  $k$  pode ser escrita como a composição de uma parcela contínua  $E_k$ , e uma alternada  $\Delta e_k$ ,

$$e_k = E_k + \Delta e_k, \quad (3.36)$$

onde

$$\Delta e_k = \frac{V_{Ct}\hat{I}}{\omega} \left( \Delta e'_k(\omega t_0) + \int_{\omega t_0}^{\omega t} p'_k(\omega \tau) d\omega \tau \right) \quad (3.37)$$

$\Delta e'_k(\omega t_0)$  pode ser calculado considerando a condição de contorno

$$\int_0^{2\pi} \Delta e_k d\omega t = 0. \quad (3.38)$$

Substituindo (3.35) em (3.36) e considerando (3.38), obtém-se (3.39), a variação de energia armazenada no braço positivo para  $t_0 = 0$ .

$$\Delta e_p = \frac{V_{Ct}\hat{I}}{\omega} \left[ \frac{G}{4} \cos(\omega t) \sin(\phi) + \frac{2G^2 - M^2}{8G} \sin(\omega t) \cos(\phi) - \frac{M}{16} \sin(2\omega t + \phi) \right] \quad (3.39)$$

De forma similar, encontra-se (3.40), que representa a ondulação de energia no braço negativo.

$$\Delta e_n = \frac{V_{Ct}\hat{I}}{\omega} \left[ -\frac{G}{4} \cos(\omega t) \sin(\phi) - \frac{2G^2 - M^2}{8G} \sin(\omega t) \cos(\phi) - \frac{M}{16} \sin(2\omega t + \phi) \right] \quad (3.40)$$

Percebe-se que as ondulações ideais encontradas são formadas por uma componente na frequência fundamental e uma segunda harmônica. A primeira provém do produto entre a tensão constante gerada pelo braço e a corrente  $\frac{i_{ca}}{2}$ , bem como da parcela alternada gerada pelo braço e a corrente  $i_{cc}$ . A segunda harmônica é gerada pelo produto entre as parcelas senoidais presentes na corrente de braço e na tensão sintetizada pelo braço.

As tensões instantâneas sobre os capacitores equivalentes  $v_{C,t,k}$  podem então ser encontradas através de

$$v_{C,t,k} = \frac{2N}{C} \sqrt{E_k + \Delta e_k}. \quad (3.41)$$

No entanto, é necessário o conhecimento do valor médio da energia acumulada,  $E_k$ , o qual não é previamente determinado, já que neste trabalho se pretende controlar diretamente o valor médio da tensão equivalente nos capacitores, e não a energia média acumulada, como proposto em alguns trabalhos [28]. Embora seja possível formular um sistema de equações onde a tensão média no capacitor é considerada, a solução de tal sistema leva à uma integral de difícil solução analítica. Portanto, a simplificação a seguir será utilizada.

Considera-se que a tensão no capacitor também é decomposta em uma componente contínua e outra alternada, de valor médio nulo. Assim,

$$v_{C,t,k} = V_{Ct} + \Delta v_{Ck}. \quad (3.42)$$

A energia armazenada vale, então,

$$e_k = \frac{C}{2N} \left[ V_{Ct}^2 + 2V_{Ct}\Delta v_{Ck} + \Delta v_{Ck}^2 \right]. \quad (3.43)$$

Desconsiderando o termo quadrático de (3.43), e igualando-a à (3.36), chega-se à

$$E_k = \frac{C}{2N} V_{Ct}^2 \quad (3.44)$$

$$\Delta v_{Ck} = \frac{N}{V_{Ct}C} \Delta e_k. \quad (3.45)$$

Desta simplificação, resulta que a energia média acumulada no braço pode ser aproximada pelo quadrado da tensão média no capacitor multiplicada por  $\frac{C}{2N}$ , e que a ondulação de tensão é aproximadamente

proporcional à ondulação de energia. Substituindo (3.39) em (3.45), obtém-se a parcela alternada da tensão no capacitor equivalente do braço positivo,

$$\Delta v_{C_t,p} = \frac{N\hat{I}}{\omega C} \left[ \frac{G}{4} \cos(\omega t) \sin(\phi) + \frac{2G^2 - M^2}{8G} \sin(\omega t) \cos(\phi) - \frac{M}{16} \sin(2\omega t + \phi) \right]. \quad (3.46)$$

### 3.2.1 Amplitude da ondulação de tensão nos capacitores

Uma das desvantagens do MMC é a grande quantidade de energia que deve ser armazenada nos capacitores dos submódulos. O principal motivo desta necessidade é a ondulação de tensão na frequência fundamental da porta CA, que para permanecer dentro de limites aceitáveis para o funcionamento adequado do conversor, resulta em um alto valor de capacitância.

Sendo quadrática a relação entre a energia armazenada no capacitor equivalente e a tensão sobre este, e levando em consideração que estas quantidades são sempre positivas, pode-se afirmar que os pontos de máximo e mínimo destas duas variáveis ocorrem no mesmo instante, quando suas derivadas, potência e corrente, respectivamente, são nulas. Segundo (3.35), a potência instantânea absorvida pelo capacitor equivalente é nula, para o SM-HB e  $M < 1$ , quando a corrente também é nula, confirmando a afirmativa anterior. Assim, os pontos de máximo e mínimo, respectivamente, para o braço positivo, são encontrados através da condição  $i_p = 0$ , resultando em

$$\theta_1 = \pi - \phi - \cos^{-1} \left( \frac{M \cos(\phi)}{2G} \right) \quad (3.47)$$

$$\theta_2 = \pi - \phi + \cos^{-1} \left( \frac{M \cos(\phi)}{2G} \right). \quad (3.48)$$

O valor pico-a-pico da ondulação pode ser encontrado substituindo (3.47) e (3.48) em (3.46), como visto em (3.49), resultando em (3.50).

$$\Delta V_{C_t}^{pp} = \Delta v_{C_t,p}(\theta_1) - \Delta v_{C_t,p}(\theta_2) \quad (3.49)$$

$$\Delta V_{C_t}^{pp} = \frac{N\hat{I}}{\omega C} \frac{\sqrt{(4G^2 - M^2 \cos^2(\phi))^3}}{16G^2}. \quad (3.50)$$

Já que se considera uma operação simétrica do conversor, (3.50) também é válida para o capacitor equivalente do braço negativo. O valor da ondulação normalizado com relação à  $\frac{NI}{\omega C}$  é apresentada em (3.51).

$$\Delta V_{C_t}^{pp''} = \frac{\sqrt{(4G^2 - M^2 \cos^2(\phi))^3}}{16G^2} \quad (3.51)$$

A Figura 3.11 apresenta graficamente a equação (3.51) para alguns valores de  $M$  e  $G$  relativos a um submódulo do tipo SM-HB. Verifica-se que a maior ondulação ocorre para uma corrente puramente reativa, enquanto a menor ocorre para operação com fator de potência unitário. Observa-se ainda que a ondulação de tensão normalizada é menor para  $G$  menor. No entanto, não se pode afirmar que operar nesta condição resultaria numa menor energia acumulada total, já que  $V_{C_t}$  teria que ser maior para que se mantenha a mesma tensão  $V_{CC}$ , acarretando no aumento do número de submódulos ou no aumento da tensão média de cada capacitor.

Introduzindo o coeficiente  $\delta$  como o percentual do valor pico-a-pico da ondulação com relação à média da tensão no capacitor equivalente,

$$\delta = \frac{\Delta V_{C_t}^{pp}}{V_{C_t}}, \quad (3.52)$$

e considerando que o conversor deve operar para qualquer  $\phi$  com

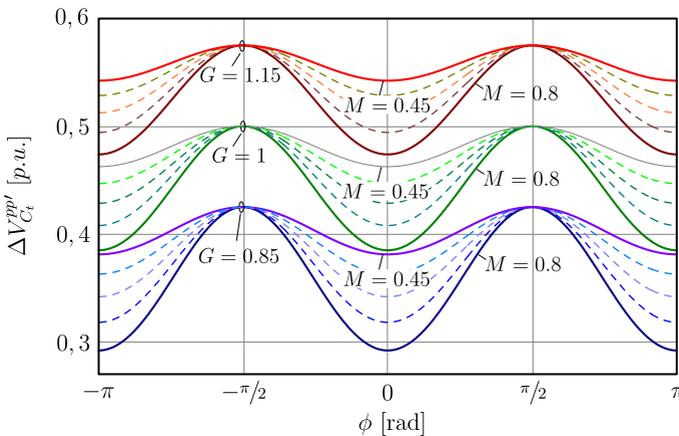


Figura 3.11 – Ondulação da tensão equivalente normalizada para um braço do MMC.

corrente nominal, o capacitor  $C$  pode ser dimensionado de acordo com

$$C \geq \frac{\hat{I}}{\omega \delta V_C} \frac{\sqrt{(4G^2 - M^2)^3}}{16G^2}. \quad (3.53)$$

### 3.3 Correntes de circulação de baixa frequência

A função primária dos indutores de braço  $L_a$  é limitar as correntes de alta frequência produzidas pela diferença instantânea das tensões geradas pelos braços do conversor. No entanto, quando se considera que as tensões nos capacitores possuem uma ondulação e nenhum tipo de compensação que venha a minimizar os efeitos desta é realizada nos sinais moduladores, verifica-se que o surgimento de correntes de circulação [29], que são aqui definidas como qualquer corrente que circula nos braços do conversor além das componentes contínua e alternada definidas em (3.23) e (3.24).

Embora as correntes de circulação não influenciem no balanço de potência do MMC, causam um aumento significativo nos valores eficazes das correntes de braço, e consequentemente na potência dissipada em todas as resistências parasitas presentes nos componentes que constituem um braço. Esta seção apresenta um modelo aproximado para as correntes de circulação e busca identificar a influência dos elementos armazenadores de energia na amplitude de suas componentes.

A Figura 3.12 apresenta o MMC utilizando o modelo médio de um braço derivado neste capítulo. Embora a resistência total de um braço seja variável de acordo com o número de submódulos inseridos, será considerado um valor equivalente constante  $R_a$ , que também engloba a resistência dos indutores  $L_a$ . A fonte de tensão  $v_{ca}$  e o indutor  $L_f$  foram substituídos pela fonte de corrente  $i_{ca}$ ,

$$i_{ca} = \hat{I} \cos(\omega t + \phi), \quad (3.54)$$

sob a consideração de que existe um sistema de controle que força esta condição. Considera-se que as correntes de braço,  $i_p$  e  $i_n$ , são formadas por três componentes, as duas anteriormente consideradas e mais a corrente de circulação de baixa frequência  $i_c$ . Assim,

desconsiderando-se, neste momento, as perdas nas resistências  $R_a$ ,

$$i_p = \hat{I} \left[ \frac{1}{2} \cos(\omega t + \phi) + \frac{M}{4G} \cos(\phi) \right] + i_c \quad (3.55)$$

$$i_n = \hat{I} \left[ -\frac{1}{2} \cos(\omega t + \phi) + \frac{M}{4G} \cos(\phi) \right] + i_c. \quad (3.56)$$

Aplicando a lei das malhas ao circuito da Figura 3.12, obtém-se

$$2L_a \dot{i}_c + 2R_a(i_c + i_{cc}) = v_p + v_n - V_{CC}, \quad (3.57)$$

onde o ponto sobre  $i_c$  indica a derivada desta variável com relação ao tempo. Com o objetivo de simplificação, desconsidera-se a queda de tensão sobre as resistências  $R_a$  provocada pela corrente  $i_{cc}$ . Porém, a queda de tensão devido às correntes de circulação serão mantidas, de forma que se possa verificar a influência de  $R_a$  nas correntes de circulação. Assim, a seguinte equação é considerada

$$2L_a \dot{i}_c + 2R_a i_c = v_p + v_n - V_{CC}. \quad (3.58)$$

Considerando uma operação mais realista, os sinais  $m_p$  e  $m_n$  devem ser ajustados de modo a compensar as ondulações de tensões nos capacitores, resultando em uma corrente  $i_{ca}$  senoidal. Porém, para facilitar os cálculos, as moduladoras ideais descritas por (3.18) e

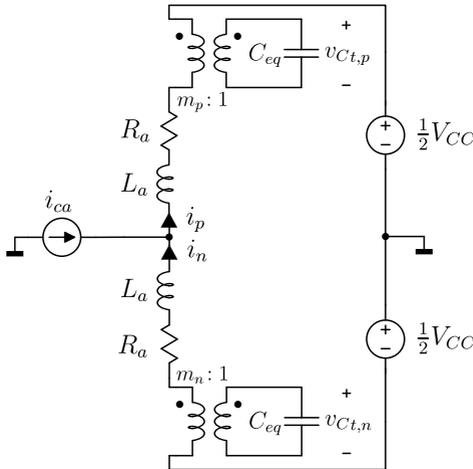


Figura 3.12 – Circuito médio do MMC considerando-se que a corrente  $i_{ca}$  é perfeitamente controlada.

(3.19) são consideradas, bem como a equação (3.42), que descreve as tensões nos capacitores. A partir destas equações e (3.58), é possível obter

$$\left[ \frac{G}{2} - \frac{M}{2} \cos(\omega t) \right] (V_{C_t} + \Delta v_{C_p}) + \left[ \frac{G}{2} + \frac{M}{2} \cos(\omega t) \right] (V_{C_t} + \Delta v_{C_p}) = V_{CC} + 2L_a \dot{i}_c + 2R_a i_c. \quad (3.59)$$

Já que  $GV_{C_t} = V_{CC}$ , obtém-se

$$M \cos(\omega t) \Delta v_{C_d} + G \Delta v_{C_s} = 4L_a \dot{i}_c + 4R_a i_c. \quad (3.60)$$

Onde,

$$\Delta v_{C_s} = \Delta v_{C_p} + \Delta v_{C_n} \quad (3.61)$$

$$\Delta v_{C_d} = \Delta v_{C_n} - \Delta v_{C_p} \quad (3.62)$$

representam a soma e a diferença das ondulações das tensões equivalentes dos capacitores dos braços do MMC.

Considerando (3.12), e que o conversor opera em regime permanente, obtém-se

$$C_{eq} \dot{\Delta} v_{C_p} = -i_p m_p \quad (3.63)$$

$$C_{eq} \dot{\Delta} v_{C_n} = -i_n m_n, \quad (3.64)$$

onde  $C_{eq} = \frac{C}{N}$ . Substituindo (3.55), (3.56), (3.18), (3.19) em (3.63) e (3.64), chega-se às equações

$$C_{eq} \dot{\Delta} v_{C_s} = i_{s,e} - G i_c \quad (3.65)$$

$$C_{eq} \dot{\Delta} v_{C_d} = i_{d,e} - M \cos(\omega t) i_c, \quad (3.66)$$

onde

$$i_{s,e} = \frac{M}{4} \hat{I} \cos(2\omega t + \phi) \quad (3.67)$$

$$i_{d,e} = \frac{G}{2} \hat{I} \cos(\omega t + \phi) - \frac{M^2}{4G} \hat{I} \cos(\phi) \cos(\omega t). \quad (3.68)$$

A partir das equações (3.60), (3.65) e (3.66) é possível desenhar o circuito equivalente mostrado na Figura 3.13. Observa-se que este possui um transformador de relação de transformação fixa  $G$ , e outro de relação de transformação variável  $M \cos(\omega t)$ , sendo este circuito, portanto, linear variante no tempo.

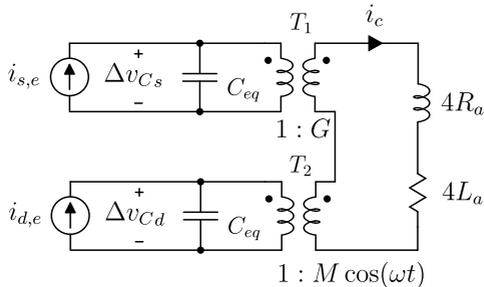


Figura 3.13 – Circuito médio equivalente do MMC considerando apenas as ondulações de tensão nos capacitores e a corrente de circulação  $i_c$ .

O apêndice A apresenta um procedimento para solução aproximada em regime permanente do circuito mostrado na Figura 3.13, a partir do qual são obtidas as amplitudes dos primeiros harmônicos presentes na corrente de circulação  $i_c$ . As principais conclusões obtidas neste apêndice são aqui comentadas:

- A corrente de circulação não possui componentes CC nem com frequência fundamental;
- A corrente de circulação possui apenas harmônicos de ordem par, sendo as primeiras, de ordem 2, 4, 6 e 8, as de maior amplitude.

A Figura 3.14 apresenta a amplitude dos harmônicos da corrente de circulação mais pronunciados para combinações de  $M \in \{0,5, 0,95\}$ ,  $\zeta \in \{0,02, 0,07\}$ ,  $\omega_r \in [0, 01..1]$ ,  $G = 1$  e  $\phi = 0$ . Onde o fator de amortecimento,  $\zeta$ , e a frequência relativa da porta CA,  $\omega_r$ , são dados por

$$\zeta = \frac{R_a}{2} \sqrt{\frac{C_{eq}}{L_a}} \quad (3.69)$$

$$\omega_r = \frac{\omega}{\omega_a} = \sqrt{L_a C_{eq}} \cdot \omega. \quad (3.70)$$

Onde  $\omega_a$  é a frequência de ressonância dos elementos reativos de um braço. Três conclusões importantes são obtidas do gráfico da Figura 3.14:

- A corrente de circulação pode atingir valores de pico muito elevados para  $\omega_r \approx 0,3$  e valores baixos de  $\zeta$ , devido, principalmente, à segunda harmônica. Assim, se nenhuma outra medida no sentido de limitar a corrente de circulação é tomada, parâmetros que levam à operação nessa região devem ser evitados. Como era de se esperar, assim como em um circuito de segunda ordem invariante no tempo, o fator de amortecimento, ou seja, as perdas resistivas do conversor são determinantes na amplitude máxima que os harmônicos presentes na corrente de circulação podem atingir;
- A corrente de circulação apresenta valores reduzidos para  $\omega_r > 0,5$ . No entanto, a operação nesta condição requer altos

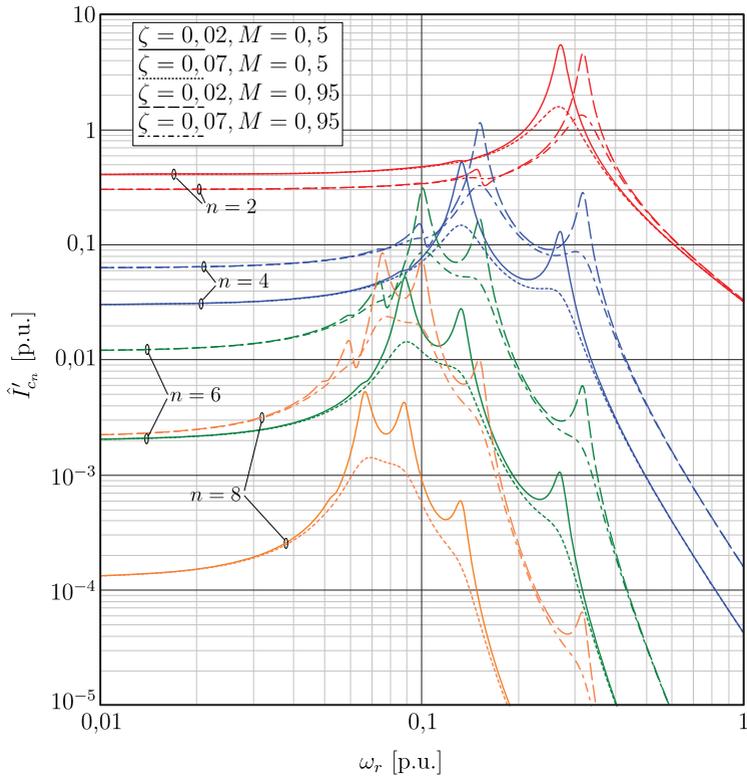


Figura 3.14 – Amplitude normalizada dos harmônicos pares para  $G = 1$ , algumas combinações de  $M$  e  $\zeta$ ,  $\phi = 0$ , e  $\omega_r \in [0,01..1]$ .

valores de capacitâncias e/ou indutâncias, o que é uma grande desvantagem na maioria das aplicações. Além disso, uma indutância  $L_a$  grande limita a faixa de operação do conversor, devido à queda de tensão sobre esta;

- A segunda harmônica da corrente de circulação apresenta uma amplitude média em torno de 30% a 40% de  $\hat{I}$  para  $\omega_r < 0,1$ . Nesta região, os indutores de braço poderão ser projetados apenas com o propósito de limitar as correntes de alta frequência resultantes das tensões de alta frequência gerada pelos braços. Alguns trabalhos apresentam resultados de conversores MMC cujo ponto de operação encontra-se nesta região [30, 31].

A Figura 3.15 apresenta uma comparação entre os valores eficazes da corrente de braço quando se considera uma operação ideal, ou seja, sem correntes de circulação, e uma operação onde apenas a corrente na porta CA é controlada e correntes de circulação existem. Para operação ideal, uma expressão para  $I'_{L_{arms}}$  desenvolvida na seção 3.6 é utilizada, enquanto que a expressão para cálculo da corrente eficaz de braço considerando as correntes de circulação é desenvolvida no apêndice A.

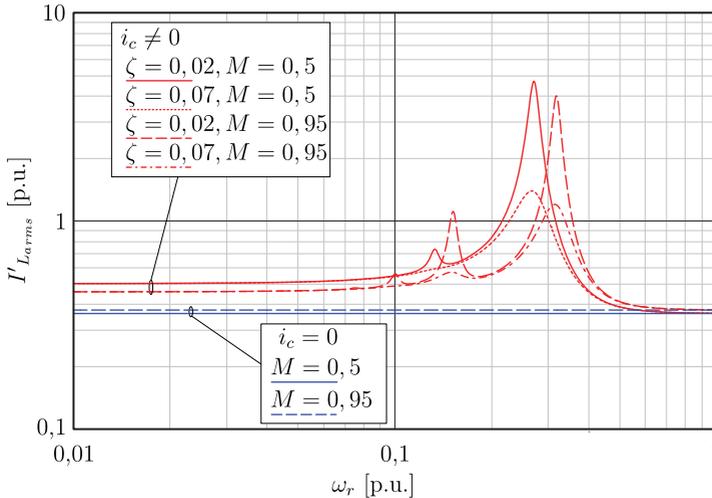


Figura 3.15 – Corrente eficaz no braço do MMC-1f normalizada com relação à  $\hat{I}$ , considerando operação ideal, sem correntes de circulação, e operação com correntes de circulação. Foram adotados  $G = 1$  e  $\phi = 0$ .

Embora a corrente de circulação resulte em maiores correntes eficazes nos componentes por onde circula, esta também causa uma distribuição diferente das correntes eficazes e médias nos dispositivos que compõe um submódulo. Em [32], um ponto de operação é encontrado, através da escolha adequada de  $L_a$ , tal que mesmo com a presença da segunda harmônica na corrente de circulação, obteve-se uma menor temperatura de pico na junção do dispositivo semiconductor submetido aos maiores esforços.

Verifica-se, ainda na Figura 3.15, que o valor eficaz da corrente de braço torna-se quase igual ao valor ideal para  $\omega > 0,5$ . Isso ocorre devido à pequena amplitude dos harmônicos na corrente de circulação, como mostrado na Figura 3.14. No entanto, como já comentado, não é interessante operar nessa região.

### 3.3.1 Influência das correntes de circulação na ondulação de tensão

As conclusões dedutíveis a partir do equacionamento apresentado no apêndice A com relação às variáveis  $\Delta v_{cs}$  e  $\Delta v_{cd}$  são, principalmente,;

- A tensão  $\Delta v_{cs}$  apresenta apenas harmônicos de ordem par, sendo estes harmônicos de tensão os maiores causadores das correntes de circulação quando o conversor opera próximo à ressonância;
- A tensão  $\Delta v_{cd}$  apresenta uma componente na frequência fundamental e apenas harmônicos de ordem ímpar. Devido à multiplicação por  $M \cos(\omega t)$ , causada pela relação de transformação variável, esta tensão aparece refletida no secundário de  $T_2$  deslocada no domínio da frequência, de modo que sua principal componente, de frequência fundamental, aparece como uma componente CC e outra de segunda harmônica;
- A tensão  $\Delta v_{cs}$  apresenta um valor médio não nulo, já que no secundário de  $T_1$  deverá aparecer uma tensão cujo valor médio anula a componente CC que aparece no secundário de  $T_2$ , de modo que a corrente de circulação não apresente qualquer componente deste tipo. No entanto, as perdas nas resistências  $R_a$  não consideradas no equacionamento, relativas à passagem das correntes  $\frac{i_{ac}}{2}$  e  $i_{cc}$  através destas, também alteram o valor médio da tensão nos capacitores equivalentes;

- A tensão no capacitor equivalente de cada braço é uma composição de  $\Delta v_{cs}$  e  $\Delta v_{cd}$ , de modo que esta apresenta componente média, fundamental e todos os harmônicos.

Expressões para o cálculo de todos os componentes do espectro da tensão de um capacitor equivalente a partir do espectro da corrente de circulação são apresentadas no apêndice A.

A Figura 3.16 apresenta uma comparação entre as ondulações de tensão em um capacitor equivalente do MMC-1f obtidas considerando casos de funcionamento ideal, ou seja, sem correntes de circulação, e com corrente de circulação, para algumas variações paramétricas. Devido a ressonância, observa-se que o valor pico-a-pico pode atingir valores inaceitáveis para certas combinações paramétricas. Uma observação importante é a baixa amplitude da ondulação de tensão para  $w_r < 0,1$ , menor que na operação ideal, sendo esta uma vantagem da operação com corrente de circulação. A normalização utilizada é a mesma usada em (3.51).

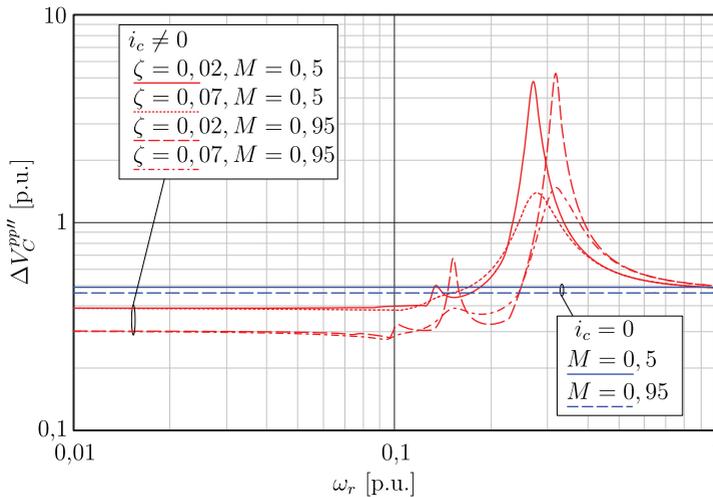


Figura 3.16 – Ondulação de tensão nos capacitores equivalentes do MMC-1f, normalizada com a relação à  $\frac{Nf}{\omega C}$ , considerando operação ideal, sem corrente de circulação, e operação com corrente de circulação. Foram adotados  $G = 1$  e  $\phi = 0$ .

### 3.4 Modulação do MMC e balanço das tensões dos capacitores de um braço

Até então, apenas o modelo médio de um braço tem sido considerado. Para que este modelo seja válido, todos os capacitores presentes neste braço devem possuir aproximadamente o mesmo valor de carga armazenada. Para tal, considerando-se que todos os capacitores possuem a mesma tensão inicial, e lembrando que a mesma corrente percorre todos os submódulos de um braço, a igualdade

$$\int_{t-T_s}^t i_k s_{k,1} dt = \int_{t-T_s}^t i_k s_{k,2} dt = \cdots = \int_{t-T_s}^t i_k s_{k,N} dt \quad (3.71)$$

deve ser respeitada. Considerando-se que a corrente  $i_a$  varia pouco dentro de um período de comutação de um submódulo,  $T_s$ , esta condição é satisfeita para um modulador que emprega portadoras do tipo *phase-shift* [33], onde a saída de cada comparador é enviada diretamente para cada submódulo. No entanto, mesmo que (3.71) seja respeitada, as tensões nos capacitores não necessariamente tendem a restabelecer o equilíbrio, caso algum transitório ou outro motivo qualquer cause um desequilíbrio nas tensões. A existência ou inexistência desta tendência de restabelecimento do equilíbrio depende de uma análise de todo o sistema, incluindo a estratégia de controle utilizada e portanto é muito complexa e não é realizada neste trabalho. Em [34] é apresentada uma simulação de um MMC com modulação *phase-shift* pura. Os resultados obtidos indicam que as tensões nos capacitores são instáveis quando nenhum método de balanceamento é utilizado.

Além disso, devido ao grande número de submódulos normalmente empregado, cada submódulo do MMC pode operar com uma frequência de comutação muito baixa, até mesmo com uma frequência igual à frequência da porta CA [35]. Neste caso, certamente a consideração de que a corrente permanece constante durante um período de comutação não é válida, de forma que a modulação *phase-shift* pura se torna ainda menos propícia.

### 3.4.1 Modulação e balanceamento das tensões dos capacitores de um braço

Para que haja garantias de equilíbrio das tensões dos capacitores de um braço, deve-se empregar algum mecanismo ativo que compara as tensões nos capacitores e atua na duração e/ou distribuição dos pulsos de comando dos interruptores.

Um mecanismo é proposto em [36]. Esta estratégia consiste de uma malha de controle para cada submódulo que compara a tensão instantânea  $v_{Ck,n}$  com uma referência  $V_C$ . O sinal de erro obtido é multiplicado por um ganho e adicionado ao sinal de modulação  $m_k$ , como mostrado na Figura 3.17.

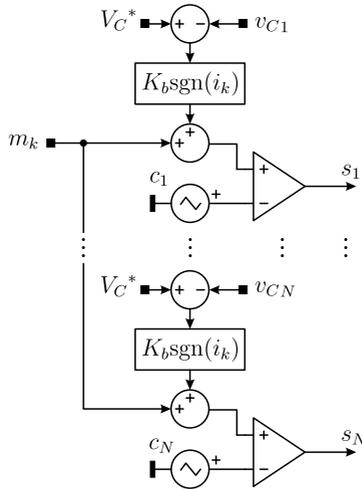


Figura 3.17 – Estratégia de modulação e balanceamento das tensões de um braço proposta por [36].

Já que a corrente  $i_k$  pode ser positiva ou negativa, o sinal do ganho de cada malha deve ajustar-se de acordo com o sentido da corrente, de modo que a tensão no capacitor sempre tenda a  $V_C$ . Embora seja um método simples, a adição do sinal  $\Delta m_k$  faz com que a tensão média quase instantânea gerada pelo submódulo não seja igual a tensão calculada pelo sistema de controle, representada por  $m_k$ , mesmo que o valor médio da tensão do capacitor do submódulo esteja correta, devido à ondulação de tensão no mesmo. Assim, para evitar distorções na corrente  $i_{ca}$  o ganho  $K_b$  deve ser pequeno, o que limita a atuação da estratégia de balanceamento.

Nesta estratégia, para que o máximo número de cancelamentos de harmônicos de alta frequência seja atingido, as  $N$  portadoras triangulares  $c_n$  devem ser defasadas de  $2\pi/N$ .

Embora a modulação *phase-shift* seja a mais “naturalmente” aplicável ao MMC, já que o sinal de saída de cada comparador pode ser diretamente enviado a um submódulo, outros tipos de modulação podem ser empregados. De fato, a primeira referência ao MMC encontrada no IEEE utiliza modulação do tipo *space-vector* [16].

Deve-se salientar que o processo de modulação não engloba todo o processo de geração dos pulsos de comando. O tipo de modulação utilizado irá apenas definir a forma de onda multinível gerada por um braço, ou mais genericamente, por um conversor. Ou seja, no caso do MMC, o modulador define quantos capacitores estarão inseridos em um braço a cada instante de tempo. A escolha de qual submódulo deverá ter seu estado alterado dependerá de uma estratégia de distribuição de pulsos, que normalmente privilegiará o equilíbrio das tensões dos capacitores. A Figura 3.18 apresenta os blocos responsáveis pela geração dos pulsos de comando do MMC, sintetizando o descrito neste parágrafo.

Embora a modulação *space-vector* propicie máxima flexibilidade e mínima distorção harmônica da tensão gerada, sua implementação para um grande número de níveis torna-se muito custosa. Assim, a modulação por portadoras é normalmente empregada [37, 36, 38]. A Figura 3.18 apresenta um modulador genérico utilizando  $N$  portadoras, que podem ser defasadas em nível (*level-shift*)

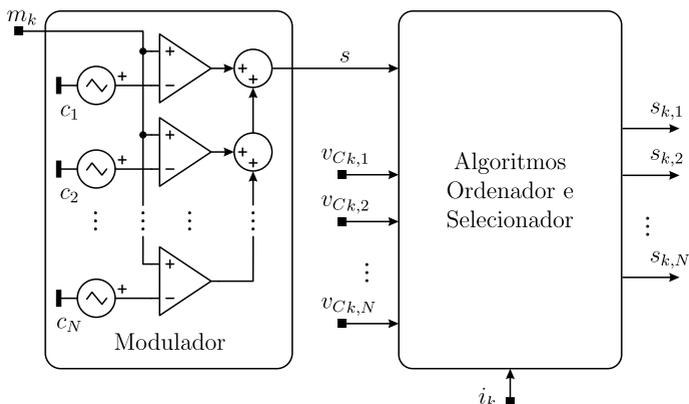


Figura 3.18 – Diagrama de um modulador referente a um braço do MMC.

ou em fase (*phase-shift*). A principal diferença entre as várias possibilidades de defasamento de portadoras é a distorção causada pelos harmônicos de alta frequência. No entanto, para a maioria das disposições, o primeiro grupo de harmônicos terá uma frequência central de  $Nf_s$ , onde  $f_s$  é a frequência média de comutação de um submódulo.

Na Figura 3.18, o algoritmo ordenador gera uma lista que contém os índices (1.. $N$ ) dos submódulos em ordem decrescente de energia acumulada. Ainda nesta figura, o sinal multinível  $s$  gerado pelo modulador representa o percentual de submódulos ativos  $n_{onk}$  com relação ao número total de submódulos  $N$ . A decisão tomada pelo algoritmo selecionador quando uma mudança ocorre em  $s$  dependerá do sentido da mudança e da corrente, de acordo com [34]:

- $s$  aumenta e  $i_k < 0$ : Este sentido da corrente leva à um aumento das tensões nos submódulos. Logo, o último submódulo da lista é escolhido para ser acionado, caso estivesse previamente desligado. Caso já estivesse ligado, o penúltimo submódulo é escolhido e assim por diante.
- $s$  diminui e  $i_k < 0$ : O submódulo com maior tensão deve ser desligado. Assim, o primeiro submódulo da lista que encontra-se acionado é selecionado para ser desligado.
- $s$  aumenta e  $i_k > 0$ : Este sentido da corrente leva à uma descarga dos capacitores dos submódulos. Logo, o primeiro submódulo da lista que estiver desligado é selecionado para ligar.
- $s$  diminui e  $i_k > 0$ : O submódulo mais descarregado deve ser desligado. Logo, o último submódulo da lista que estiver acionado é escolhido.

Embora as estratégias discutidas aqui sejam as mais usuais nos trabalhos publicados sobre o MMC, algumas outras técnicas foram propostas. Em [39], os autores propõe um modulador baseado em portadoras em fase com deslocamento em nível. Cada submódulo tem seu sinal gerado por uma portadora, no entanto, o nível desta portadora é variável, de acordo com o estado dos capacitores. Assim, o submódulo que tem seu capacitor mais carregado recebe o sinal gerado pela portadora que resulta numa maior descarga. Já o submódulo com menor carga armazenada receberá o sinal gerado por uma portadora cujo nível resulte num carregamento do capacitor.

Vale ainda salientar que independentemente da estratégia de modulação e de balanceamento empregada, o máximo número de níveis gerado por um braço do MMC depende apenas do número de submódulos empregados por perna, sendo  $N + 1$  o número máximo de níveis gerados.

### 3.4.2 Balanceamento com distribuição melhorada de pulsos

Idealmente, o objetivo do algoritmo distribuidor de pulsos de aproximar os valores quase-instantâneos das tensões nos capacitores de um braço também leva à um número aproximadamente igual de comutações entre os submódulos dentro de um período do sinal modulador. No entanto, muitas não idealidades podem influir na frequência de comutação média de um interruptor que compõe um dos submódulos, como variações na capacitância devido à tolerância ou envelhecimento, e erros de quantização ou ruídos no sistema de aquisição das tensões. Diferenças entre o número de comutações médio por ciclo dos interruptores podem levar a diferentes potências dissipadas nos semicondutores de um braço, e conseqüente redução do tempo de vida de alguns submódulos ou necessidade de sobredimensionamento de todos os semicondutores e/ou sistema de refrigeração dos dispositivos.

Este trabalho propõe o uso de uma estratégia de distribuição de pulsos que leva em consideração não apenas as tensões instantâneas nos capacitores de um braço, mas também o número de comutações já realizadas por cada interruptor dentro de um ciclo do sinal modulador. Assim, em vez do algoritmo ordenar os índices dos capacitores com maior carga armazenada, as seguintes funções serão ordenadas

$$J_{\text{on}k,x} = \text{sign}(i_k)K_v(v_{Ck,x} - \bar{v}_{Ck}) - K_c(c_{k,x} - \bar{c}_k) \quad (3.72)$$

$$J_{\text{off}k,x} = -\text{sign}(i_k)K_v(v_{Ck,x} - \bar{v}_{Ck}) - K_c(c_{k,x} - \bar{c}_k). \quad (3.73)$$

onde  $v_{Ck,x}$  é a tensão do capacitor do submódulo  $x$  do braço  $k$ ,  $\bar{v}_{Ck}$  é a média das tensões dos capacitores do braço  $k$ ,  $c_{k,x}$  é o número de comutações realizadas pelos interruptores do submódulo  $x$  do braço  $k$ ,  $\bar{c}_k$  é o número médio de comutações realizadas por um submódulo do braço  $k$ , e  $K_v$  e  $K_c$  são os pesos dados pelo algoritmo ordenador à tensão nos capacitores e ao número de comutações realizadas, respectivamente.

Diferentemente da estratégia anterior, duas listas ordenadas são utilizadas, uma para  $J_{\text{on}}$  e outra para  $J_{\text{off}}$ . Quando uma borda de subida ocorre no sinal  $s$  do braço  $k$ , o algoritmo selecionador irá

procurar o índice  $x$  do submódulo não ativo cujo  $J_{\text{on}}$  correspondente possui maior valor. O submódulo selecionado será comandado a ativar-se. De maneira similar, quando uma borda de descida ocorre no sinal  $s$ , presente na saída do modulador, o submódulo ativo cujo  $J_{\text{off}}$  possui maior valor é selecionado para ser desligado.

Devido à natureza não linear do sistema e do esquema de balanceamento proposto, um estudo teórico da estratégia é muito difícil, de forma que são apresentadas apenas resultados de simulações das duas estratégias na seção 3.8.5, onde algumas comparações são realizadas.

### 3.4.3 Defasagem entre as portadoras dos braços positivo e negativo e o espectro das tensões geradas

A modulação de um braço do MMC pode ser realizada através de qualquer estratégia aplicável aos conversores multiníveis, desde que uma estratégia adequada de distribuição de pulsos entre os submódulos seja utilizada. Para definir totalmente a estratégia de modulação do MMC-1f, falta ainda caracterizar a defasagem entre os pulsos gerados pelos braços positivo e negativo. No caso de uma estratégia baseada em portadora, isto significa determinar qual a defasagem deve existir entre as portadoras dos braços positivo e negativo.

É possível encontrar na literatura dois tipos principais de modulação para o MMC. A primeira, a qual foi utilizada nas primeiras publicações sobre o conversor, chama-se modulação  $N + 1$ , em referência ao número de níveis gerados [16, 40]. Neste esquema, os interruptores dos braços positivos e negativo são comutados de maneira a sempre existir  $N$  submódulos inseridos numa fase, com o principal propósito de minimizar a ondulação de corrente de alta frequência no barramento CC. O segundo esquema de modulação pode gerar  $2N + 1$  níveis, devido ao defasamento dos pulsos gerados pelos braços superior e inferior. Neste caso, a soma dos módulos ativos de uma fase pode ser  $N + 1$  ou  $N - 1$ , de modo que a diferença entre a tensão gerada pelos braços e o barramento CC aparece sobre os indutores de braço, gerando níveis intermediários de tensão.

O objetivo deste tópico é definir qual ângulo de defasagem deve existir entre as portadoras dos braços positivo e negativo de modo a gerar  $N + 1$  ou  $2N + 1$  níveis. Equacionando o circuito do

MMC-1f apresentado na Figura 3.1, obtém-se as equações

$$L_f(\dot{i}_p - \dot{i}_n) = v_{ca} - v_i \quad (3.74)$$

$$L_a \dot{i}_p = v_i + v_p - \frac{V_{CC}}{2} \quad (3.75)$$

$$L_a \dot{i}_n = -v_i + v_n - \frac{V_{CC}}{2}, \quad (3.76)$$

das quais é possível obter

$$\left(L_f + \frac{L_a}{2}\right) \dot{i}_{ac} = v_d - v_{ca} \quad (3.77)$$

$$2L_a \dot{i}_s = v_s - V_{CC}, \quad (3.78)$$

onde a substituição de variáveis

$$i_{ca} = i_p - i_n \quad (3.79)$$

$$i_s = \frac{1}{2}(i_p + i_n) \quad (3.80)$$

$$v_d = \frac{1}{2}(v_p - v_n) \quad (3.81)$$

$$v_s = v_p + v_n \quad (3.82)$$

é usada com o objetivo de se utilizar variáveis de maior interesse, a corrente na porta CA do conversor,  $i_{ca}$ , e a corrente  $i_s$  que corresponde a soma das correntes  $i_{cc}$  e  $i_c$ . De (3.77) e (3.78), percebe-se que a corrente  $i_{ca}$  é afetada por  $v_d$  e  $v_{ca}$ , e portanto seu espectro de alta frequência é determinado pelo espectro de  $v_d$ , já que se considera que  $v_{ca}$  é uma tensão senoidal pura. Por outro lado,  $i_s$  tem o seu espectro de alta frequência determinado pelas componentes de alta frequência presentes em  $v_s$ .

De acordo com o método da integral dupla de Fourier, como proposto em [41], um sinal periódico composto proveniente de um processo de modulação pode ser representado por

$$\begin{aligned} f(t) = & \frac{A_{00}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [A_{0n} \cos(n\omega t) + B_{0n} \sin(n\omega t)] \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} [A_{m0} \cos(m\omega_c t) + B_{m0} \sin(m\omega_c t)] \\ & + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} [A_{mn} \cos(m\omega_c t + n\omega t) + B_{mn} \sin(B_{mn} \sin(m\omega_c t + n\omega t))], \end{aligned} \quad (3.83)$$

onde  $\omega_c$  é frequência angular da portadora,  $\frac{A_{00}}{2}$  representa o valor médio da forma de onda,  $A_{0n}$  e  $B_{0n}$  são os coeficientes referentes à componente fundamental da forma de onda e suas harmônicas de baixa frequência,  $A_{m0}$  e  $B_{m0}$  representam as harmônicas da portadora, e  $A_{mn}$  e  $B_{mn}$  no último termo de (3.83) representam harmônicas referentes às bandas laterais. Estes coeficientes podem ainda ser ainda integrados em um único coeficiente complexo

$$C_{mn} = A_{mn} + jB_{mn}. \quad (3.84)$$

Considerando um braço do MMC cujo modulador utiliza uma disposição *phase-shift* das portadoras, com moduladora naturalmente amostrada e operando na região linear, e desprezando a ondulação de tensão nos capacitores,  $C_{mn}$  vale, para distintos casos de  $m$  e  $n$ :

- $m = n = 0$ :

$$C_{00} = 1 \quad (3.85)$$

- $m = 0$  e  $n = 1$ :

$$C_{01} = \frac{M}{2} e^{j\theta_o} \quad (3.86)$$

- $m = 0$  e  $n > 1$ :

$$C_{0n} = 0 \quad (3.87)$$

- $m = Nr$  onde  $r = \{1, 2, 3, \dots\}$ :

$$C_{mn} = \frac{2e^{-j(m\theta_c + n\theta_o)}}{m\pi} J_n \left( m \frac{\pi}{2} M \right) \text{sen} \left[ (m+n) \frac{\pi}{2} \right] \quad (3.88)$$

- $m \neq Nr$  onde  $r = \{1, 2, 3, \dots\}$ :

$$C_{mn} = 0, \quad (3.89)$$

onde  $J_n(\cdot)$  representa a função de Bessel do primeiro tipo de ordem  $n$ , e os coeficientes obtidos são normalizados com relação à  $V_{Ct}$ . São consideradas portadoras triangulares igualmente defasadas entre si de  $\frac{2\pi}{N}$ . O ângulo  $\theta_c$  refere-se à defasagem da portadora considerada como referência, onde  $\theta_c = 0$  significa que o mínimo valor da portadora ocorre para  $t = 0$ .

A moduladora é descrita por

$$m(t) = \frac{1}{2} + \frac{M}{2} \cos(\omega t + \theta_o), \quad (3.90)$$

onde é assumido  $G = 1$ , e são consideradas as moduladoras ideais descritas em (3.18) e (3.19), resultando em  $\theta_{op} = \pi$  e  $\theta_{on} = 0$ . Também será considerada uma defasagem nula para a primeira portadora do braço positivo, e uma defasagem  $\theta_c$  para a primeira portadora do braço negativo.

Os coeficientes não nulos do espectro de  $v_s$  correspondentes aos harmônicos de alta frequência podem ser obtidos através de

$$C_{rn\ s}^{hf} = C_{mnp} \Big|_{m=Nr} + C_{mnn} \Big|_{m=Nr}. \quad (3.91)$$

Calculando  $C_{mnp}$  e  $C_{mnn}$  através de (3.88), e substituindo em (3.91), obtém-se

$$C_{rn\ s}^{hf} = 2 \frac{e^{-jrN\theta_c} + e^{-jn\pi}}{rN\pi} J_n \left( rN \frac{\pi}{2} M \right) \text{sen} \left[ (rN + n) \frac{\pi}{2} \right] \quad (3.92)$$

Vale salientar que  $r$  representa o número do grupo que pode conter harmônicos não nulos. Exemplificando,  $r = 1$  refere-se ao grupo de harmônicos em torno da harmônica da portadora de ordem  $N$ . A possibilidade de conter ou não componentes não nulos existe devido ao grau de liberdade obtido com  $\theta_c$ , sendo possível anular um ou mais grupos através deste ângulo.

Da análise de (3.92), encontra-se que é possível obter todos os coeficientes  $C_{rn\ s}^{hf}$  nulos se

$$\theta_c = \begin{cases} 0 & \text{se } N \text{ par} \\ \frac{\pi}{N} & \text{se } N \text{ ímpar} \end{cases}. \quad (3.93)$$

De forma similar, é possível encontrar os coeficientes que definem o espectro de alta frequência da tensão  $v_d$ ,

$$C_{rn\ d}^{hf} = \frac{e^{-jn\pi} - e^{-jrN\theta_c}}{rN\pi} J_n \left( rN \frac{\pi}{2} M \right) \text{sen} \left[ (rN + n) \frac{\pi}{2} \right]. \quad (3.94)$$

A análise de (3.94) revela que grupos de harmônicos podem ser cancelados através de  $\theta_c$ . Usualmente, deseja-se cancelar os harmônicos de mais baixa ordem, pois estes leva a uma maior ondulação na corrente, e conseqüentemente a uma maior distorção na corrente CA. É possível verificar que  $C_{1n\ d}^{hf} = 0$ , ou seja, que a primeira harmônica da portadora e o grupo de bandas laterais relacionadas a esta são nulos se

$$\theta_c = \begin{cases} \frac{\pi}{N} & \text{se } N \text{ par} \\ 0 & \text{se } N \text{ ímpar} \end{cases}. \quad (3.95)$$

Percebe-se que não é possível otimizar os dois espectros, já que uma condição requer um valor de  $\theta_c$  adverso à outra. Portanto, a escolha de  $\theta_c$  deve ser baseada na aplicação do conversor. Caso o elemento conectado ao lado CA do conversor já tenha uma característica predominantemente indutiva, pode ser mais vantajoso utilizar a modulação  $N + 1$ , já que esta levará à um menor valor de  $L_a$ .

A Figura 3.19 apresenta a WTHD (*Weighted Total Harmonic Distortion*) [41] das tensões  $v_d$  e  $v_s$  para os casos  $N = 4$  e  $N = 5$ , uma relação  $\frac{\omega_c}{\omega} = 9$  e  $M = 0,91$ . Foram consideradas 120 harmônicas da portadora e 60 bandas laterais para cada harmônica no cálculo de cada WTHD. Os valores de distorção apresentados estão em função do ângulo  $\theta'_c$ , que representa a normalização de  $\theta_c$  com relação à  $\frac{\pi}{N}$ .

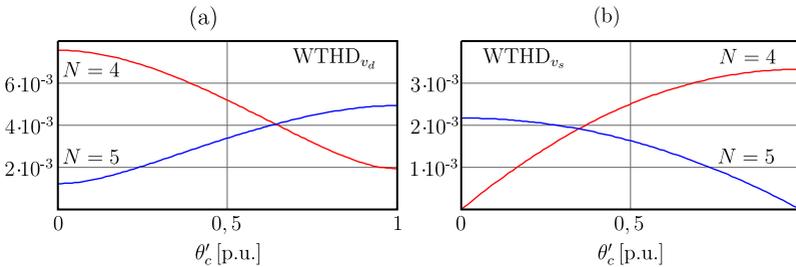


Figura 3.19 – WTHD das tensões (a)  $v_d$  para  $N = 4$  e  $N = 5$ ; (b)  $v_s$  para  $N = 4$  e  $N = 5$ .

Percebe-se na Figura 3.19 (a) que devido ao menor conteúdo harmônico de alta frequência de ordem mais baixa, o mínimo valor de WTHD<sub>v<sub>d</sub></sub> é obtido para  $\theta_c = \frac{\pi}{4}$  no caso  $N = 4$ , e para  $\theta_c = 0$  no caso onde  $N = 5$ . O máximo valor de WTHD<sub>v<sub>d</sub></sub> obtido para  $N = 4$  é maior que para  $N = 5$ , já que a frequência equivalente de comutação gerada pelo braço para este último caso é maior.

A Figura 3.19 (b) apresenta valores de WTHD<sub>v<sub>s</sub></sub> nulos para condições contrárias as que geram menor WTHD<sub>v<sub>d</sub></sub> para cada caso de  $N$ . O valor médio de  $v_s$  foi usado como componente fundamental no cálculo de WTHD<sub>v<sub>s</sub></sub>, enquanto que para  $v_d$  foi utilizado  $M/2$ . É importante ressaltar que mesmo a WTHD<sub>v<sub>s</sub></sub> sendo nula para um certo valor de  $\theta_c$ , isto não significa que a ondulação da corrente em um braço do conversor é nula, já que esta é composta não apenas por  $i_c$ , mas também por  $i_{ca}$ .

A Figura 3.20 e a Figura 3.21 apresentam as formas de onda de  $v_p$ ,  $v_n$ ,  $v_d$ ,  $v_s$  para  $N = 5$  e  $N = 6$ , respectivamente. Cada figura apresenta formas de onda para  $\theta_c = 0$  e  $\theta_c = \frac{\pi}{N}$ , podendo-se

verificar que a geração de  $2N + 1$  níveis sempre ocorre para o caso onde a condição descrita em (3.95) é satisfeita, e que a tensão  $v_s$  é isenta de alta frequência quando a condição (3.93) é obedecida. Todas as tensões apresentadas são normalizadas com relação à  $V_{Ct}$ , e as ondulações de tensão nos capacitores são desconsideradas. A mesma relação entre a frequência de cada portadora e a frequência da moduladora  $R = \frac{\omega_c}{\omega}$  e o mesmo índice de modulação 0,91 são utilizados.

O estudo realizado neste tópico utilizou como exemplo a modulação *phase-shift* devido à facilidade de generalização do espectro gerado para um número qualquer de submódulos por braço. Caso outra modulação seja utilizada, um outro estudo deverá ser realizado.

Um trabalho publicado recentemente apresentou os mesmos resultados aqui mostrados sobre a modulação *phase-shift* e o melhor ângulo de defasagem entre as portadoras dos braços positivo e

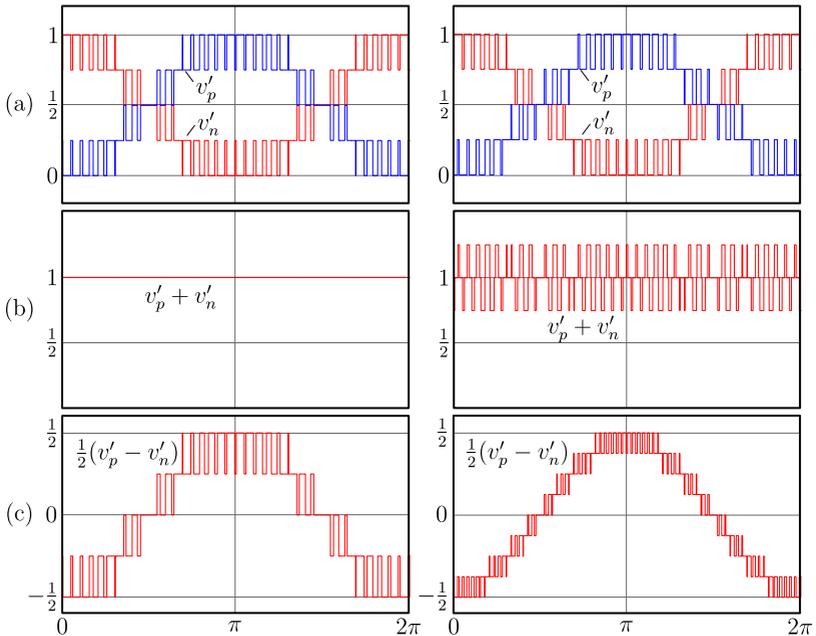


Figura 3.20 – No lado esquerdo têm-se as formas de onda para  $N = 4$  e  $\theta_c = 0$  referentes à (a) tensão gerada pelos braços positivo e negativo; (b) tensão  $v_s$ ; (c) tensão  $v_d$ . No lado direito têm-se as mesmas formas de onda para  $N = 4$  e  $\theta_c = \frac{\pi}{N}$ .

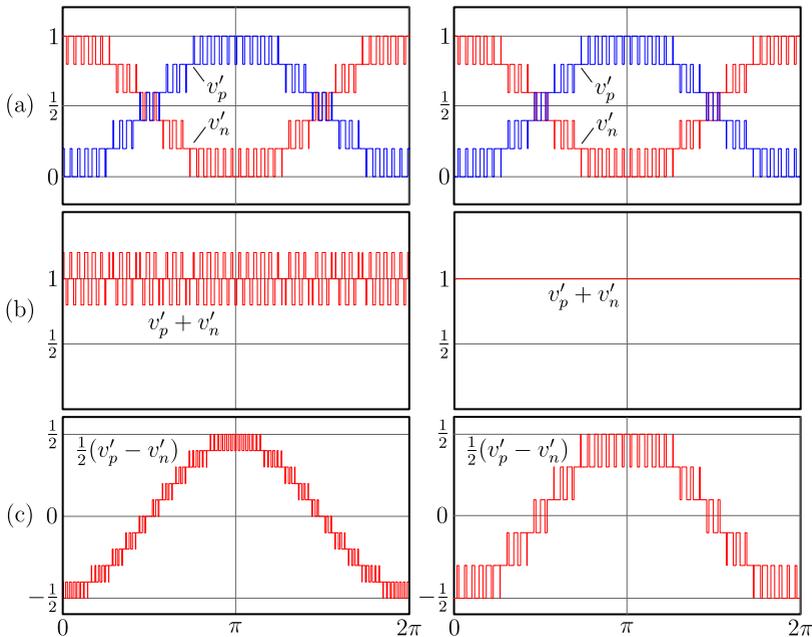


Figura 3.21 – No lado esquerdo têm-se as formas de onda para  $N = 5$  e  $\theta_c = 0$  referentes à (a) tensão gerada pelos braços positivo e negativo; (b) tensão  $v_s$ ; (c) tensão  $v_d$ . No lado direito têm-se as mesmas formas de onda para  $N = 5$  e  $\theta_c = \frac{\pi}{N}$ .

negativo [42].

### 3.5 Considerações sobre o dimensionamento dos indutores do MMC-1f

A possibilidade de sintetizar um grande número de níveis traz como principal vantagem a baixa distorção da tensão gerada pelo MMC-1f. Conseqüentemente, um baixo esforço de filtragem é necessário para que se obtenha uma corrente na porta CA cujas amplitudes dos harmônicos estejam de acordo com os requerimentos das principais normas para equipamentos industriais, como a IEC-519 [43]. Assim, usualmente um filtro indutivo deverá ser capaz de apresentar uma performance satisfatória na maioria das aplicações de alta tensão. Devido ao menor número de submódulos, é provável que aplicações em média tensão com conexão direta à rede necessitem

de um filtro mais elaborado para que seja atingida uma performance adequada com um baixo volume do filtro. No entanto, este trabalho se limitará a algumas discussões sobre o dimensionamento do filtro indutivo puro.

Inicialmente, porém, será apresentado um procedimento de cálculo do indutor de braço  $L_a$ . A corrente que flui através deste dispositivo é interna ao conversor, de modo que ela não poderia causar distúrbios em outros equipamentos devido à ruídos conduzidos, diferentemente da corrente  $i_{ca}$ . Portanto, não existem normas que ditam o conteúdo harmônico desta corrente, sendo este um critério de projeto. Logo, a ondulação de corrente será o único parâmetro utilizado para dimensionamento deste dispositivo.

### 3.5.1 Dimensionamento dos indutores de braço

Em tópico anterior foi discutida a influência do indutor de braço na limitação das correntes de circulação, quando o MMC-1f opera sem controle destas. No entanto, a função principal dos indutores de braço é limitar as correntes de alta frequência decorrentes dos harmônicos gerados pelos braços do conversor. Assim, um valor mínimo para  $L_a$  que levará a uma ondulação máxima estipulada será determinado neste tópico.

Combinando-se as equações (3.77) à (3.80), obtém-se

$$\dot{i}_p = \frac{v_d - v_{ca}}{2L_f + L_a} + \frac{v_s - V_{CC}}{2L_a} \quad (3.96)$$

$$\dot{i}_n = -\frac{v_d - v_{ca}}{2L_f + L_a} + \frac{v_s - V_{CC}}{2L_a}. \quad (3.97)$$

Observa-se que as derivadas das correntes nos indutores de braço, e consequentemente a amplitude das ondulações destas,  $\Delta I_{L_a}$ , dependem não apenas de  $L_a$ , mas também de  $L_f$ . Para que se obtenha um volume reduzido para os indutores de braço,  $\Delta I_{L_a}$  pode ser feita muito maior que a amplitude da ondulação na corrente do indutor  $L_f$ ,  $\Delta I_{L_f}$ , que necessariamente será pequena para atingir os limites estabelecidos pelas normas. Portanto, os primeiros termos em (3.96) e (3.97), os quais referem-se às variações de corrente nos indutores  $L_f$ , são desconsiderados, de forma que a derivada da corrente de um braço,  $\dot{i}_a$ , é dada por

$$\dot{i}_a = \frac{v_s - V_{CC}}{2L_a}. \quad (3.98)$$

### 3.5.1.1 Dimensionamento dos indutores de braço para a modulação *phase-shift* $N + 1$

Idealmente, a tensão  $v_s$  não possui harmônicos de alta frequência se a modulação  $N + 1$  é utilizada. No entanto, quando se considera as ondulações de tensão nos capacitores dos submódulos, a diferença entre as tensões instantâneas dos capacitores dos braço positivo e negativo causa um cancelamento apenas parcial das componentes de alta frequência, cujo remanescente aparece sobre os indutores de braço.

Como mostrado na seção 3.3.1, a determinação das tensões instantâneas dos capacitores equivalentes de um braço é complexa e depende de muito fatores, inclusive dos próprios indutores de braço, inviabilizando a derivação de uma expressão simples para o dimensionamento dos indutores  $L_a$  quando se utiliza a modulação  $N + 1$ . A operação em malha fechada com supressão ou controle da corrente de circulação leva o conversor a operar com formas de onda próximas às ideais, as quais não dependem do valor dos indutores de braço. No entanto, o controle das correntes e circulação, como será visto adiante, requer o uso de uma moduladora diferente para cada braço, fazendo com que os submódulos dos braços positivo e negativo comutem em instantes diferentes, gerando pulsos estreitos de duração difícil de ser calculada. Por estes motivos não será discutido neste trabalho o dimensionamento dos indutores de braço para a modulação  $N + 1$ . Vale salientar, que mesmo com as não idealidades, o valor de  $L_a$  requerido quando a modulação  $N + 1$  é utilizada, considerando apenas o critério da limitação da alta frequência, é bem menor que o valor requerido para a modulação  $2N + 1$ .

A referência [44] apresenta um estudo sobre o dimensionamento dos indutores de braço para a modulação  $N + 1$  considerando-se que existe uma compensação das correntes de circulação. No entanto, não é apresentado um procedimento genérico para o cálculo do valor de indutância requerido.

### 3.5.1.2 Dimensionamento dos indutores de braço para a modulação *phase-shift* $2N + 1$

Diferentemente da modulação  $N + 1$ , a modulação  $2N + 1$  possui, mesmo idealmente, um espectro com componentes de alta frequência de amplitude elevada, de forma que as componentes adicionais causadas pela ondulação de tensão nos capacitores podem ser desconsideradas no cálculo da ondulação de corrente.

A Figura 3.22 apresenta a forma de onda da tensão  $v'_s$ , e como esta é formada a partir das tensões  $v'_p$  e  $v'_n$ , considerando as moduladoras ideais (3.18) e (3.19) e  $G = 1$ , para um certo intervalo de tempo.

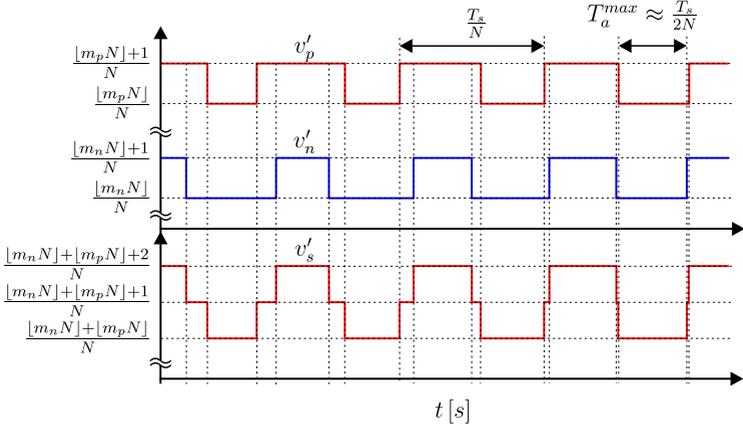


Figura 3.22 – Tensões normalizadas geradas pelo braço positivo,  $v'_p$ , negativo,  $v'_n$ , e a tensão normalizada  $v'_s$ .

O símbolo  $\lfloor a \rfloor$  representa o maior inteiro que não supera  $a$ , também conhecido como função chão, e as normalizações são realizadas com relação à  $V_{Ct}$ . Verifica-se que a tensão  $v'_s$  apresenta um nível intermediário

$$v'_s{}^i = \frac{\lfloor m_n N \rfloor + \lfloor m_p N \rfloor + 1}{N} \quad (3.99)$$

que sempre será 1 para  $G = 1$ . A tensão  $v'_s$  permanece alternando entre um nível acima e abaixo deste, onde cada pulso tem duração  $t_a$ , variável no tempo. A máxima duração de  $t_a$ ,  $T_a^{max}$ , ocorre quando as funções definidas como

$$m_p^f = m_p - \frac{\lfloor m_p N \rfloor}{N} \quad (3.100)$$

$$m_n^f = m_n - \frac{\lfloor m_n N \rfloor}{N}, \quad (3.101)$$

as quais são proporcionais às larguras dos pulsos gerados pelos respectivos braços, são ambas iguais à  $\frac{1}{2N}$ . Neste caso, o pulso de tensão aplicado sobre os indutores  $L_a$  terá uma largura de  $\frac{T_s}{2N}$ . Devido

à relação finita entre as frequências da portadora e da moduladora, este valor é apenas uma aproximação.

A Figura 3.23 apresenta um circuito equivalente que será usado na análise da corrente  $i_s$ . Como o valor médio da tensão  $v'_s$  é a própria tensão  $V_{CC}$ , apenas as harmônicas de alta frequência aparecem sobre o indutor  $2L_a$ .

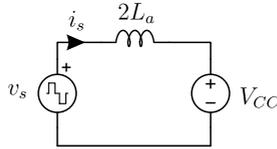


Figura 3.23 – Circuito equivalente usado para o cálculo da ondulação na corrente do indutor de braço.

Considerando a simplificação (3.98), a máxima ondulação de corrente é proporcional ao fluxo resultante do produto entre a largura máxima dos pulsos  $T_a^{max}$  e amplitude dos pulsos  $V_C$ , de modo que o valor pico-a-pico desta ondulação é dado por

$$\Delta I_{L_a} = \frac{V_C T_s}{4N L_a}. \quad (3.102)$$

Vale ressaltar que a expressão acima é válida apenas para  $G = 1$  e modulação *phase-shift*  $2N + 1$ . De (3.102) encontra-se o valor mínimo de  $L_a$  para que a ondulação máxima  $\Delta I_{L_a}^{max}$  ocorra,

$$L_a > \frac{V_C T_s}{4N \Delta I_{L_a}^{max}}. \quad (3.103)$$

### 3.5.2 Dimensionamento do indutor de filtro

Diferentemente da ondulação na corrente do indutor de braço, que depende das tensões  $v_s$  e  $v_d$ ,  $\Delta I_{L_f}$  depende apenas da tensão  $v_d$ , característica que pode ser concluída a partir de (3.77). No entanto, depende de ambos os valores de indutância  $L_a$  e  $L_f$ . Assim, para se determinar o valor da indutância de filtro,  $L_f$ , é necessário que já se tenha dimensionado  $L_a$ .

#### 3.5.2.1 Dimensionamento do indutor de filtro para a modulação *phase-shift* $N + 1$

Assim como pra a corrente de braço, a ondulação máxima na corrente  $i_{ca}$  ocorre quando os valores médios quase-instantâneos das

tensões geradas por ambos os braços do conversor é igual a média entre dois níveis consecutivos, condições que ocorrem, idealmente, ao mesmo tempo. Calculada de forma similar ao tópico anterior e considerando (3.77), a ondulação máxima na corrente que flui no indutor  $L_f$  vale

$$\Delta I_{L_f}^{max} = \frac{V_C T_s}{2N(2L_f + L_a)}. \quad (3.104)$$

Embora o critério da ondulação de corrente seja útil para um dimensionamento rápido do indutor, não é utilizado como parâmetro nas normas pertinentes, como a IEEE 519. Esta norma estabelece limites para harmônicos individuais de corrente injetados no PCC (*Point of Common Coupling*) de uma instalação. Embora este não seja o método mais adequado para conversores que operam em alta frequência, como discutido por alguns autores [45], será utilizado aqui por falta, do conhecimento do autor, de norma mais adequada. Assim, será considerado que todos os harmônicos de alta frequência gerados pelo conversor devem ter amplitude menor que  $I^{hf,max}$ .

A amplitude dos harmônicos presentes no primeiro grupo de harmônicos não nulos, que para a modulação  $N + 1$  está centrado em torno do harmônico de ordem  $RN$ , considerando um filtro sem perdas, vale

$$\hat{I}_n^{hf} = \frac{V_C}{\omega L_t} \cdot \frac{2}{\pi(RN + n)} \cdot \left| J_n \left( N \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[ \left( N + n \right) \frac{\pi}{2} \right] \right|, \quad (3.105)$$

onde

$$L_t = L_g + L_f + \frac{L_a}{2}, \quad (3.106)$$

e  $L_g$  é a indutância da rede.

A equação (3.105) desconsidera a influência das bandas laterais do segundo grupo de harmônicos em diante, já que esta será muito pequena para valores plausíveis de  $R$  e  $N$ .

Não há solução analítica simples, conhecida pelo autor, que determine para qual valor de  $n$   $\hat{I}_n^{hf}$  será máximo, de modo que é necessário calcular a amplitude dos harmônicos para  $n \in \{-n_{min}..0\}$  e se inspecione para qual  $n$  obtém-se maior amplitude. A Figura 3.24 apresenta as amplitudes dos harmônicos de alta frequência do primeiro grupo normalizadas com relação à  $\frac{V_C}{\omega L_t}$ , para  $R = 25$ ,  $N = 4$  e  $M = 0,91$ . Verifica-se que o harmônico de maior amplitude está relacionado à  $n_{max} = -5$ , e portanto, a ordem deste é  $NR + n_{max} = 4 \cdot 25 - 5 = 95$ .

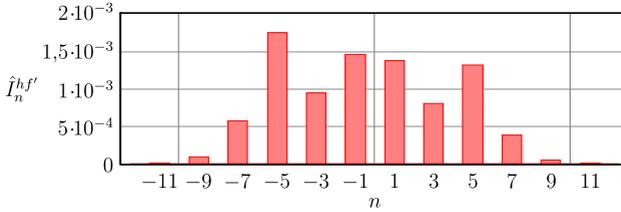


Figura 3.24 – Primeiro grupo de harmônicos de alta frequência, em torno do harmônico  $NR$ , presentes na corrente  $i_{ca}$  para  $R = 25$ ,  $N = 4$  e  $M = 0,91$  para a modulação  $N + 1$ .

De (3.105) e (3.106) obtém-se que a indutância mínima necessária para que o harmônico de maior amplitude seja menor que  $I^{hf,max}$  é

$$L_f = \frac{V_C}{\omega I^{hf,max}} \cdot \frac{2}{\pi(RN + n_{max})} \cdot \left| J_{n_{max}} \left( N \frac{\pi}{2} M \right) \operatorname{sen} \left[ (N + n_{max}) \frac{\pi}{2} \right] \right| - L_g - \frac{L_a}{2}. \quad (3.107)$$

De (3.105) é possível concluir que podem existir harmônicos de ordem par na corrente  $i_{ca}$  se  $N$  é ímpar e  $R$  é par. Portanto, deve-se utilizar  $R$  ímpar no caso de  $N$  par, já que a maioria das normas estabelecem valores limites para harmônicos pares muito inferiores aos limites máximos para os harmônicos ímpares.

### 3.5.2.2 Dimensionamento do indutor de filtro para a modulação *phase-shift* $2N + 1$

Seguindo o mesmo procedimento adotado no tópico anterior, chega-se à conclusão que a máxima ondulação na corrente  $i_{ca}$  para a modulação  $2N + 1$  é 4 vezes menor que na modulação  $N + 1$ , resultando na expressão (3.108) para o cálculo de  $\Delta I_{L_f}^{max}$ .

$$\Delta I_{L_f}^{max} = \frac{V_C T_s}{8N(2L_f + L_a)}. \quad (3.108)$$

Para esta modulação, o primeiro grupo de harmônicos não nulos, devido ao cancelamento entre os pulsos gerados, encontra-se

em torno do harmônico de ordem  $2RN$ , e a amplitude dos harmônicos presentes nas bandas laterais é dada por

$$\hat{i}_n^{hf} = \frac{V_C}{\omega L_t} \cdot \frac{1}{\pi(2RN + n)} \cdot \left| J_n(N\pi M) \operatorname{sen} \left[ (2N + n) \frac{\pi}{2} \right] \right|, \quad (3.109)$$

Assim como no caso anterior, é necessário calcular a amplitude dos harmônicos do primeiro grupo não nulo e verificar qual possui a maior amplitude. A Figura 3.25 apresenta as amplitudes normalizadas dos primeiros harmônicos para  $R = 25$ ,  $N = 4$  e  $M = 0,91$ . Para estas condições, o harmônico mais forte ocorre para  $n_{max} = -9$ , que corresponde ao harmônico de ordem  $2RN + n_{max} = 2 \cdot 25 \cdot 4 - 9 = 191$ .

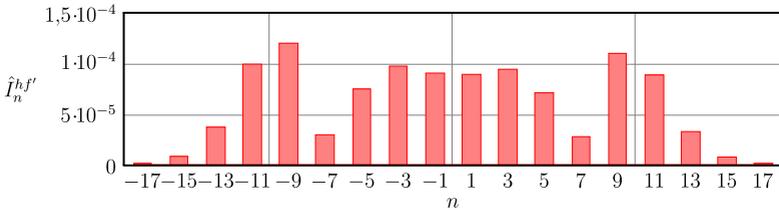


Figura 3.25 – Primeiro grupo de harmônicos de alta frequência, em torno do harmônico  $2NR$ , presentes na corrente  $i_{ca}$  para  $R = 25$ ,  $N = 4$  e  $M = 0,91$  para a modulação  $2N + 1$ .

O indutor  $L_f$  pode ser calculado, considerando uma amplitude máxima de  $I^{hf,max}$ , dado pela norma aplicável, através de

$$L_f = \frac{V_C}{\omega I^{hf,max}} \cdot \frac{1}{\pi(2RN + n_{max})} \cdot \left| J_{n_{max}}(N\pi M) \operatorname{sen} \left[ (2N + n_{max}) \frac{\pi}{2} \right] \right| - L_g - \frac{L_a}{2}. \quad (3.110)$$

Neste tipo de modulação, a análise de (3.109) revela que não é possível gerar harmônicos pares, considerando uma operação ideal. Assim, não há restrições quanto à  $R$ .

### 3.5.2.3 Influência dos indutores no índice de modulação

A abordagem simplificada aqui apresentada considera que o índice de modulação do conversor é conhecido, e é igual a  $M$ . No entanto, numa aplicação prática, o conversor funcionará em malha

fechada, e o sistema de controle forçará um índice de modulação necessário para fazer fluir uma corrente de amplitude  $\hat{I}$  dada por um sinal de referência. Neste caso, haverá quedas de tensão sobre as indutâncias e resistências do conversor, que deverão ser compensadas. Esta tensão adicional, que depende dos valores de  $L_t$  e  $R_a$ , não foi contabilizada no procedimento descrito, de modo que será necessário repetir o processo para um novo  $M_r$ , calculado considerando-se a tensão adicional mencionada,

$$M_r = \frac{2\sqrt{\left[\hat{V} - \hat{I}\left(\frac{R_a}{2}\cos(\phi) - \omega L_t \sin(\phi)\right)\right]^2 + \hat{I}^2\left(\frac{R_a}{2}\sin(\phi) + \omega L_t \cos(\phi)\right)^2}}{V_{Ct}} \quad (3.111)$$

Percebe-se que o valor máximo de  $M_r$  ocorre para  $\phi = \frac{\pi}{2}$ , quando o conversor fornece potência reativa para a rede. Portanto, caso o conversor deva ser dimensionado para operar sob esta condição, este deve ser o caso para o qual  $M_r$  deve ser calculado. Um procedimento iterativo automático para o cálculo de um filtro indutivo para um conversor com modulação PWM de dois níveis é proposto em [46]. Este procedimento pode ser adaptado para o MMC.

Vale ainda salientar que se o produto  $RN$  não é grande o suficiente, pode não ser possível encontrar um valor para  $L_f$  que atinja os requerimentos de atenuação de harmônicos, já que o valor máximo deste é limitado pela máxima tensão que o conversor pode gerar. Neste caso, outra topologia de filtro deverá ser utilizada.

### 3.6 Esforços de corrente nos principais componentes

A Figura 3.26 apresenta a composição, em termos de semicondutores, do SM-HB. Os próximos tópicos tratarão das perdas em cada um dos dispositivos, assumindo as moduladoras ideais, (3.18) e (3.19), desprezando-se o conteúdo de alta frequência presente nas correntes e qualquer tipo de atraso e não idealidades presentes no processo de modulação.

Os modelos dos semicondutores utilizados para o cálculo das perdas, quando estes estão conduzindo, é apresentado na Figura 3.27. Ambos os tipos de semicondutores são modelados por uma fonte de tensão e uma resistência. Para maior generalidade, os transistores  $T_U$  e  $T_L$ , assim como  $D_U$  e  $D_L$ , são considerados diferentes.

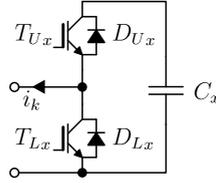


Figura 3.26 – Semicondutores que compõem o submódulo SM-HB.

### 3.6.1 Esforços de corrente nos semicondutores

Quando a corrente de braço  $i_k$  é positiva, ou seja, para  $0 < \omega t < \theta_1$  e  $\theta_2 < \omega t < 2\pi$ , o transistor  $T_{Ux}$  ou o diodo  $D_{Lx}$  está em condução, dependendo do sinal  $s_x$ . Os ângulos  $\theta_1$  e  $\theta_2$ , que definem os ângulos de cruzamento por zero da corrente, foram definidos em (3.47) e (3.48).

A potência instantânea dissipada nos semicondutores de um submódulo, considerando os modelos adotados para os semicondutores e corrente  $i_k$  positiva, é dada por

$$p_{l_{k,x}} = (V_{T_U} i_k + R_{T_U} i_k^2) s_{k,x} + (V_{D_L} i_k + R_{D_L} i_k^2) \bar{s}_{k,x}, \quad (3.112)$$

onde  $\bar{s}_{k,x} = 1 - s_{k,x}$ . A potência total média quase-instantânea dissipada pelo braço  $k$  vale

$$\begin{aligned} \langle p_{l_k} \rangle = & \frac{1}{T_{eq}} \int_{t-T_{eq}}^t \sum_{x=1}^N (V_{T_U} i_k + R_{T_U} i_k^2) s_{k,x} dt \\ & + \frac{1}{T_{eq}} \int_{t-T_{eq}}^t \sum_{x=1}^N (V_{D_L} i_k + R_{D_L} i_k^2) \bar{s}_{k,x} dt. \end{aligned} \quad (3.113)$$

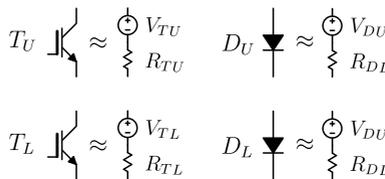


Figura 3.27 – Modelos dos semicondutores que compõem o submódulo SM-HB.

Considerando-se que a corrente  $i_k$  é constante durante o período  $T_{eq}$ , substituindo (3.7) e (3.13) em (3.113) resulta em

$$p_{l_k} = V_{T_U} N m_k i_k + R_{T_U} N m_k i_k^2 + V_{D_L} N \bar{m} i_k + R_{D_L} N \bar{m} i_k^2, \quad (3.114)$$

onde  $\bar{m}_k = 1 - m_k$ , e o símbolo  $\langle \cdot \rangle$  foi omitido.

A média das potências médias dissipadas nas fontes  $V_{T_U k, x}$  pode ser obtida integrando-se o primeiro termo do lado direito de (3.114) no intervalo de tempo para o qual a corrente é positiva, e dividindo o resultado por  $2\pi N$ , resultando, para dispositivos do braço positivo, em

$$P_{V_{T_U}} = \frac{V_{T_U}}{2\pi} \left( \int_0^{\theta_1} m_p i_p \, d\omega t + \int_{\theta_2}^{2\pi} m_p i_p \, d\omega t \right). \quad (3.115)$$

Deste resultado, pode-se obter a média das correntes médias normalizadas que fluem através dos transistores  $T_{U k, x}$ ,

$$I'_{T_{U avg}} = \frac{1}{2\pi} \left( \int_0^{\theta_1} m_p i'_p \, d\omega t + \int_{\theta_2}^{2\pi} m_p i'_p \, d\omega t \right). \quad (3.116)$$

Considerando-se que o conversor opera de forma simétrica, (3.116) é válida para dispositivos de ambos os braços do conversor. Assumindo, ainda, que as perdas são igualmente distribuídas entre os submódulos de um braço,  $I'_{T_{U avg}}$  pode ser considerada a corrente média em qualquer transistor  $T_{U k, x}$ .

De forma análoga, pode-se encontrar a corrente média normalizada no diodo  $D_L$  através de

$$I'_{D_L avg} = \frac{1}{2\pi} \left( \int_0^{\theta_1} \bar{m}_p i'_p \, d\omega t + \int_{\theta_2}^{2\pi} m_p i'_p \, d\omega t \right), \quad (3.117)$$

a corrente eficaz normalizada no transistor  $T_U$  através de

$$I'_{T_U rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left( \int_0^{\theta_1} m_p i_p'^2 \, d\omega t + \int_{\theta_2}^{2\pi} m_p i_p'^2 \, d\omega t \right)}, \quad (3.118)$$

e a corrente eficaz normalizada no diodo  $D_L$  através de

$$I'_{D_L rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left( \int_0^{\theta_1} \bar{m}_p i_p'^2 \, d\omega t + \int_{\theta_2}^{2\pi} \bar{m}_p i_p'^2 \, d\omega t \right)}. \quad (3.119)$$

Para uma corrente  $i_k$  negativa, os dispositivos aptos a conduzir são o diodo  $D_U$  e o transistor  $T_L$ . Sob as mesmas considerações usadas para  $i_k$  positiva, e utilizando o mesmo procedimento, encontra-se que a corrente média normalizada no transistor  $T_L$  pode ser calculada através de

$$I'_{T_L avg} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} -\bar{m}_p i'_p d\omega t, \quad (3.120)$$

a corrente média normalizada no diodo  $D_U$  através de

$$I'_{D_U avg} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} -m_p i'_p d\omega t, \quad (3.121)$$

a corrente eficaz normalizada no transistor  $T_L$  através de

$$I'_{T_L rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \bar{m}_p i'^2_p d\omega t}, \quad (3.122)$$

e, por último, a corrente eficaz normalizada no diodo  $D_U$  através de

$$I'_{D_U rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} m_p i'^2_p d\omega t}. \quad (3.123)$$

A Figura 3.28 apresenta os valores das correntes médias normalizadas para todos os dispositivos semicondutores de um submódulo, enquanto a Figura 3.29 apresenta os valores eficazes normalizados, calculados de acordo com o equacionamento desenvolvido. As correntes são obtidas para algumas combinações plausíveis de  $M$  e  $G$ , e para  $\phi$  variando entre  $-\pi$  e  $\pi$ . Observa-se que os semicondutores inferiores da meia-ponte,  $T_L$  e  $D_L$ , considerando-se que o conversor deverá ser capaz de operar com a mesma corrente de pico para qualquer fator de potência, poderão estar sujeitos a esforços de corrente muito maiores que os dispositivos superiores,  $T_U$  e  $D_U$ .

### 3.6.2 Esforços de corrente nos dispositivos passivos

Idealmente, o diodo  $D_U$  e o transistor  $T_U$  nunca conduzem simultaneamente. Portanto, a corrente eficaz normalizada no capacitor

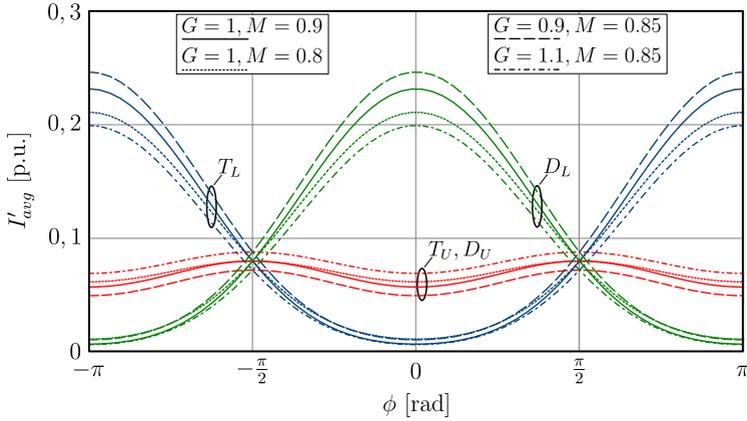


Figura 3.28 – Correntes médias normalizadas dos dispositivos semicondutores que compõe um submódulo.

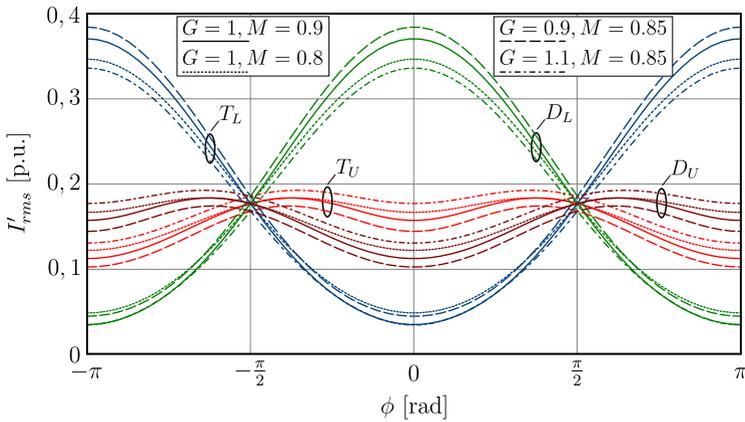


Figura 3.29 – Correntes eficazes normalizadas dos dispositivos semicondutores que compõe um submódulo.

de um submódulo pode ser obtida através de

$$I'_{Crms} = \sqrt{I'_{D_{U}rms}{}^2 + I'_{T_{U}rms}{}^2}. \quad (3.124)$$

Substituindo (3.118) e (3.123) em (3.124), e simplificando a expressão resultante, obtém-se

$$I'_{Crms} = \sqrt{\frac{2G^2 - M^2 \cos(\phi)^2}{32G}}. \quad (3.125)$$

A corrente eficaz nos indutores de braço é dada pela integral

$$I'_{L_{arms}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_p'^2 d\omega t}. \quad (3.126)$$

Substituindo (3.23) em (3.126), obtém-se

$$I'_{L_{arms}} = \sqrt{\left(\frac{M}{4G} \cos(\phi)\right)^2 + \frac{1}{8}}. \quad (3.127)$$

As equações (3.125) e (3.127) são usadas para plotar as curvas apresentadas na Figura 3.30, que representam as correntes eficazes no capacitor  $C$  e no indutor  $L_a$ , para algumas combinações de  $M$  e  $G$ , e para  $\phi \in [-\pi.. \pi]$ . Observa-se que as menores perdas no indutor  $L_a$  ocorrem para uma corrente  $i_{ca}$  reativa pura, ao contrário das perdas no capacitor  $C$ , que são máximas para esta condição.

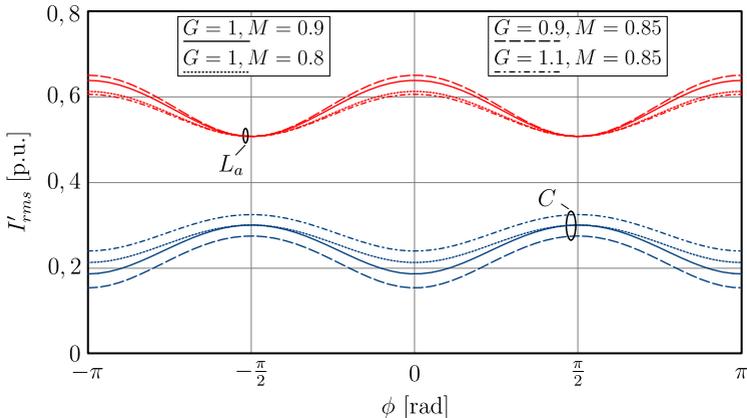


Figura 3.30 – Correntes eficazes normalizadas nos dispositivos passivos.

### 3.7 Modelagem e controle das correntes do MMC-1f

Embora o MMC-1f possua três indutores, a restrição

$$i_{ca} = i_p - i_n \quad (3.128)$$

limita o número de correntes controláveis a dois. Dentre as possíveis combinações de correntes que podem ser controladas, a corrente  $i_{ca}$  é a mais importante, já que flui através da porta CA, e esta, na maioria das aplicações, estará conectada à rede elétrica. Muitos trabalhos encontrados na literatura, referentes aos conversores trifásicos MMC, principalmente os iniciais, apresentam resultados que indicam o controle apenas das correntes que fluem na porta CA, sendo as demais determinadas pela dinâmica do conversor, sem nenhum controle ativo [30, 47].

Outra combinação de correntes de maior significância é a corrente  $i_s$ , já que é uma composição da corrente  $i_c$  e  $i_{cc}$ , aqui repetida para maior comodidade.

$$i_s = \frac{1}{2}(i_p + i_n). \quad (3.129)$$

Como discutido, esta corrente deve ser composta apenas de componente contínua,  $i_{cc}$ , se uma operação ideal é assumida. Quando não controlada, esta é composta por  $i_{cc}$  e  $i_c$ , a corrente de circulação.

A modelagem dinâmica das correntes  $i_{ca}$  e  $i_c$  serão discutidas nas próximas subseções, resultando em funções de transferência que podem ser utilizadas para o projeto dos controladores das correntes  $i_{ca}$  e  $i_c$ .

#### 3.7.1 Modelagem e controle da corrente $i_{ca}$

Todo conversor estático operando no modo de condução contínua e alta frequência de comutação conectado à rede requer um sistema de controle de corrente que fará esta seguir uma referência, usualmente senoidal, garantindo um baixo conteúdo harmônico, e consequentemente, conformidade com as normas vigentes.

Como já apresentado, a equação que rege a dinâmica da corrente  $i_{ca}$ , quando as resistências são desconsideradas, é

$$\left(L_f + \frac{L_a}{2}\right) \dot{i}_{ac} = v_d - v_{ca}. \quad (3.130)$$

Onde,

$$v_d = \frac{1}{2}(v_p - v_n). \quad (3.131)$$

Verifica-se que a corrente  $i_{ca}$  é uma função das tensões geradas pelos braços e da tensão presente na porta CA do conversor. Aplicando a transformada de Laplace à (3.130), obtém-se a função de transferência que relaciona a tensão  $v_d(s)$  e a corrente  $i_{ca}(s)$ , quando  $v_{ac}$  é considerada nula,

$$G_{i_{ca}}(s) = \frac{i_{ca}(s)}{v_d(s)} = \frac{2}{s(2L_f + L_a)}. \quad (3.132)$$

O controlador da corrente  $i_{ca}$  deve ser capaz de forçar esta a seguir uma referência senoidal com erro nulo e rejeitar a perturbação causada por  $v_{ac}$ . Em conversores monofásicos, o controlador mais usual que atende estas características é o controlador ressonante, o qual segue o princípio do modelo interno [48]. A função de transferência deste controlador, considerando também um termo que rejeita perturbações causadas por tensões CC, é

$$C_{i_{ca}}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{K_r s}{s^2 + \omega^2}. \quad (3.133)$$

Os ganhos  $K_p$ ,  $K_i$  e  $K_r$  devem se ajustados de modo a se obter máxima largura de banda com uma margem de fase que garanta uma resposta pouco oscilatória. Outros integradores sintonizados nas frequências dos primeiros harmônicos podem ainda ser adicionados à  $C_{i_{ca}}$ , de modo a reforçar a rejeição à possíveis harmônicos de tensão presentes na rede. No entanto, a associação de vários controladores em frequências diferentes pode dar origem a respostas oscilatórias com um longo período de acomodação [49]. Portanto, um projeto cuidadoso é necessário.

O diagrama de blocos do sistema de controle da corrente  $i_{ca}$  é apresentado na Figura 3.31. É considerado que as correntes  $i_p$  e  $i_n$  são

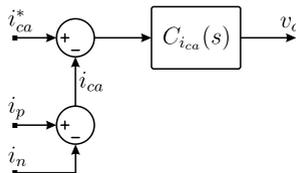


Figura 3.31 – Sistema de controle da corrente  $i_{ca}$ .

medidas, no entanto, a corrente  $i_{ca}$  poderia ser medida diretamente através de um único sensor, caso não se pretenda realizar a medição e o controle de nenhuma outra corrente interna do conversor.

### 3.7.2 Modelagem e supressão da corrente de circulação

Como apresentado em seção anterior, a corrente de circulação pode alcançar valores de pico elevados dependendo das combinações de  $L_a$  e  $C$  escolhidos. Estes são componentes que representam uma parcela considerável do custo total do conversor, de modo que ter que dimensioná-los com o propósito de suprimir passivamente as correntes de circulação provavelmente não será a solução mais econômica. Assim, o controle ou supressão da corrente de circulação por meio das tensões geradas pelo braços  $v_p$  e  $v_n$  mostra-se como uma alternativa vantajosa.

Da maneira definida neste trabalho, a corrente de circulação  $i_c$  é uma parcela da corrente  $i_s$ , referente à todas as componentes alternadas desta. A dinâmica da corrente  $i_s$  é governada por

$$2L_a \dot{i}_s = v_s - V_{CC}. \quad (3.134)$$

Considerando a tensão  $V_{CC}$  como uma perturbação, a função de transferência que relaciona a tensão  $v_s(s)$  e a corrente  $i_s(s)$  é obtida aplicando-se a transformada de Laplace à (3.134), obtendo-se

$$G_{i_s}(s) = \frac{i_s(s)}{v_s(s)} = \frac{1}{s2L_a}. \quad (3.135)$$

Já que se deseja suprimir apenas as componentes alternadas de  $i_s$ , de modo a não alterar o balanço de potência no conversor, o controlador  $C_{i_s}$  deve apresentar um alto ganho nas frequências de interesse, primeiras harmônicas pares, e ganho nulo ou muito baixo para CC. Muitas propostas são encontradas na literatura, dentre elas o uso de um filtro passa-alta ou média móvel [50], banco de conversores ressonantes [51] e controladores repetitivos [52]. A Figura 3.32 apresenta o sistema de supressão da corrente de circulação adotado neste trabalho, cujo controlador é formado pela associação de um filtro passa-alta e  $P$  controladores ressonantes sintonizados nas primeiras harmônicas pares da corrente de circulação,

$$C_{i_s}(s) = K_h \frac{s\tau}{s\tau + 1} + K_{rs} \sum_{p=1}^P \frac{s}{s^2 + (2p\omega)^2}. \quad (3.136)$$

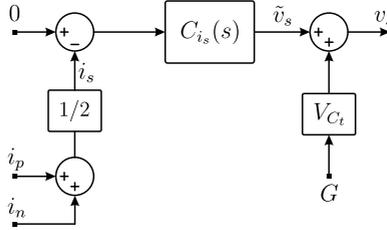


Figura 3.32 – Sistema de supressão da corrente  $i_c$ .

O sinal  $\tilde{v}_s$  gerado pelo controlador  $C_{i_s}(s)$  compensa a ondulação de tensão nos capacitores equivalentes, de modo que a soma das tensões geradas pelos braços do conversor seja, idealmente, igual à  $V_{CC}$ . Conseqüentemente, as tensões sobre os indutores de braço são nulas, eliminando as correntes de circulação.

Nesta análise apresentada para o MMC-1f, considera-se que a porta CC do conversor é conectada a um barramento CC controlado externamente. Para que a soma das tensões dos capacitores de um braço se estabeleçam no valor desejado,  $V_{C_t}$ , o valor médio da tensão  $v_s$  deve ser  $GV_{C_t} = V_{CC}$ .

### 3.7.3 Geração dos sinais moduladores

De acordo com as definições das tensões  $v_d$  e  $v_s$  dadas em (3.81) e (3.82), as tensões  $v_p$  e  $v_n$  podem ser obtidas através das primeiras através de

$$v_p = \frac{v_s}{2} + v_d \quad (3.137)$$

$$v_n = \frac{v_s}{2} - v_d. \quad (3.138)$$

Desconsiderando a ondulação de tensão nos capacitores, as moduladoras  $m_p$  e  $m_n$  podem ser obtidas através de

$$m_p = \frac{v_p}{V_{C_t}} \quad (3.139)$$

$$m_n = \frac{v_n}{V_{C_t}}. \quad (3.140)$$

A partir de (3.139) e (3.140), pode-se gerar o diagrama de blocos responsável pela geração dos sinais moduladores exibido na Figura 3.33.

Todo o sistema de controle das correntes pode ainda ser sintetizado no diagrama de blocos apresentado na Figura 3.34, onde

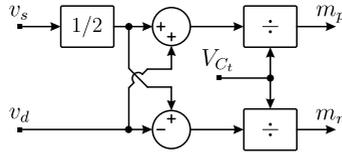


Figura 3.33 – Geração dos sinais moduladores.

as variáveis são representadas na forma vetorial, facilitando o entendimento do sistema como um todo. Para simplificar o diagrama, a parcela contínua dos sinais moduladores foi adicionada na última etapa. Contudo, as funções de transferência resultantes são exatamente as mesmas.

Os principais vetores utilizados na Figura 3.34 são definidos como

$$\mathbf{i}_{pn} = (i_p \quad i_n)^T \quad (3.141)$$

$$\mathbf{i}_{ds} = (i_d \quad i_s)^T \quad (3.142)$$

$$\mathbf{v}_{d\bar{s}} = (v_d \quad \tilde{v}_s)^T \quad (3.143)$$

$$\mathbf{m}_{pn} = (m_p \quad m_n)^T, \quad (3.144)$$

enquanto que as transformações lineares e a matriz de compensadores são dados por

$$\mathbf{T}_i = \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ 1/2 & 1/2 \end{pmatrix} \quad (3.145)$$

$$\mathbf{T}_v^{-1} = \begin{pmatrix} 1 & 1/2 \\ -1 & 1/2 \end{pmatrix} \quad (3.146)$$

$$\mathbf{C}_i = \begin{pmatrix} C_{i_{ca}}(s) & 0 \\ 0 & C_{i_s}(s) \end{pmatrix}. \quad (3.147)$$

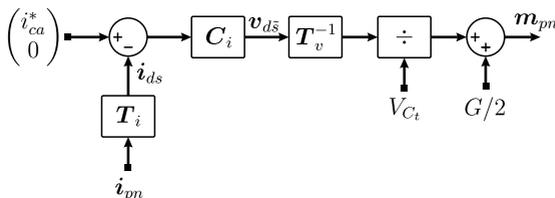


Figura 3.34 – Sistema de controle de corrente do MMC-1f.

### 3.8 Resultados de simulação

Esta seção apresenta alguns resultados de simulação com o propósito de verificação das expressões e procedimentos desenvolvidos nas seções anteriores. A Tabela 3.3 apresenta as principais especificações do conversor simulado. Escolheu-se propositalmente uma potência baixa, de modo que um protótipo com as mesmas especificações possa ser construído e testado em laboratório sem o requerimento de equipamentos de média/alta tensão e com baixo custo.

Tabela 3.3 – Especificações do MMC-1f simulado.

$\hat{V}$	311,1 V	$f$	60 Hz
$V_{CC}$	800 V	$f_{seq}$	12960 Hz
$\hat{I}_{max}$	12 A	N	4

O símbolo  $f$  refere-se a frequência da fonte CA, enquanto que  $f_{seq} = \frac{1}{T_{eq}}$  refere-se à frequência equivalente de comutação, ou ainda, à frequência com a qual os pulsos são gerados por um braço.

#### 3.8.1 Dimensionamento dos elementos passivos

Para maior versatilidade com relação a tensão de entrada, será adotado  $G = 1$ . Portanto, a tensão média em cada capacitor e a tensão em um capacitor equivalente, ou a tensão total, valem, considerando a operação idealizada,

$$V_{C_t} = \frac{V_{CC}}{G} = 800 \text{ V} \quad (3.148)$$

$$V_C = \frac{V_{C_t}}{N} = 200 \text{ V}. \quad (3.149)$$

A tensão CA normalizada é dada por

$$M = \frac{2\hat{V}}{V_{C_t}} = 0,778. \quad (3.150)$$

Com os valores calculados de  $M$  e  $G$  e adotando uma ondulação relativa de tensão  $\delta = 0,1$ , o valor mínimo de capacitância necessário

considerando o pior caso,  $\phi = \frac{\pi}{2}$ , é calculado a partir de (3.53), resultando em

$$C_{min} = \frac{\hat{I}_{max}}{\omega \delta V_C} \frac{\sqrt{(4G^2 - M^2)^3}}{16G^2} = 795,8 \mu\text{F}. \quad (3.151)$$

O valor  $C = 940 \mu\text{F} = 2 \times 470 \mu\text{F}$  é adotado, por ser mais fácil de ser obtido através de uma associação de valores comerciais.

Com o objetivo da minimização do indutor de filtro  $L_f$ , a modulação  $2N + 1$  é escolhida. Adotando-se uma ondulação de 3 A, valor em torno de 25% de  $\hat{I}_{max}$ , a indutância de braço  $L_a$  é calculada através de (3.103),

$$L_a = \frac{V_C T_s}{4N \cdot \Delta I_{L_a}^{max}} = 1,286 \text{ mH}. \quad (3.152)$$

Da frequência de comutação escolhida, calcula-se que  $R = \frac{f_{seq}}{Nf} = 54$ , e para o valor de  $M$  calculado, verifica-se que  $n_{max} = -9$ . Adotando-se um limite para a amplitude de harmônicos de alta frequência, apenas como exemplificação, de  $I^{hf,max} = 50 \text{ mA}$ , calcula-se o valor de  $L_f$ ,

$$L_f = \frac{V_C}{\omega I^{hf,max}} \cdot \frac{1}{\pi(2RN + n_{max})} \cdot \left| J_{n_{max}}(N\pi M) \text{sen} \left[ (2N + n_{max}) \frac{\pi}{2} \right] \right| - L_g - \frac{L_a}{2} = 1,576 \text{ mH}, \quad (3.153)$$

onde  $L_g = 0$  é assumido. Uma resistência  $R_a = 1 \Omega$  é utilizada como representação das perdas em condução de um braço do conversor. Um índice de modulação mais realista,  $M_r$ , pode então ser calculado a partir de (3.111), resultando em

$$M_r = 0,7637. \quad (3.154)$$

Novos valores de  $I_n^{hf}$  são calculados para vários valores de  $n$  e  $\phi = 0$ , através de (3.109), e encontra-se um novo  $n_{max}$ ,  $n'_{max} = -7$ . A componente de alta frequência de amplitude máxima presente na corrente  $i_{ca}$  vale, considerando  $M_r$ ,

$$I_{n'_{max}}^{hf} = 49,39 \text{ mA}. \quad (3.155)$$

Como este valor é menor que o máximo estabelecido,  $I^{hf,max}$ , o valor calculado para o indutor  $L_f$  permanece. A Tabela 3.4 resume os valores dos dispositivos passivos utilizados na simulação implementada.

Tabela 3.4 – Valores dos principais componentes do MMC-1f simulado.

$L_f$	1,576 mH	$L_g$	0 H
$L_a$	1,286 mH	$R_a$	1 $\Omega$
$C$	940 $\mu$ F	$N$	4

Com esses valores é possível calcular a frequência de ressonância  $\omega_a$  e o fator de amortecimento  $\zeta$ , dados por

$$\omega_a = \frac{1}{\sqrt{L_a C_{eq}}} = 1819 \text{ rads/s} \quad (3.156)$$

$$\zeta = \frac{R_a}{2} \sqrt{\frac{C_{eq}}{L_a}} = 0,213. \quad (3.157)$$

Com valor de  $\omega_a$ , calcula-se que  $\omega_r = 0,207$ , o qual é relativamente próximo da ressonância do conversor situada em torno de  $\omega_r = 0,3$ . Contudo, o amortecimento do circuito também é elevado, limitando a amplitude das correntes de circulação.

É assumido que os modelos dos interruptores são ideais. A modulação *phase-shift* do tipo  $2N + 1$  é utilizada juntamente com a estratégia de distribuição melhorada de pulsos proposta na seção 3.4.2, com  $K_v = 50$  e  $K_c = 40$ .

### 3.8.2 Controladores de corrente

O projeto dos controladores utilizados nas simulações deste capítulo consideram uma modulação naturalmente amostrada e nenhum atraso é considerado no sistema de controle.

Adota-se a análise no domínio da frequência como metodologia de projeto. A frequência de cruzamento  $f_{cz}$  e a margem de fase adotadas, para ambos os controladores, são

$$f_{cz} = \frac{f_{seq}}{12} = 1,08 \text{ kHz} \quad (3.158)$$

$$\text{MF} = 60^\circ. \quad (3.159)$$

Considerando estas especificações e que a função de transferência em malha aberta do sistema de controle da corrente  $i_{ca}$  é dada por

$$\text{FTMA}_{i_{ca}}(s) = C_{id}(s)G_{id}(s), \quad (3.160)$$

os parâmetros apresentados na Tabela 3.5 são encontrados para o controlador  $C_{id}$ .

Tabela 3.5 – Parâmetros do controlador  $C_{id}$ .

$K_p$	$K_i$	$K_r$
13,034	$2,536 \cdot 10^3$	$5,073 \cdot 10^4$

Os gráficos de magnitude e fase da função de transferência resultante são apresentados na Figura 3.35. Verifica-se o alto ganho na frequência de 60 Hz, responsável pelo erro reduzido para um sinal de referência nesta frequência.

O alto ganho em CC garantirá um valor médio nulo em regime permanente para a corrente  $i_{ca}$ .

Adotando a mesma frequência de cruzamento e a mesma margem de fase para a função de transferência de malha aberta da

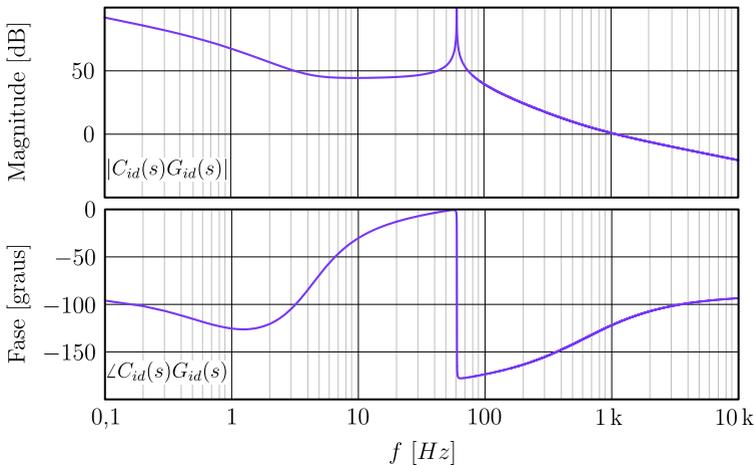


Figura 3.35 – Magnitude e fase da função de transferência de malha aberta do sistema de controle de  $i_{ac}$ .

corrente  $i_s$ , dada por

$$\text{FTMA}_{i_s}(s) = C_{i_s}(s)G_{i_s}(s), \quad (3.161)$$

assumindo  $\tau = 21$  ms, e  $P = 4$ , os parâmetros mostrados na Tabela 3.6 são encontrados para o controlador  $C_{i_s}$ .

Tabela 3.6 – Parâmetros do controlador  $C_{i_s}$ .

$\tau$	$K_h$	$K_{r_s}$
0,021	3,774	$3,387 \cdot 10^3$

Da função de transferência resultante, obteve-se os gráficos de magnitude e fase apresentados na Figura 3.36.

Observa-se o alto ganho de malha aberta para as frequências correspondentes aos primeiros quatro harmônicos da corrente de circulação, os quais, devido à este fato, devem ser fortemente atenuados. Percebe-se ainda que a  $\text{FTMA}_{i_s}(s)$  apresenta um baixo ganho para baixas frequências, de modo que a corrente  $i_{cc}$ , em regime permanente, não será afetada pelo controlador, e consequentemente o balanço de potência também não será.

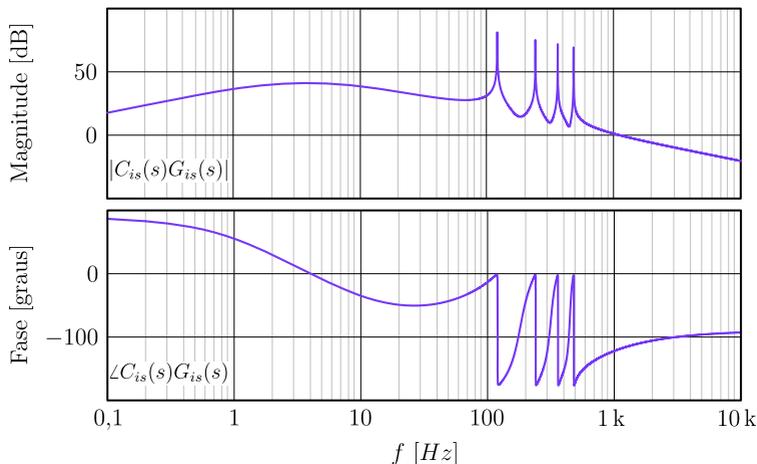


Figura 3.36 – Magnitude e fase da função de transferência de malha aberta do sistema de controle de  $i_s$ .

### 3.8.3 Resultados de simulação sem supressão da corrente de circulação

Esta seção apresenta resultados obtidos da simulação do MMC-1f com as especificações apresentadas na Tabela 3.3 e os parâmetros apresentados na Tabela 3.4. Apenas o controlador da corrente  $i_{ca}$  é utilizado, enquanto que os valores médios de  $m_p$  e  $m_n$  são mantidos constantes em 0,5. O ângulo  $\phi$  é mantido nulo durante toda a simulação. A Figura 3.37 apresenta as formas de onda obtidas.

A referência da corrente  $i_{ca}$  é senoidal e tem um valor de

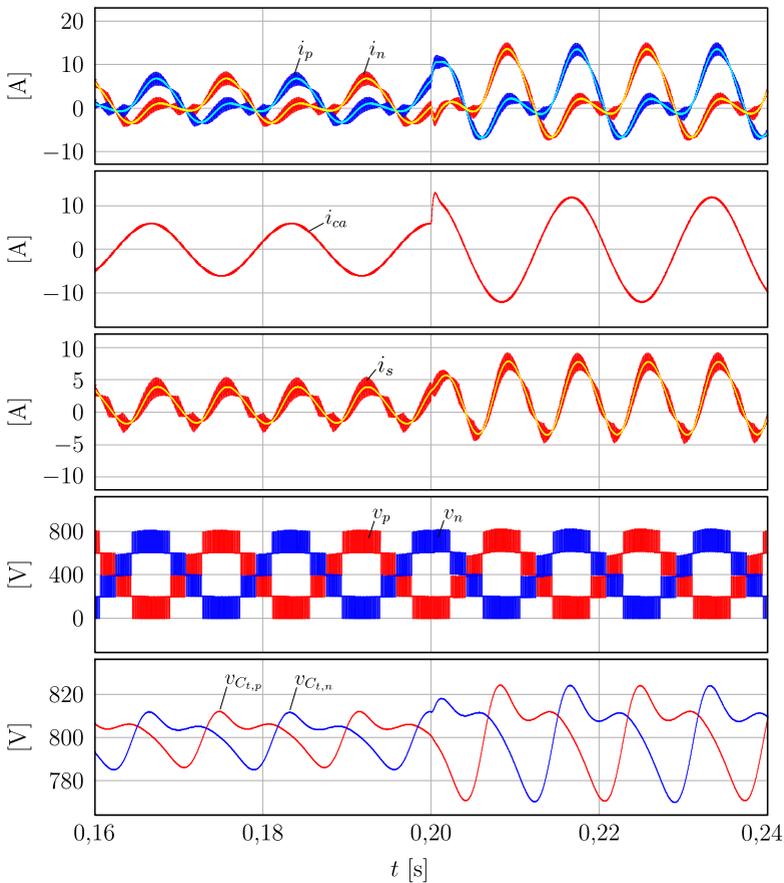


Figura 3.37 – Resultados de simulação do MMC-1f sem sistema de supressão da corrente de circulação.

pico de 6 A até 0,2 s, quando ocorre um degrau na amplitude da referência  $i_{ca}^*$ , que passa a ser de 12 A. Verifica-se que o transitório desta corrente ocorre de maneira suave e pouco oscilatória, devido à alta margem de fase do sistema. O transitório da corrente  $i_s$ , embora nenhum controlador seja usado, também ocorre de maneira suave, devido ao fator de amortecimento elevado,  $\zeta = 0,213$ .

A corrente de circulação é facilmente identificada sobre a forma de onda de  $i_s$ , que idealmente deveria ser constante. Pode-se verificar que embora as amplitudes da corrente de circulação e da ondulação de tensão nos capacitores aumentem consideravelmente após a aplicação do degrau, o formato das formas de onda permanecem, constatando a linearidade do sistema.

Embora o desvio do valor médio das tensões nos capacitores equivalentes, com relação à  $V_{C_t}$ , calculado através de (A.42), resulte em  $\Delta V_{cp_0} = V_{c_{n_0}} = -6,597$  V, o desvio da tensão média simulada vale 1,23 V. A diferença entre os dois valores é, como já explicado em seção anterior, devido às perdas nos resistores  $R_a$  ocasionadas pelas correntes  $\frac{i_{ca}}{2}$  e  $i_{cc}$ , que não são contabilizadas na modelagem. Embora o erro do valor calculado seja grande, o valor absoluto deste é muito pequeno quando comparado à  $V_{C_t}$ .

A Figura 3.38 apresenta os espectros de baixa frequência das correntes de circulação calculado e simulado. Verifica-se uma boa concordância entre os valores, principalmente para a harmônica mais forte, a segunda. Um erro de 15% foi obtido para a quarta harmônica, em razão, principalmente, dos harmônicos que a malha de controle da corrente  $i_{ca}$  introduz nos sinais moduladores para compensar as ondulações de tensão dos capacitores. Os valores apresentados na Figura 3.38 foram obtidos para  $\hat{I} = 12$  A. Chama-se atenção para o a amplitude da segunda harmônica, quase metade do valor de pico da corrente  $i_{ca}$ . Este alto valor deve-se à proximidade entre as frequências da rede e de ressonância do conversor. Caso o fator

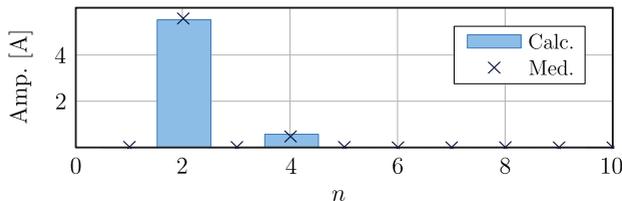


Figura 3.38 – Espectros de baixa frequência calculado e simulado da corrente de circulação.

de amortecimento do sistema fosse menor, valores ainda mais altos poderiam ser atingidos.

A Tabela 3.7 apresenta uma comparação entre os valores pico-a-pico das tensões dos capacitores, a corrente de braço eficaz e a ondulação de alta frequência na corrente de braço calculados e medidos na simulação realizada. O valor da ondulação de tensão calculada foi obtido por meio de (A.46).

Tabela 3.7 – Comparação entre os valores calculados e obtidos por simulação numérica.

	$\Delta V_C^{pp}$	$I_{L_{a_{rms}}}$	$\Delta I_{L_a}$
Calc.	51,74 V	6,22 A	3 A
Med.	53,14 V	6,24 A	2,95 A
Erro	-2,63%	-0,32%	1,69%

Embora os valores encontrados concordem bem, é válido destacar que os erros obtidos são causados, principalmente, pelos harmônicos que a malha de controle da corrente  $i_{ca}$  introduz nos sinais moduladores. Também é importante ressaltar que o valor obtido por simulação da corrente  $I_{L_{a_{rms}}}$  também considera os harmônicos de alta de frequência, enquanto que o valor calculado não os leva em consideração. Contudo, foi possível constatar através de comparações com resultados de simulações obtidas com o modelo médio do conversor, que o conteúdo de alta frequência modifica em menos de 1 % o valor eficaz da corrente de braço.

### 3.8.4 Resultados de simulação com supressão da corrente de circulação

A Figura 3.39 apresenta resultados de simulação do MMC-1f operando nas mesmas condições da simulação apresentada na seção anterior. Contudo, o controlador que suprime a corrente de circulação é habilitado. As diferenças mais notáveis são o formato da corrente de braço, que agora é senoidal, e a ausência de harmônicos de grande amplitude na corrente  $i_s$ , sendo esta formada basicamente por uma corrente CC e os harmônicos de alta frequência, quando em regime permanente. Percebe-se ainda que o transitório da corrente  $i_{ca}$ , ocorrido em 0,2 s devido ao degrau no sinal de referência desta,

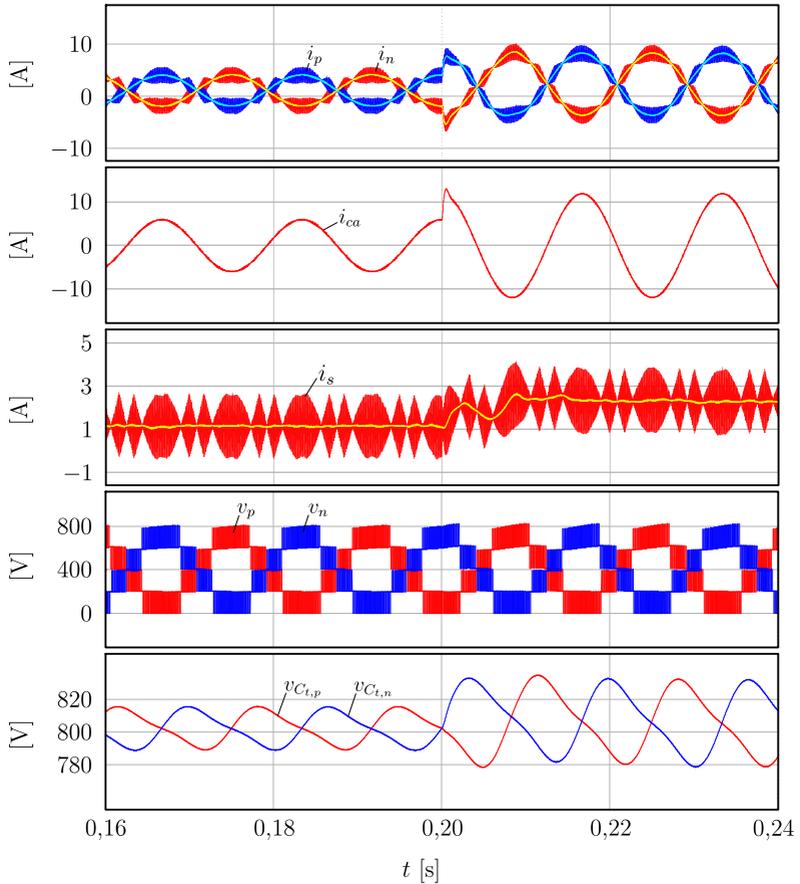


Figura 3.39 – Resultados de simulação do MMC-1f com sistema de supressão da corrente de circulação.

praticamente não mudou, comprovando o desacoplamento entre os controladores das correntes  $i_{ca}$  e  $i_s$ .

A Figura 3.40 apresenta um comparativo entre as amplitudes calculadas e obtidas por simulação dos harmônicos presentes no primeiro grupo não nulo de alta frequência que, para a estratégia de modulação e frequência de comutação escolhidas, possui uma frequência central de 25920 Hz. Como previsto, a máxima amplitude ocorre para  $n = -7$ , sendo 50,01 mA a amplitude medida relativa a este harmônico, e 49,39 mA a calculada. Alguns dos harmônicos apresentam uma discordância considerável entre os valores obti-

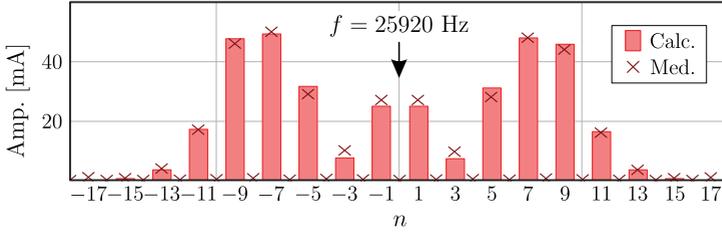


Figura 3.40 – Amplitude dos harmônicos de alta frequência presentes no primeiro grupo não nulo.

dos por simulação e calculados, em consequência, principalmente, das moduladoras geradas pelos malhas de controle possuírem um conteúdo harmônico diferente das moduladoras ideais descritas em (3.18) e (3.19), que conseqüentemente geram instantes de comutação diferentes dos ideais. Outro fator contribuinte para a disparidade é a ondulação de tensão nos capacitores, não considerada no cálculo dos harmônicos de alta frequência. Simulações realizadas com o conversor operando completamente em malha aberta resultaram em uma melhor concordância entre os espectros de alta frequência calculados e medidos. Por outro lado, houve maiores erros nos espectros de baixa frequência, causados pela distorção harmônica da corrente  $i_{ac}$  decorrente da ondulação de tensão nos capacitores.

A Tabela 3.8 apresenta uma comparação entre os valores da ondulação de tensão nos capacitores, calculada por meio de (3.50), a corrente eficaz nos indutores de braço, calculada através de (3.127), e a amplitude da ondulação de alta frequência presente na corrente de braço, obtida através de (3.102), com os respectivos valores encontrados com a simulação numérica do conversor.

Tabela 3.8 – Comparação entre os valores calculados e obtidos por simulação numérica.

	$\Delta V_C^{pp}$	$I_{L_{arms}}$	$\Delta I_{L_a}$
Calc.	52,96 V	4,842 A	3 A
Med.	53,79 V	4,864 A	2,96 A
Erro	-1,54%	-0,45%	1,35%

Observa-se uma boa concordância entre os valores calculados e

simulados. Vale ressaltar que o valor de  $I_{L_{arms}}$  obtido por simulação leva em consideração os harmônicos de alta frequência, enquanto que o valor calculado não os considera. Como já discutido, o erro obtido com a inclusão destas componentes não deve ultrapassar 1 %. Verifica-se que a ondulação de corrente  $\Delta I_{L_a}$  praticamente não varia com a inclusão da malha de supressão da corrente de circulação, indicando que esta é pouco influenciada pelo formato da tensão nos capacitores, pelo menos para uma baixa ondulação, como adotado neste exemplo.

A ondulação de tensão  $\Delta V_C^{pp}$  também variou pouco com a inclusão da malha de supressão da corrente de circulação, porém isso deve-se à combinação paramétrica escolhida para esta simulação. Caso os indutores de braço escolhidos levassem à  $\omega_r \approx 0,3$ , as ondulações observadas no caso sem malha de supressão seriam muito maiores.

### 3.8.5 Influência da distribuição melhorada de pulsos

Esta seção apresenta um comparativo entre as formas de onda obtidas com a simulação do MMC-1f especificado quando se utiliza a técnica de distribuição melhorada de pulsos e quando se utiliza a estratégia convencional, ambas discutidas na seção 3.4. Nos dois casos foram utilizados  $\hat{I} = 12A$  e  $\phi = 0$  durante o período de simulação apresentado, que começa em 0,1 s e termina em 0,3 s. Para se averiguar a influência da supressão da corrente de circulação na distribuição de pulsos, esta malha é acionada na metade do período de simulação, em  $t = 0,2$  s. Utilizou-se diferentes valores de capacitância para cada submódulo, de acordo com a Tabela 3.9, de modo que se possa constatar as influências causadas por esta variação paramétrica.

A Figura 3.41 apresenta os resultados obtidos para o algoritmo de distribuição convencional de pulsos, que leva em consideração

Tabela 3.9 – Valores normalizados das capacitâncias utilizadas nos quatro submódulos.

$C'_1$	$C'_2$	$C'_3$	$C'_4$
1,08	0,92	1	1

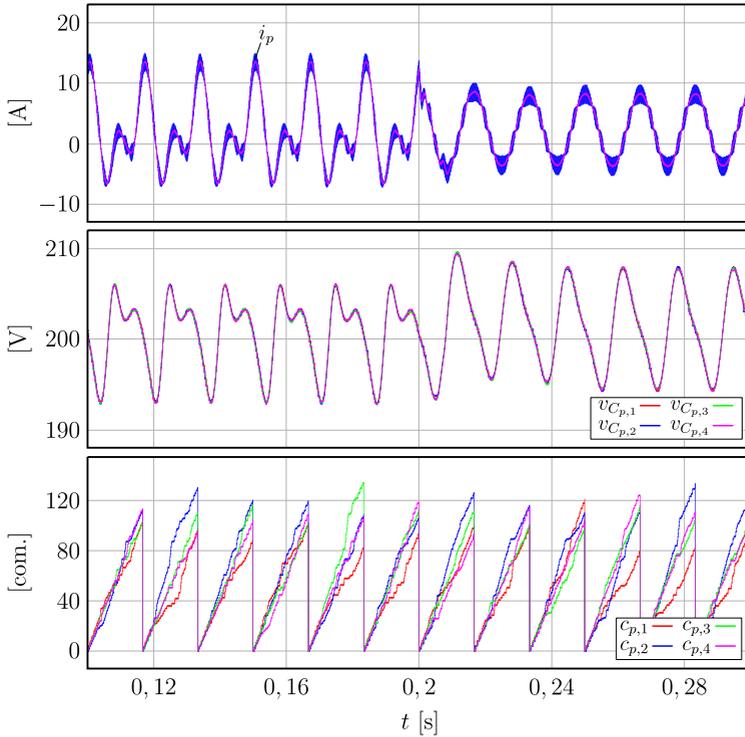


Figura 3.41 – Simulação do MMC-1f operando com  $\hat{I} = 12$  A,  $\phi = 0$  e algoritmo de distribuição de pulsos convencional.

apenas as tensões dos capacitores. Constata-se que as tensões dos quatro capacitores do braço positivo permanecem bem equilibradas, com uma mínima diferença entre si, independentemente da presença da corrente de circulação. No entanto, o número de comutações realizada por cada submódulo varia amplamente ao longo dos períodos. Contudo, é possível verificar uma tendência do submódulo 1, cujo capacitor possui maior valor, a comutar menos vezes por período, enquanto que o submódulo 2, que possui um capacitor menor, tende a comutar mais vezes que os demais. Esta diferença entre o número de comutações realizadas ocasiona diferentes perdas para cada submódulo, sendo necessário um projeto mais cuidadoso do sistema de refrigeração do conversor, principalmente se este é composto por poucos submódulos e estes comutam em uma frequência elevada. Não é possível identificar, pelo menos visualmente, alguma relação entre

o desbalanço do número de comutações e a presença da corrente de circulação.

A Figura 3.42 apresenta resultados de simulação para o MMC-1f operando com o algoritmo de distribuição melhorada de pulsos proposto, onde os pesos  $K_v = 30$  e  $K_c = 40$  foram utilizados. Como esperado, não há modificação visível na forma de onda da corrente  $i_p$ , porém, observa-se um número de comutações por período praticamente igual para todos os submódulos. As tensões  $v_{C_{p,1}} \dots v_{C_{p,4}}$  apresentam um pequeno desequilíbrio, principalmente para o intervalo no qual  $i_p < 0$ . Contudo, a diferença entre as tensões máxima e mínima ainda é menor que 0,5%. Neste intervalo, também se verifica uma maior tendência à divergência entre o número de comutações realizadas por cada submódulo, mas que logo se reequilibram quando a corrente torna-se positiva.

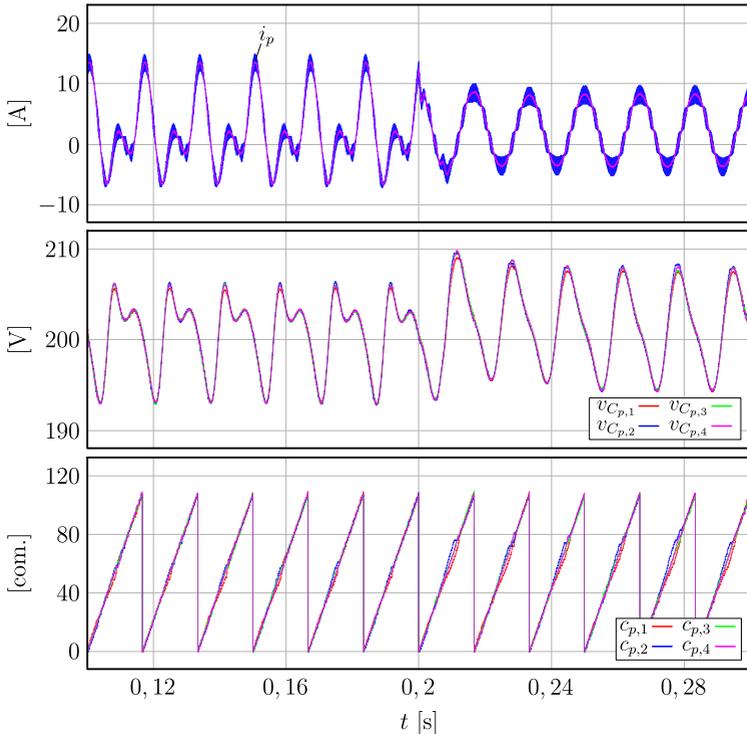


Figura 3.42 – Simulação do MMC-1f operando com  $\hat{I} = 12$  A,  $\phi = 0$  e algoritmo de distribuição melhorada de pulsos.

A Tabela 3.10 apresenta uma comparação entre os valores médios e eficazes calculados e obtidos por simulação das correntes nos diversos semicondutores que compõe os submódulos de um braço. Os dados foram obtidos para as mesmas condições da simulação realizada anteriormente, com a malha de supressão sempre acionada. Os valores foram obtidos a partir de três ciclos da corrente CA. A coluna “Calc.” apresenta os valores calculados através das expressões (3.116)-(3.123), considerando-se o valor de  $M_r$  calculado em (3.154). Na coluna “Sim.” são apresentadas as médias, calculadas com os valores obtidos por simulação dos quatro submódulos do braço positivo, das correntes médias e eficazes de todos os semicondutores. A coluna “Err %” apresenta o erro, em percentual, dos valores calculados com relação aos obtidos por simulação. Um erro máximo de  $-4,35\%$  é obtido para a corrente  $I_{TLrms}$ , estando todos os outros abaixo deste valor. As três colunas duplas mais a direita na tabela apresentam as correntes médias e eficazes dos dispositivos dos submódulos 1, 2 e 3 cujos capacitores possuem os valores normalizados  $C'_1 = 1,08$ ,  $C'_2 = 0,92$  e  $C'_3 = 1$ , respectivamente. Também são apresentadas, em cada coluna “ $\sigma\%$ ”, as diferenças, em percentual, entre a corrente referente ao submódulo  $x$  e o valor médio dos quatro submódulos

Tabela 3.10 – Correntes médias e eficazes nos dispositivos semicondutores com o MMC-1f operando com o algoritmo convencional de distribuição de pulsos.

				$C'_1 = 1,08$		$C'_2 = 0,92$		$C'_3 = 1$	
	Calc.	$\overline{\text{Sim.}}$	Err.%	Sim.	$\sigma\%$	Sim.	$\sigma\%$	Sim.	$\sigma\%$
$I_{DU\text{ avg}}$	0,754	0,769	-1,95	0,832	8,19	0,710	-7,67	0,764	-0,65
$I_{DU\text{ rms}}$	1,501	1,555	-3,47	1,617	4,05	1,492	-3,99	1,553	-0,06
$I_{TU\text{ avg}}$	0,754	0,777	-2,96	0,837	8,84	0,712	-7,41	0,763	0,78
$I_{TU\text{ rms}}$	2,031	2,062	-1,50	2,146	3,97	1,981	-4,02	2,057	0,34
$I_{DL\text{ avg}}$	2,443	2,441	0,08	2,378	-2,58	2,499	2,37	2,448	0,28
$I_{DL\text{ rms}}$	4,058	4,075	-0,41	4,033	-1,05	4,116	0,98	4,078	0,05
$I_{TL\text{ avg}}$	0,151	0,162	-4,34	0,099	-38,9	0,221	36,4	0,167	3,08
$I_{TL\text{ rms}}$	0,638	0,667	-4,35	0,511	-24,2	0,806	19,6	0,680	0,89

medido apresentado na coluna “ $\overline{\text{Sim.}}$ ”.

Constata-se que os submódulos com maior ou menor capacitância possuem uma distribuição de perdas entre os semicondutores superiores e inferiores diferente daqueles que possuem capacitância nominal. Para as condições simuladas, uma capacitância maior tende a aliviar os semicondutores inferiores,  $D_L$  e  $T_L$ , e forçar mais os semicondutores superiores,  $D_U$  e  $T_U$ , enquanto que uma capacitância menor leva ao efeito contrário. Conforme a tabela, o transistor  $T_L$  apresenta esforços de corrente razoavelmente superiores à média, embora, em valor absoluto os esforços sejam pequenos. Isto, associado ao fato de que este submódulo tende a comutar mais quando a estratégia de distribuição convencional é utilizada, leva a conclusão que os semicondutores deste submódulo provavelmente operarão com uma maior temperatura na junção.

A Tabela 3.11 apresenta os mesmos valores apresentados na Tabela 3.10, no entanto, foram obtidos com uma simulação do MMC-1f empregando a distribuição melhorada de pulsos. É possível verificar que ainda há desequilíbrios entre os esforços de corrente, contudo, menores. O algoritmo proposto, portanto, também melhora a distribuição das perdas de condução entre os submódulos.

Tabela 3.11 – Correntes médias e eficazes nos dispositivos semicondutores com o MMC-1f operando com o algoritmo de distribuição melhorada de pulsos.

	Calc.	$\overline{\text{Sim.}}$	Err.%	$C'_1 = 1,08$		$C'_2 = 0,92$		$C'_3 = 1$	
				Sim.	$\sigma$ %	Sim.	$\sigma$ %	Sim.	$\sigma$ %
$I_{DU\text{ avg}}$	0,754	0,769	-1,95	0,796	3,51	0,726	-5,59	0,776	0,91
$I_{DU\text{ rms}}$	1,501	1,554	-3,41	1,581	1,73	1,519	-2,25	1,557	0,19
$I_{TU\text{ avg}}$	0,754	0,769	-1,95	0,796	3,51	0,726	-3,71	0,776	2,92
$I_{TU\text{ rms}}$	2,031	2,064	1,60	2,126	4,68	1,992	-3,49	2,067	0,15
$I_{DL\text{ avg}}$	2,443	2,441	0,08	2,415	-1,15	2,485	1,80	2,435	-0,24
$I_{DL\text{ rms}}$	4,058	4,076	-0,44	4,044	-0,78	4,111	0,86	4,074	-0,05
$I_{TL\text{ avg}}$	0,151	0,162	-6,79	0,136	-16,0	0,206	27,2	0,155	-4,32
$I_{TL\text{ rms}}$	0,638	0,674	-5,34	0,610	-9,49	0,750	11,2	0,669	-0,74

### 3.9 Conclusão

Este capítulo apresentou a estrutura e o princípio de funcionamento do conversor modular multinível monofásico. O plano  $M \times G$ , que indica os limites de operacionais teóricos do MMC-1f para as topologias de submódulo mais conhecidas, foi apresentado. Uma análise teórica inicial mostrou que um MMC composto por submódulos do tipo SM-DC pode operar com controle das correntes em ambas as portas com uma tensão no barramento CC menor que o valor pico-a-pico da tensão CA, e até mesmo com uma tensão CC negativa para uma reduzida região no plano  $M \times G$ .

Um modelo médio para um braço do MMC composto por submódulos do tipo SM-HB foi desenvolvido e utilizado no cálculo de vários parâmetros importantes, como a ondulação de tensão nos capacitores do conversor e os esforços de corrente em todos os dispositivos semicondutores. Também foi desenvolvido um circuito simplificado para o conversor, com o qual foi possível obter uma metodologia para o cálculo das correntes de circulação no conversor e os efeitos destas nos valores eficazes das correntes de braço e ondulações de tensão nos capacitores. Conclui-se, dos resultados obtidos, que além da menor complexidade do sistema de controle, a única vantagem em não controlar a corrente de circulação é uma menor ondulação de tensão, que ocorre para uma certa faixa de combinações paramétricas dos indutores de braço e capacitores, à custa de maiores esforços de corrente.

Uma discussão sobre as principais técnicas de balanceamento das tensões dos capacitores de um braço é realizada, e uma melhoria é proposta para uma das técnicas mais difundidas atualmente. A proposta consiste em levar em consideração não apenas as tensões instantâneas nos capacitores, mas também o número de comutações realizado pelos semicondutores de cada submódulo. Comprovou-se, através de simulação numérica, que a modificação proposta equaliza o número de comutações realizadas pelos submódulos e também causa uma melhor distribuição das perdas de condução entre os submódulos, principalmente se pequenas diferenças são consideradas entre os capacitores dos submódulos.

Expressões para o cálculo do espectro da corrente CA drenada pelo MMC, para as modulações  $N + 1$  e  $2N + 1$ , são propostas, e um procedimento para o cálculo do indutor de filtro, considerando uma amplitude máxima para os harmônicos de alta frequência, é obtido. Uma expressão para o cálculo dos indutores de braço, considerando uma ondulação máxima de corrente, é apresentada para a modulação

$2N + 1$ . Assim como apresentado em trabalho recente, a obtenção de  $2N + 1$  níveis é conseguida pra uma certa defasagem entre as portadoras dos braços positivo e negativo, a qual depende do número de submódulos utilizados. Além disso, mostrou-se que embora a modulação  $2N + 1$  reduza em torno de quatro vezes a amplitude dos harmônicos de alta frequência injetados na porta CA, a ondulação de corrente nos indutores de braço é aumentada consideravelmente.

Por último, são obtidas as funções de transferência necessárias para o projeto dos controladores da corrente CA e de supressão da corrente de circulação do conversor. Funções de transferência de controladores que garantam erro nulo na maioria das frequências de interesse também são apresentados. A maioria das expressões e procedimentos propostos neste trabalho são testados por meio de simulações numéricas. Uma boa coerência entre os valores calculados e encontrados por meio da simulação é observada.



## Capítulo 4

# O conversor modular multinível bidirecional trifásico

Este capítulo apresenta o conversor modular multinível trifásico, o qual será chamado apenas de MMC, seu princípio básico de funcionamento, as principais diferenças com relação à topologia monofásica e as análises estáticas e dinâmicas do conversor. No que tange às diferenças em relação ao conversor monofásico, novas equações são obtidas com o objetivo de proporcionar uma fundamentação para o projeto dos dispositivos passivos e sistemas de controle do conversor.

O sistema de controle terá um enfoque maior neste capítulo, onde o controle de todas as correntes, incluindo a corrente CC, é apresentado. Com isto, é possível determinar uma dinâmica para esta corrente, de modo que uma boa resposta não dependerá de um amortecimento natural do sistema. A imposição do controle de todas as correntes do conversor implica numa instabilidade das tensões, de modo que estas também devem ser ativamente controladas para que a energia total acumulada no conversor, bem como sua divisão entre os braços, permaneça dentro de valores estabelecidos.

### 4.1 Estrutura e princípio de funcionamento

A Figura 4.1 apresenta a estrutura do conversor MMC trifásico. Assim como no conversor monofásico, cada braço, positivo ou negativo, é constituído por uma cadeia de  $N$  submódulos. Seis

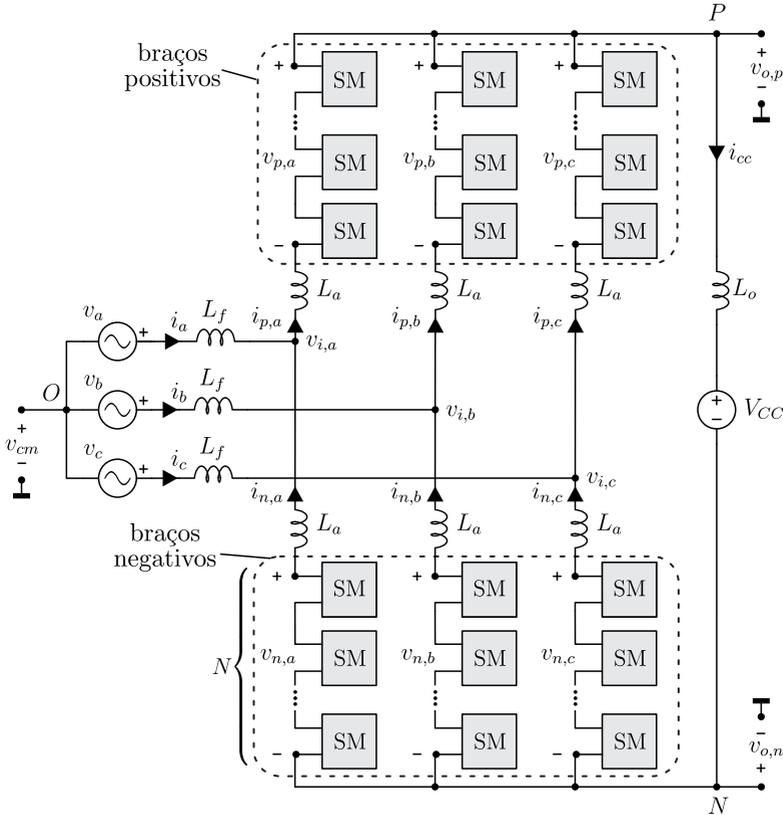


Figura 4.1 – Estrutura do conversor MMC trifásico.

indutores de braço, de indutância  $L_a$ , interligam os braços, dois a dois, aos indutores de filtro  $L_f$ . Também é utilizado um indutor para filtragem adicional da corrente  $i_{cc}$ ,  $L_o$ . Este, embora não seja requerido para o funcionamento do conversor, assim como os indutores  $L_f$ , podem aparecer naturalmente como modelo de uma linha de transmissão ou cabo, bem como os indutores  $L_f$  podem ser simplesmente a dispersão de um transformador. Contudo, pode-se intencionalmente utilizar o indutor  $L_o$  com o objetivo de limitação de correntes de curto-circuito, em vez de dimensionar todos os indutores de braço para realizar esta função.

Este estudo considerará apenas um sistema trifásico equili-

brado, onde as tensões do sistema CA são dadas por

$$v_a = \hat{V} \cos(\omega t) \quad (4.1)$$

$$v_b = \hat{V} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.2)$$

$$v_c = \hat{V} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right). \quad (4.3)$$

Estas tensões podem ser ainda agrupadas em um vetor, simplificando a notação das variáveis utilizadas.

$$\mathbf{v}_{ca} = \begin{pmatrix} v_a & v_b & v_c \end{pmatrix}^T. \quad (4.4)$$

Com a mesma finalidade, as correntes nos braços positivo e negativo também são agrupadas em vetores,

$$\mathbf{i}_p = \begin{pmatrix} i_{p,a} & i_{p,b} & i_{p,c} \end{pmatrix}^T \quad (4.5)$$

$$\mathbf{i}_n = \begin{pmatrix} i_{n,a} & i_{n,b} & i_{n,c} \end{pmatrix}^T. \quad (4.6)$$

Será considerado que estas serão as correntes medidas no conversor, e que todas as combinações de corrente necessárias para o controle do MMC serão derivadas destas. O vetor que representa as correntes na porta CA é obtido com

$$\mathbf{i}_{ca} = \begin{pmatrix} i_a & i_b & i_c \end{pmatrix}^T = \mathbf{i}_p - \mathbf{i}_n. \quad (4.7)$$

Idealmente, as correntes na porta CA são funções cossenoidais trifásicas, equilibradas de amplitude  $\hat{I}$ ,

$$\mathbf{i}_{ca} = \hat{I} \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \phi) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi) \end{pmatrix}. \quad (4.8)$$

A corrente na porta CC,  $i_{cc}$ , também pode ser representada por uma combinação das correntes dos braços, positivos,

$$i_{cc} = i_{p,a} + i_{p,b} + i_{p,c}, \quad (4.9)$$

ou negativos,

$$i_{cc} = i_{n,a} + i_{n,b} + i_{n,c}. \quad (4.10)$$

Diferentemente do que ocorre no MMC-1f, no qual a corrente  $i_{cc}$  é uma componente da corrente de braço, no MMC a corrente  $i_{cc}$  é “física”, ou seja, pode ser medida, já que é a própria corrente que flui através da porta CC do conversor.

Para facilitar cálculos desenvolvidos posteriormente, o ponto de referência para os potenciais indicados na Figura 4.1, ou seja, o “terra” adotado para o sistema é tal que a equação

$$v_{o,p} + v_{o,n} = 0 \quad (4.11)$$

é válida. Ou seja, conectando-se dois resistores em série entre os pontos  $P$  e  $N$ , o ponto com potencial nulo encontra-se na conexão entre os dois resistores. Diferentemente do conversor MMC-1f, o ponto  $O$  não é aterrado, tornando possível a aplicação de uma tensão de modo comum à porta CA. Esta tensão, considerando as tensões na porta CA definidas em (4.1)-(4.3), é dada por

$$v_{cm} = \frac{v_{i,a} + v_{i,b} + v_{i,c}}{3}. \quad (4.12)$$

Será demonstrado adiante que esta tensão não altera as correntes que circulam no conversor.

As tensões geradas pelos braços positivo e negativo também são representadas por vetores nas análises subsequentes. Estes são dados por

$$\mathbf{v}_p = \begin{pmatrix} v_{p,a} & v_{p,b} & v_{p,c} \end{pmatrix}^T \quad (4.13)$$

$$\mathbf{v}_n = \begin{pmatrix} v_{n,a} & v_{n,b} & v_{n,c} \end{pmatrix}^T. \quad (4.14)$$

## 4.2 Modelo médio e operação ideal do MMC

A Figura 4.2 apresenta um modelo médio do conversor MMC, no qual a tensão nos capacitores equivalentes dos braços é considerada constante e igual à  $V_{Ct}$ . O ganho do modulador é unitário, de modo que o valor médio quase instantâneo da razão cíclica de um braço pode ser considerada igual à própria moduladora.

Analisando o circuito apresentado na Figura 4.2, considerando-se nulas as tensões sobre todos os indutores, encontra-se as tensões

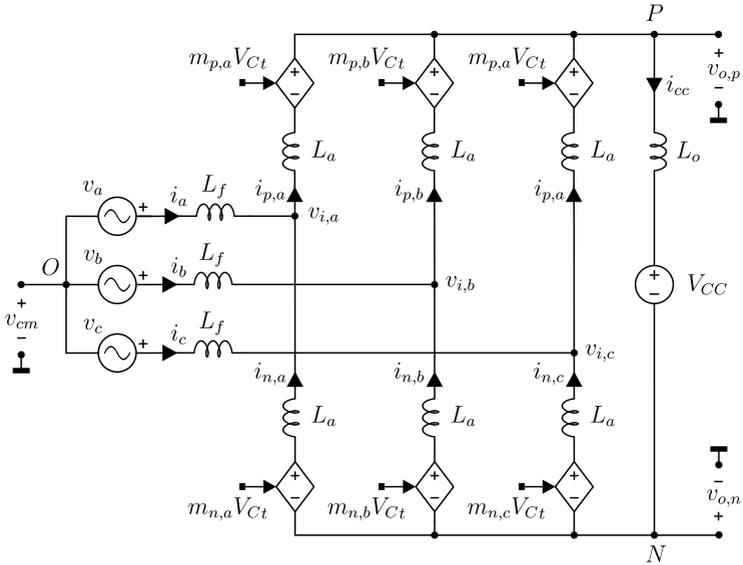


Figura 4.2 – Circuito médio simplificado equivalente a um braço do conversor MMC.

ideais que devem ser sintetizadas pelos braços do conversor,

$$\mathbf{v}_p = \frac{V_{CC}}{2} \mathbf{c} - \mathbf{v}_{ca} - v_{cm} \mathbf{c} \quad (4.15)$$

$$\mathbf{v}_n = \frac{V_{CC}}{2} \mathbf{c} + \mathbf{v}_{ca} + v_{cm} \mathbf{c}, \quad (4.16)$$

onde o vetor  $\mathbf{c}$  é dado por

$$\mathbf{c} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}^T. \quad (4.17)$$

Levando em consideração  $M$  e  $G$  definidos em (3.16) e (3.17), o vetor de funções cossenoides trifásicas definido como

$$\mathbf{a} = \begin{pmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix}, \quad (4.18)$$

e que

$$v_{k,f} = m_{k,f} V_{Ct}, \quad (4.19)$$

onde  $f \in \{a, b, c\}$ , as moduladoras ideais do conversor MMC são obtidas,

$$\mathbf{m}_p = \left( \frac{G}{2} - m_{cm} \right) \mathbf{c} - \frac{M}{2} \mathbf{a} \quad (4.20)$$

$$\mathbf{m}_n = \left( \frac{G}{2} + m_{cm} \right) \mathbf{c} + \frac{M}{2} \mathbf{a}. \quad (4.21)$$

Onde a parcela da moduladora relativa à tensão de modo comum é dada por

$$m_{cm} = \frac{v_{cm}}{V_{Ct}}. \quad (4.22)$$

Se esta é feita nula, as moduladoras ideais (4.20) e (4.21) possuem a mesma constituição das moduladoras do MMC-1f, descritas em (3.18) e (3.19), uma parcela cossenoidal e outra constante. Portanto, as regiões de operação do MMC para os diferentes submódulos considerados no capítulo 3 seriam as mesmas. Porém, o grau de liberdade oferecido pela tensão  $v_{cm}$  é usualmente utilizado para aumentar a faixa de operação de conversores trifásicos conectados à três fios, como proposto inicialmente em [53]. O método consiste em fazer o conversor gerar uma tensão de modo comum correspondente a uma terceira harmônica com amplitude de um sexto da fundamental gerada por uma fase do conversor. No caso do MMC, operando idealmente, isto é obtido com

$$m_{cm}^{3h} = -\frac{M}{12} \cos(3\omega t), \quad (4.23)$$

resultando nas seguintes moduladoras ideais com injeção de terceira harmônica.

$$\mathbf{m}_p^{3h} = \left( \frac{G}{2} + \frac{M}{12} \cos(3\omega t) \right) \mathbf{c} - \frac{M}{2} \mathbf{a} \quad (4.24)$$

$$\mathbf{m}_n^{3h} = \left( \frac{G}{2} - \frac{M}{12} \cos(3\omega t) \right) \mathbf{c} + \frac{M}{2} \mathbf{a}. \quad (4.25)$$

Com esta metodologia, é possível estender a faixa de operação do conversor, com relação à  $\hat{V}$ , em aproximadamente 15%. Assim, as áreas de operação dos submódulos são também estendidas, como mostrado na Figura 4.3. A Tabela 3.2, que indica quais topologias de submódulo operam em cada região, continua sendo válida.

Considerando que não existem perdas no conversor, a potência drenada ou injetada na porta CA deve ser igual à potência transferida

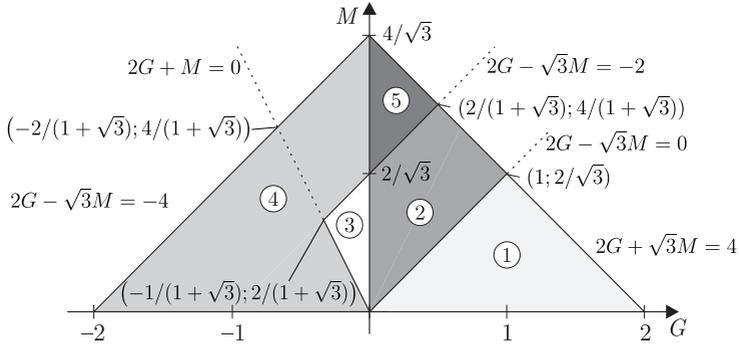


Figura 4.3 – Regiões de operação do MMC considerando a injeção de terceira harmônica na tensão de modo comum.

para a porta CC. Deste balanço, conclui-se que

$$i_{cc} = \hat{I} \frac{3M}{4G} \cos(\phi). \quad (4.26)$$

Já que se considera uma operação com tensões e correntes trifásicas balanceadas, as potências processadas pelas três fases do conversor são iguais. Consequentemente, considerando que a tensão  $v_{cm}$  não possui componentes contínuas ou alternadas de frequência angular  $\omega$ , que causariam uma distribuição desequilibrada de potência, a corrente  $i_{cc}$  é dividida igualmente entre as três fases, e a corrente de cada fase da porta CA é dividida igualmente entre os respectivos braços. Assim, as correntes de braço ideais normalizadas com relação à  $\hat{I}$  são descritas por

$$i'_p = \frac{1}{2} \mathbf{a}_\phi + \frac{M}{4G} \cos(\phi) \mathbf{c} \quad (4.27)$$

$$i'_n = -\frac{1}{2} \mathbf{a}_\phi + \frac{M}{4G} \cos(\phi) \mathbf{c}. \quad (4.28)$$

Onde,

$$\mathbf{a}_\phi = \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \phi) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi) \end{pmatrix}. \quad (4.29)$$

### 4.3 Dimensionamento dos dispositivos

Considerando que a moduladora de modo comum,  $m_{cm}$ , é nula, as formas de onda de tensão e corrente ideais de cada braço do

conversor MMC são similares às formas de onda do MMC-1f, sendo a única diferença a defasagem no tempo. Portanto, a amplitude das ondulações de tensão presente nos capacitores do conversor MMC é a mesma calculada anteriormente para o conversor MMC-1f, apresentada em (3.51).

A injeção de terceira harmônica, embora não modifique o balanço de potência no conversor, já que não há nenhuma corrente harmônica, idealmente, modifica a potência instantânea absorvida pelos braços do conversor e, conseqüentemente, a forma de onda da energia instantânea acumulada em cada capacitor. Utilizando a mesma metodologia e considerações feitas na seção 3.2, obtém-se a expressão (4.30) para o valor pico-a-pico das ondulações presentes nas tensões dos capacitores, normalizado com relação à  $\frac{NI}{\omega C}$ . A corrente de braço normalizada obtida em (4.27) e a tensão normalizada gerada pelos braços positivos, que correspondem às próprias moduladoras descritas em (4.24), foram utilizadas na obtenção de (4.30).

$$\Delta V_{C_t}^{3h-pp''} = \frac{\sqrt{4G^2 - M^2 \cos(\phi)^2}}{576G^4} \cdot [144G^4 - 16G^2M^2 \cos(\phi)^4 - 24G^2M^2 \cos(\phi)^2 + 4M^4 \cos(\phi)^6 - 3M^4 \cos(\phi)^4] \quad (4.30)$$

A Figura 4.4 exibe algumas curvas obtidas com (4.30) para os mesmos valores de  $M$ ,  $G$  e  $\phi$  utilizados no caso monofásico. Os valores

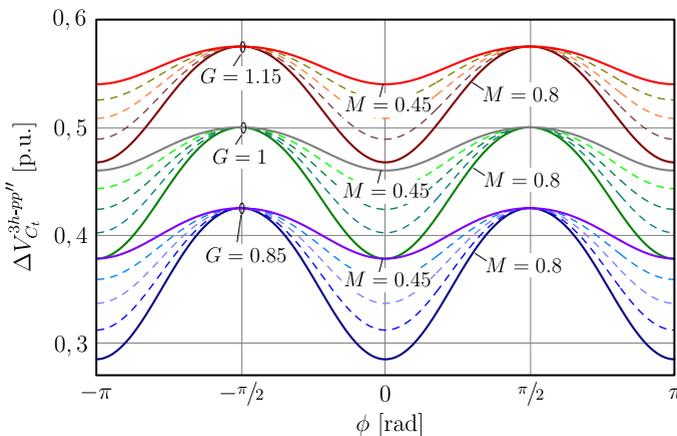


Figura 4.4 – Ondulação de tensão normalizada nos capacitores do MMC operando com injeção de terceira harmônica.

máximos, que acontecem para  $|\phi| = \pi/2$ , são os os mesmos obtidos no caso monofásico. No entanto, os valores mínimos, que ocorrem para  $\phi \in \{0, \pi, -\pi\}$ , obtidos com a injeção de terceira harmônica são levemente menores. Para melhor exemplificar,  $\Delta V_{C_t}^{pp''} = 0,341$  para  $M = 0,95$ ,  $G = 1$  e  $\phi = 0$ , enquanto que, para as mesmas condições,  $\Delta V_{C_t}^{3h-pp''} = 0,332$ .

A injeção de terceira harmônica também modifica os esforços de corrente nos dispositivos semicondutores. Porém, de forma mínima. Gráficos semelhantes aos apresentados nas Figuras 3.28, 3.29 e 3.30, foram obtidos considerando-se as moduladoras com injeção de terceira harmônica ideais definidas em (4.24) e (4.25). No entanto, são muito semelhantes aos gráficos já apresentados, não sendo útil mostrá-los. As expressões usadas para gerar os gráficos, obtidas através de um *software* de matemática simbólica, são muito complexas, também não sendo útil apresentá-las.

#### 4.4 Correntes de circulação e na porta CC

Neste trabalho, as correntes de circulação no MMC tem a mesma definição apresentada para o MMC-1f, ou seja, qualquer corrente que circule através dos indutores de braço além da metade da corrente de fase e um terço da corrente  $i_{cc}$ . O vetor que representa as correntes de circulação é definido como

$$\mathbf{i}_c = (i_{c,a} \quad i_{c,b} \quad i_{c,c})^T. \quad (4.31)$$

As correntes de braço, quando se considera a existência das correntes de circulação, são dadas por

$$\mathbf{i}_p = \frac{1}{2}\mathbf{i}_{ca} + \frac{i_{cc}}{3}\mathbf{c} + \mathbf{i}_c \quad (4.32)$$

$$\mathbf{i}_n = -\frac{1}{2}\mathbf{i}_{ca} + \frac{i_{cc}}{3}\mathbf{c} + \mathbf{i}_c. \quad (4.33)$$

De (4.32) e (4.33), encontra-se que o vetor  $\mathbf{i}_c$  pode ser obtido com

$$\mathbf{i}_c = \frac{1}{2}(\mathbf{i}_p + \mathbf{i}_n) - \frac{i_{cc}}{3}\mathbf{c}. \quad (4.34)$$

Adicionando-se (4.9) à (4.10), encontra-se a seguinte equação para a corrente  $i_{cc}$ ,

$$i_{cc} = \frac{1}{2}(i_{p,a} + i_{p,b} + i_{p,c} + i_{n,a} + i_{n,b} + i_{n,c}), \quad (4.35)$$

a qual pode ser escrita na seguinte forma vetorial,

$$i_{cc}\mathbf{c} = \frac{1}{2}\mathbf{S}(\mathbf{i}_p + \mathbf{i}_n), \quad (4.36)$$

onde,

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}. \quad (4.37)$$

Substituindo (4.36) na equação (4.34), conclui-se que as correntes de circulação podem ser obtidas através da seguinte combinação das correntes de braço,

$$\mathbf{i}_c = \left( \mathbf{I} - \frac{1}{3}\mathbf{S} \right) \frac{1}{2}(\mathbf{i}_p + \mathbf{i}_n). \quad (4.38)$$

Onde  $\mathbf{I}$  é a matriz identidade de dimensão três. Objetivando a simplificação do equacionamento e a conformidade com a análise realizada para o MMC-1f, também é definido aqui o vetor que representa a soma das correntes de braço,

$$\mathbf{i}_s = \frac{1}{2}(\mathbf{i}_p + \mathbf{i}_n). \quad (4.39)$$

Com a qual é possível reescrever as equações (4.36) e (4.38), resultando em

$$i_{cc}\mathbf{c} = \mathbf{S}\mathbf{i}_s \quad (4.40)$$

$$\mathbf{i}_c = \left( \mathbf{I} - \frac{1}{3}\mathbf{S} \right) \mathbf{i}_s. \quad (4.41)$$

ou ainda,

$$\mathbf{i}_c = \mathbf{M}\mathbf{i}_s, \quad (4.42)$$

onde,

$$\mathbf{M} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix}. \quad (4.43)$$

Esta matriz aparece comumente na análise conversores trifásicos. Para uma impedância trifásica conectada em estrela cujos terminais apresentam tensões representados pelo vetor  $\mathbf{v}$ , com referência à um potencial qualquer, é possível encontrar a tensão sobre a impedância de cada fase através de  $\mathbf{M}\mathbf{v}$ .

Já no MMC-1f, não seria possível obter a corrente  $i_{cc}$  como uma combinação das correntes de braço. Seria necessária a filtragem da corrente  $i_s = (i_p + i_n)/2$  para que se obtenha apenas sua componente contínua, já que esta é uma composição de  $i_{cc}$  e também de componentes alternadas provenientes da corrente de circulação.

No caso trifásico, a composição harmônica das correntes de braço pode ser encontrada através da mesma metodologia proposta para o caso monofásico se o indutor  $L_o$  não é utilizado, ou seja, o ponto  $P$  é conectado diretamente à fonte  $V_{CC}$ , e não há injeção de terceira harmônica, já que neste caso o conversor se comportará, com referência à corrente de circulação, como três conversores monofásicos. Se estas condições são respeitadas, o vetor normalizado de correntes  $i'_s$  pode ser escrito como uma série de Fourier, onde os coeficientes são calculados segundo a metodologia apresentada no apêndice A,

$$i'_s = \frac{M}{4G} \cos(\phi) \mathbf{c} + \sum_{n=-\infty}^{\infty} I'_{c_n} e^{jn\omega t} \begin{pmatrix} 1 \\ e^{-jn\frac{2\pi}{3}} \\ e^{jn\frac{2\pi}{3}} \end{pmatrix}. \quad (4.44)$$

Substituindo (4.44) em (4.40), obtém-se

$$i_{cc} = \frac{3M}{4G} \cos(\phi) + \sum_{n=-\infty}^{\infty} I'_{c_n} e^{jn\omega t} \left( 1 + e^{-jn\frac{2\pi}{3}} + e^{jn\frac{2\pi}{3}} \right). \quad (4.45)$$

Ou ainda, considerando que  $I'_{c_n} \neq 0$  apenas para  $|n|$  par e que a expressão entre parenteses é não nula apenas para  $|n|$  múltiplo de três, (4.45) pode ser reescrita como

$$i_{cc} = \frac{3M}{4G} \cos(\phi) + 3 \sum_{r=-\infty}^{\infty} I'_{c_{6r}} e^{j6r\omega t}, \quad (4.46)$$

onde  $r \in \{1, 2, 3, \dots\}$ .

Conclui-se que a corrente que flui através da porta CC do conversor trifásico, embora não apresente harmônicos de grande amplitude como no MMC-1f, é composta não apenas de uma componente contínua, mas também de harmônicos sêxtuplos. Vale salientar que em ambos os conversores, MMC-1f e MMC, as correntes de braço possuem a mesma composição harmônica, se os mesmos parâmetros são utilizados e as condições mencionadas são respeitadas. No entanto, no conversor trifásico, os harmônicos de sequência positiva e negativa se cancelam nos pontos e conexão dos braços, sobrando, na corrente  $i_{cc}$ , apenas a parcela de corrente CC e os harmônicos de

sequência zero, caso as correntes e tensões CA sejam balanceadas. Por outro lado, as correntes de circulação não possuem harmônicos sêxtuplos no MMC.

Para os casos onde  $L_o \neq 0$  e/ou  $m_{cm} \neq 0$ , uma análise completa do conversor trifásico utilizando o modelo médio equivalente do braço apresentado na Figura 3.6 deve ser realizada, a qual não será desenvolvida neste trabalho. Simulações realizadas sob estas condições indicam que o indutor  $L_o$  tende a atenuar a sexta harmônica na corrente  $i_{cc}$ , enquanto que a injeção de terceira harmônica leva à um aumento considerável desta.

A Figura 4.5 apresenta os resultados de uma simulação do MMC, utilizando o modelo médio do braço apresentado na Figura 3.6, para  $N = 4$ ,  $L_o = 0$ ,  $L_a = 1,286$  mH,  $R_a = 1 \Omega$ ,  $G = 1$  e  $M = 0,778$ .

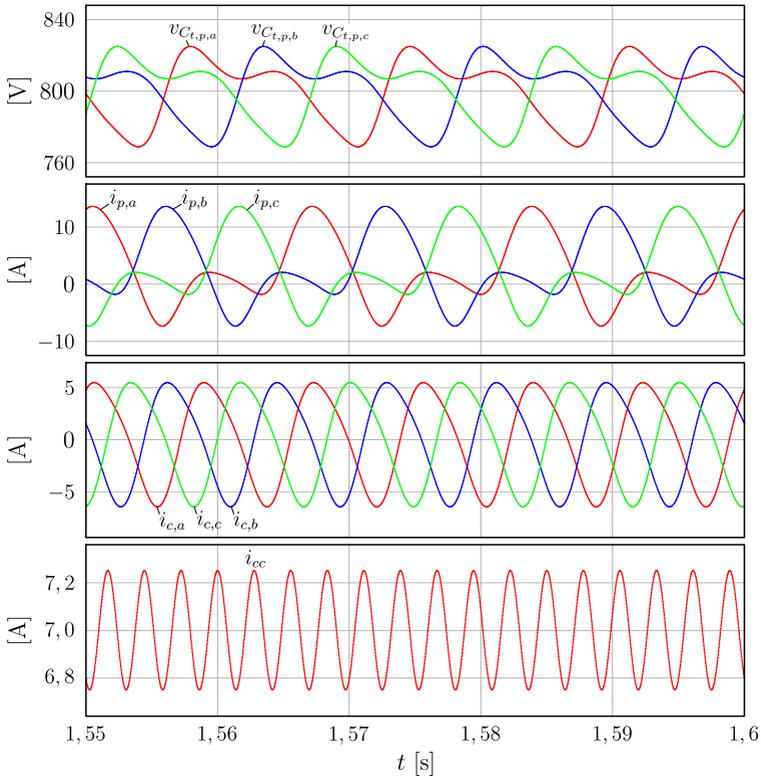


Figura 4.5 – Resultados de simulação do modelo médio de um conversor MMC. De cima para baixo: Tensões nos capacitores equivalentes, correntes nos braços positivos, correntes de circulação e corrente na porta CC.

Fontes de corrente com valor de pico  $\hat{I} = 12$  A foram utilizadas na porta CA, de modo a emular o funcionamento em malha fechada. A tensão de saída vale  $V_{cc} = 800$  V, o fator de potência é unitário e a injeção de terceira harmônica foi utilizada, de acordo com (4.24) e (4.25).

Já que o indutor  $L_o$  não foi utilizado, as formas de onda das tensões nos capacitores e as correntes de braço são muito próximas das obtidas com o conversor monofásico, havendo algumas diferenças devido à injeção de terceira harmônica. As correntes de circulação têm como principal constituinte segundas harmônicas de sequência negativa, já que o sistema é equilibrado. Percebe-se ainda uma ondulação de baixa amplitude na corrente  $i_{cc}$ , que corresponde à sexta harmônica. A décima segunda harmônica e as demais sêxtuplas são muito atenuadas, não sendo possível identificá-las no espectro de  $i_{cc}$ . Embora a injeção de terceira harmônica aumente consideravelmente a amplitude da sexta harmônica, a amplitude desta ainda é baixa, aumentando em menos de 0,5% o valor eficaz de  $i_{cc}$ . Contudo, em aplicações onde longos cabos ou linhas são conectados à porta CC do conversor, qualquer componente alternada deve ser atenuada, com o objetivo de evitar-se ressonâncias e irradiação de ruído eletromagnético.

## 4.5 Considerações sobre o dimensionamento dos indutores do MMC

Assim como no MMC-1f, a modulação  $N + 1$ , idealmente, não deveria causar ondulações nas correntes que integram o vetor  $\mathbf{i}_s$ , já que as somas das tensões dos braços de cada fase seriam constantes. No entanto, como já explicado, a ondulação de tensão nos capacitores causa um cancelamento apenas parcial dos harmônicos de alta frequência gerados pelos braços, resultando em componentes de alta frequência nas correntes que compõe  $\mathbf{i}_s$ . Devido à complexidade do problema, o dimensionamento dos indutores de braço para esta modulação não será estudado neste trabalho.

Para que a determinação das ondulações de corrente e os espectros presentes em  $\mathbf{i}_s$  sejam possíveis, para a modulação  $2N + 1$ , é necessário encontrar equações que relacionem as tensões e as correntes no circuito apresentado na Figura 4.2. Considerando o vetor  $\mathbf{v}_i$  formado pelas tensões  $v_{i,f}$  indicadas na Figura 4.2,

$$\mathbf{v}_i = \begin{pmatrix} v_{i,a} & v_{i,b} & v_{i,c} \end{pmatrix}^T, \quad (4.47)$$

obtem-se as seguintes equações, que provêm da aplicação da lei das malhas,

$$\mathbf{v}_i = v_{o,p}\mathbf{c} - \mathbf{v}_p + L_a\dot{\mathbf{i}}_p \quad (4.48)$$

$$\mathbf{v}_i = v_{o,n}\mathbf{c} + \mathbf{v}_n - L_a\dot{\mathbf{i}}_n. \quad (4.49)$$

Subtraindo (4.48) de (4.49), obtém-se

$$L_a(\dot{\mathbf{i}}_p + \dot{\mathbf{i}}_n) = \mathbf{v}_p + \mathbf{v}_n - (v_{o,p} - v_{o,n})\mathbf{c}. \quad (4.50)$$

Considerando-se a definição apresentada para a corrente  $\mathbf{i}_s$  em (4.39) e o vetor que representa a soma das tensões  $\mathbf{v}_p$  e  $\mathbf{v}_n$ ,  $\mathbf{v}_s$ , dado por

$$\mathbf{v}_s = \mathbf{v}_p + \mathbf{v}_n, \quad (4.51)$$

reescreve-se (4.50) como

$$2L_a\dot{\mathbf{i}}_s = \mathbf{v}_s - (v_{o,p} - v_{o,n})\mathbf{c}. \quad (4.52)$$

A tensão entre os pontos  $P$  e  $N$ ,  $v_{o,p} - v_{o,n}$ , é igual à queda de tensão sobre o indutor  $L_o$  somada à tensão  $V_{CC}$ . Logo,

$$(v_{o,p} - v_{o,n})\mathbf{c} = L_o\dot{i}_{cc}\mathbf{c} + V_{CC}\mathbf{c}. \quad (4.53)$$

Substituindo (4.40) em (4.53),

$$(v_{o,p} - v_{o,n})\mathbf{c} = L_o\mathbf{S}\dot{\mathbf{i}}_s + V_{CC}\mathbf{c}. \quad (4.54)$$

Substituindo (4.54) em (4.52), encontra-se uma equação que relaciona os vetores  $\dot{\mathbf{i}}_s$  e  $\mathbf{v}_s$ ,

$$(L_o\mathbf{S} + 2L_a\mathbf{I})\dot{\mathbf{i}}_s = \mathbf{v}_s - V_{CC}\mathbf{c}. \quad (4.55)$$

Como já apresentado, o vetor  $\mathbf{i}_s$  é uma composição de correntes. A componente de modo comum deste vetor equivale à média das parcelas de corrente contínua que fluem em cada braço, ou seja,  $i_{cc}/3$ , enquanto que suas componentes diferenciais equivalem às correntes de circulação, representadas pelo vetor  $\mathbf{i}_c$ . A equação que rege a dinâmica destas últimas é obtida multiplicando-se (4.55) por  $\mathbf{M}$  à esquerda e considerando a definição de  $\dot{\mathbf{i}}_s$ , dada em (4.42), resultando em

$$2L_a\dot{\mathbf{i}}_c = \mathbf{M}\mathbf{v}_s. \quad (4.56)$$

Enquanto que, multiplicando-se (4.55) por  $\mathbf{S}$  à esquerda, obtém-se a equação que relaciona a corrente  $i_{cc}$  e o vetor  $\mathbf{v}_s$ ,

$$\left(L_o + \frac{2}{3}L_a\right)\dot{i}_{cc}\mathbf{c} = \frac{1}{3}\mathbf{S}\mathbf{v}_s - V_{CC}\mathbf{c}. \quad (4.57)$$

Como todas as linhas da matriz  $\mathbf{S}$  são iguais, assim também são os elementos do vetor resultante do produto  $\mathbf{S}\mathbf{v}_s$ . Logo, este pode ser reescrito como

$$\mathbf{S}\mathbf{v}_s = v_t \mathbf{c}, \quad (4.58)$$

Onde, da definição de  $\mathbf{v}_s$ , dada em (4.51), calcula-se que

$$v_t = v_{p,a} + v_{p,b} + v_{p,c} + v_{n,a} + v_{n,b} + v_{n,c} \quad (4.59)$$

Substituindo (4.58) em (4.57), obtém-se

$$\left( L_o + \frac{2}{3}L_a \right) \dot{i}_{cc} = \frac{1}{3}v_t - V_{CC}, \quad (4.60)$$

Da qual conclui-se que a corrente  $i_{cc}$  é influenciada pela soma das tensões geradas por todos os braços do conversor.

Até então, encontrou-se equações que relacionam as correntes de circulação e CC com as tensões geradas pelos braços. A relação entre as correntes na porta CA e as tensões geradas pelos braços é buscada a seguir.

Adicionando (4.49) à (4.48), e considerando (4.11), encontra-se que

$$2\mathbf{v}_i = \mathbf{v}_n - \mathbf{v}_p + L_a(\dot{\mathbf{i}}_p - \dot{\mathbf{i}}_n). \quad (4.61)$$

Definindo o vetor  $\mathbf{v}_d$ , dado por

$$\mathbf{v}_d = \frac{1}{2}(\mathbf{v}_p - \mathbf{v}_n), \quad (4.62)$$

e substituindo-o em (4.61), juntamente com (4.7), obtém-se

$$2\mathbf{v}_i = -2\mathbf{v}_d + L_a \dot{\mathbf{i}}_{ca}. \quad (4.63)$$

Enquanto que, da análise do circuito equivalente apresentado na Figura 4.2, resulta a seguinte relação entre os vetores de tensões  $\mathbf{v}_{ca}$  e  $\mathbf{v}_i$  e o vetor de correntes  $\dot{\mathbf{i}}_{ca}$ ,

$$L_f \dot{\mathbf{i}}_{ca} = \mathbf{M}(\mathbf{v}_{ca} - \mathbf{v}_i). \quad (4.64)$$

Substituindo (4.63) em (4.64), obtém-se uma relação entre os vetores  $\dot{\mathbf{i}}_{ca}$  e  $\mathbf{v}_d$ , dada por

$$\left( L_f \mathbf{I} + \frac{L_a}{2} \mathbf{M} \right) \dot{\mathbf{i}}_{ca} = \mathbf{M}(\mathbf{v}_{ca} + \mathbf{v}_d). \quad (4.65)$$

As principais equações encontradas nesta seção, (4.56), (4.60) e (4.65), que relacionam as combinações de correntes e tensões mais úteis no conversor, são usadas nas próximas subseções no cálculo dos espectros das correntes em função do espectro das tensões, bem como na derivação de funções de transferência usadas no projeto dos controladores de corrente.

### 4.5.1 Dimensionamento dos indutores de braço para a modulação $2N + 1$ sem injeção de terceira harmônica

Em aplicações onde ambas as portas do MMC, CA e CC, estão conectadas à linhas de transmissão ou cabos, como em conversores para HVDC, um conteúdo harmônico de alta frequência muito reduzido deve existir nas correntes de ambas as portas. No entanto, as correntes internas do conversor, no caso do MMC, apenas as correntes de circulação, não têm sua ondulação diretamente limitada por normas. Logo, os indutores de braço podem ser dimensionados de modo que se resulte numa ondulação de corrente maior nestes, diminuindo custos. Por outro lado, estes indutores, em conjunto com o indutor  $L_o$ , afetam diretamente a taxa de crescimento da corrente na porta CC em caso de curto-circuito. Será considerado, neste trabalho, que a finalidade dos indutores de braço é apenas a limitação das correntes de alta frequência, e que o indutor  $L_o$  pode ser dimensionado de modo a limitar a taxa de crescimento de uma possível corrente de falta.

De (4.32), encontra-se que as derivadas das correntes que fluem através dos indutores dos braços positivos são dadas por

$$\dot{i}_p = \frac{1}{2}\dot{i}_{ca} + \frac{\dot{i}_{cc}}{3}\mathbf{c} + \dot{i}_c. \quad (4.66)$$

Considerando que a ondulação de corrente nos indutores de braço é causada principalmente pelas correntes de circulação, aproxima-se a derivada das correntes de braço por

$$\dot{i}_p \approx \dot{i}_c. \quad (4.67)$$

Logo, segundo (4.56), e considerando (4.67), a derivada da corrente no braço positivo da fase  $a$  é aproximadamente dada por

$$2L_a\dot{i}_{p,a} = \frac{1}{3}(2v_{s,a} - v_{s,b} - v_{s,c}). \quad (4.68)$$

Considera-se que a corrente  $i_{p,a}$  é composta por uma parcela de baixa frequência e outra de alta frequência,  $\Delta i_{p,a}$ , decorrente das tensões comutadas geradas pelos braços. Esta última varia, dentro de um período de comutação equivalente, de acordo com

$$\Delta i_{p,a} = \frac{T_s V_{Ct}}{2NL_a} \Delta i'_{p,a}, \quad (4.69)$$

onde,

$$\Delta i'_{p,a} = \frac{1}{3} \int_{\omega_{eq} t_0}^{\omega_{eq} t} (2v'_{s,a} - v'_{s,b} - v'_{s,c}) d\omega_{eq} \tau. \quad (4.70)$$

As tensões  $v'_{s,a}$ ,  $v'_{s,b}$  e  $v'_{s,c}$  correspondem aos elementos do vetor  $\mathbf{v}_s$ , normalizados com relação à  $V_{Ct}$ ,  $\omega_{eq} = N\omega_c$  e  $t_0$  é o instante onde se inicia um período de comutação equivalente.

A ondulação, ou seja, o valor pico-a-pico, da corrente no indutor  $L_a$  do braço positivo da fase  $a$ , normalizada com relação à  $\frac{T_s V_{Ct}}{2NL_a}$ , dentro de um período de comutação, é dada por

$$\Delta i_{p,a}^{pp'} = \max_{t_0 < t \leq t_0 + T_{eq}} (\Delta i'_{p,a}) - \min_{t_0 < t \leq t_0 + T_{eq}} (\Delta i'_{p,a}). \quad (4.71)$$

As Figuras 4.6 (a), (b) e (c) apresentam as formas de onda das tensões normalizadas  $v'_{s,f}$ , para  $N = 4$ , com  $f \in \{a, b, c\}$ . As áreas hachuradas,  $a_{s,a}$ ,  $a_{s,b}$  e  $a_{s,c}$ , correspondem aos fluxos concatenados, dos pulsos ímpares, que causam a ondulação de corrente nos indutores  $L_a$ . Considerou-se, para fins de simplificação dos cálculos, que a área do pulso é negativa se o pulso é formado devido à diminuição da tensão  $v'_{s,f}$ . A Figura 4.6 (e) apresenta os valores médios quase-instantâneos das áreas destes pulsos, obtidos através de

$$\langle a_{s,f} \rangle = \frac{1}{2N} [1 - |1 - Nm_{p,f} + \lfloor Nm_{p,f} \rfloor|] \cdot (-1)^{\lfloor Nm_{p,f} \rfloor}. \quad (4.72)$$

A tensão resultante sobre o indutor  $L_a$  do braço positivo da fase  $a$ ,  $v'_{c,p,a}$ , é mostrada na Figura 4.6 (d).

Para a maioria dos pulsos de tensão aplicados sobre os indutores  $L_a$ , o valor mínimo de  $\Delta i'_{p,a}$ , em módulo, ocorre antes da aplicação do pulso, enquanto que o valor máximo, em módulo, ocorre após a aplicação do pulso. Nestes casos, considerando que os sinais moduladores não variam dentro de um período de comutação,  $\Delta i_{p,a}^{pp'}$  é dada por

$$\Delta i_{p,a}^{pp'} = \frac{1}{3} (2a_{s,a} - a_{s,b} - a_{s,c}), \quad (4.73)$$

onde o símbolo  $\langle \cdot \rangle$  foi omitido.

No entanto, nos casos onde a tensão  $v'_{c,p,a}$  apresenta valores positivos e negativos dentro de um período de comutação, os valores máximo e mínimo de  $\Delta i'_{p,a}$  podem ocorrer durante a aplicação do pulso, e não nos extremos. No total, existem seis casos, distinguíveis de acordo com os sinais e valores de  $a_{s,a}$ ,  $a_{s,b}$  e  $a_{s,c}$ , onde esta

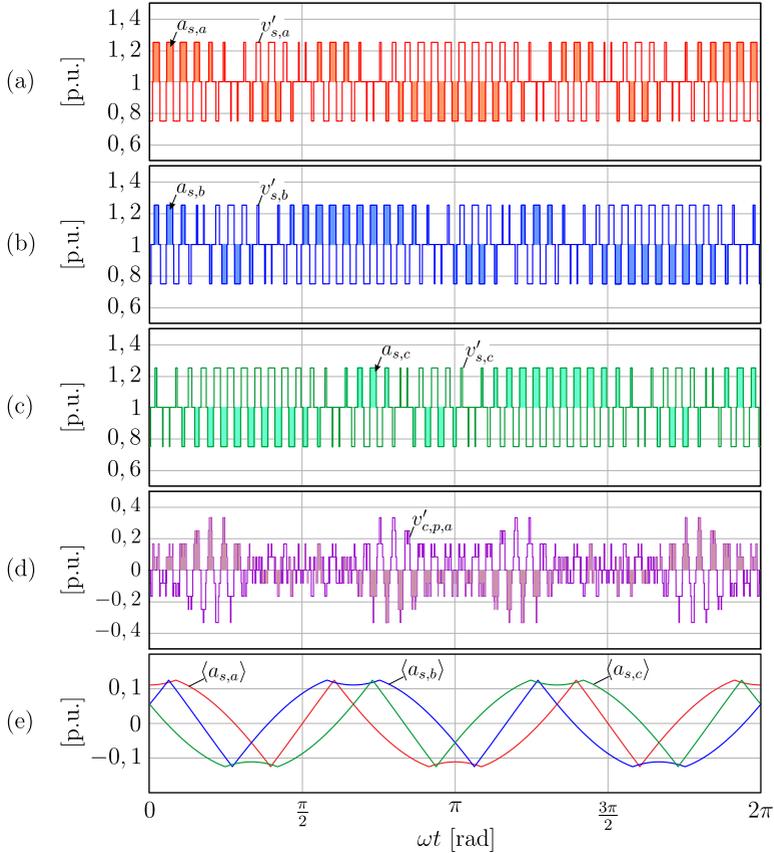


Figura 4.6 – Soma das tensões geradas pelos braços da fase: (a)  $a$ , (b)  $b$  e (c)  $c$ . Em (d) é apresentada a tensão resultante sobre o indutor do braço positivo da fase  $a$ . O diagrama (e) apresenta os valores médios quase-instantâneos das áreas dos pulsos ímpares presentes nas tensões  $v'_{s,a}$ ,  $v'_{s,b}$  e  $v'_{s,c}$ .

situação pode ocorrer. As Figuras 4.7 (a), (b) e (c), à esquerda, apresentam metade destes casos, para os quais  $a_{s,a} > 0$ . A condição que pode levar à ocorrência destes casos é indicada acima de cada figura, enquanto que a expressão que leva ao valor correto de  $\Delta i_{p,a}^{pp'}$  é apresentado juntamente com a forma de onda da corrente.

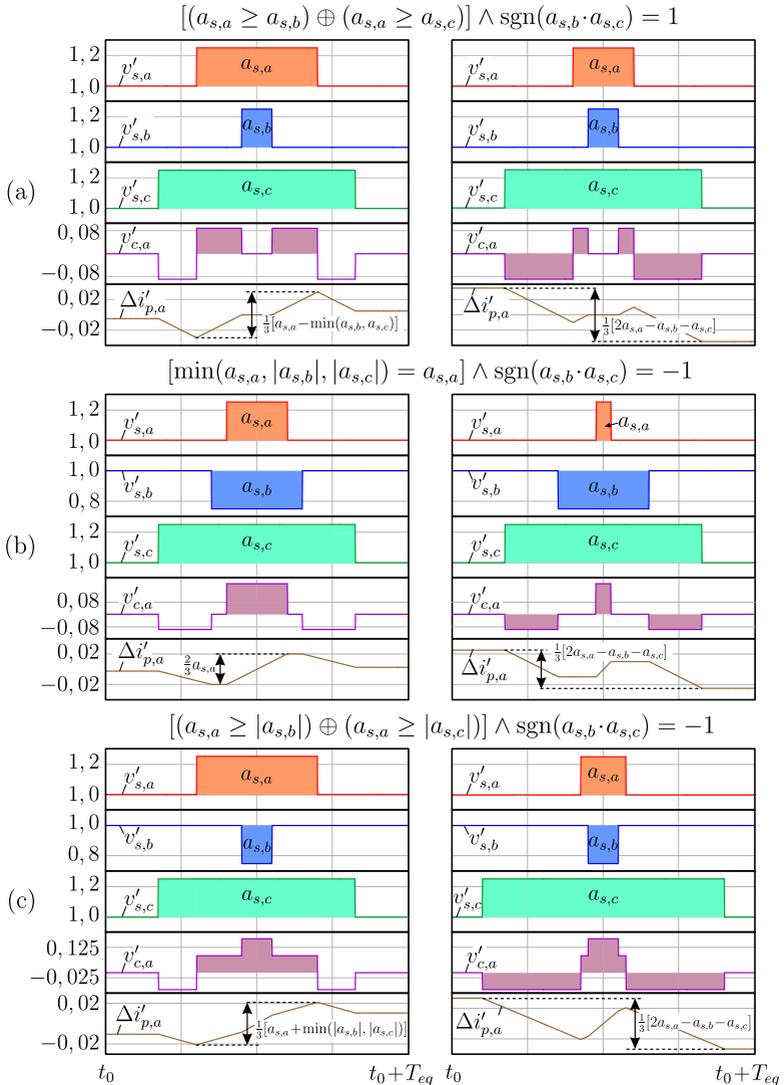


Figura 4.7 – À esquerda, casos nos quais  $\Delta i'_{p,a}$  pode não ser calculável através de (4.73). A condição na qual estes casos podem ocorrer é descrita acima das figuras, e a expressão que leva ao cálculo correto de  $\Delta i'_{p,a}$  é apresentada juntamente com a forma de onda da corrente. Os casos nos quais (4.73) é válida são apresentados à direita.

A função  $\text{sgn}(\cdot)$ , utilizada na Figura 4.7, é definida como

$$\text{sgn}(a) = \begin{cases} 1 & \text{se } a > 0 \\ 0 & \text{se } a = 0 \\ -1 & \text{se } a < 0 \end{cases} \quad (4.74)$$

É importante salientar que, mesmo havendo tensões positivas e negativas aplicadas ao indutor de braço, os pontos de máximo e mínimo ainda podem ocorrer nos extremos do período de comutação, dependendo da relação entre as áreas  $a_{s,a}$ ,  $a_{s,b}$  e  $a_{s,c}$ . As Figuras 4.7 (a), (b) e (c), à direita, apresentam casos nos quais há tensão positiva e negativa aplicadas ao indutor de braço, e, no entanto, a ondulação de corrente é dada por (4.73). A verificação de qual equação deve ser utilizada é realizada comparando-se os resultados obtidos por ambas as expressões possíveis. Aquela que resultar em maior valor deverá ser utilizada. Assim, a seguinte equação representa a ondulação de corrente no indutor do braço positivo da fase  $a$ , considerando-se o uso da modulação  $2N + 1$ , operação simétrica e  $G = 1$ .

$$\Delta i_{p,a}^{pp'} = \begin{cases} \frac{1}{3} \max \{ [a'_{s,a} - \min(a'_{s,b}, a'_{s,c})], |2a'_{s,a} - a'_{s,b} - a'_{s,c}| \} \\ \quad \text{se } [(a_{s,a} \geq a_{s,b}) \oplus (a_{s,a} \geq a_{s,c})] \wedge [\text{sgn}(a_{s,b} \cdot a_{s,c}) = 1] \\ \frac{1}{3} \max \{ [a'_{s,a} + \min(|a'_{s,b}|, |a'_{s,c}|)], |2a'_{s,a} - a'_{s,b} - a'_{s,c}| \} \\ \quad \text{se } [(a_{s,a} \geq |a_{s,b}|) \oplus (a_{s,a} \geq |a_{s,c}|)] \wedge [\text{sgn}(a_{s,b} \cdot a_{s,c}) = -1] \\ \frac{1}{3} \max \{ [2a'_{s,a}], |2a'_{s,a} - a'_{s,b} - a'_{s,c}| \} \\ \quad \text{se } [\min(a'_{s,a}, |a'_{s,b}|, |a'_{s,c}|) = a'_{s,a}] \wedge [\text{sgn}(a_{s,b} \cdot a_{s,c}) = -1] \\ \frac{1}{3} |2a'_{s,a} - a'_{s,b} - a'_{s,c}| \\ \quad \text{outros casos} \end{cases} \quad (4.75)$$

Onde  $a'_{s,a}$ ,  $a'_{s,b}$  e  $a'_{s,c}$ , descritos em (4.76), correspondem às áreas  $a_{s,a}$ ,  $a_{s,b}$  e  $a_{s,c}$  normalizadas com relação ao sinal de  $a_{s,a}$ . Ou seja,  $a'_{s,a}$  é sempre positiva, de modo que todos os possíveis casos se resumem aos apresentados na Figura 4.7.

$$a'_{s,j} = \text{sgn}(a_{s,a}) a_{s,j} \quad (4.76)$$

A Figura 4.8 apresenta como  $\Delta i_{p,a}^{pp'}$  varia em função de  $\omega t$ , para a modulação  $2N + 1$ ,  $G = 1$  e algumas combinações de  $M$  e  $N$ .

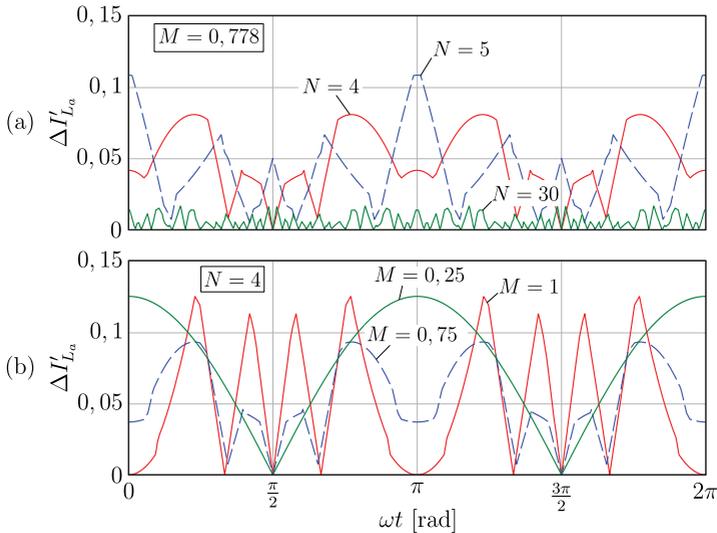


Figura 4.8 – Valor pico-a-pico da ondulação de corrente no indutor do braço positivo da fase  $a$  para (a)  $M = 0,778$  e alguns valores de  $N$ , e (b)  $N = 4$  e alguns valores de  $M$ .

O procedimento para o dimensionamento do indutor  $L_a$  consiste em calcular  $\Delta i_{p,a}^{pp'}$  para um período da corrente CA e  $M$  nominal, e verificar o valor máximo desta variável, aqui denominada  $\Delta I'_{L_a}$ . A indutância mínima requerida para que uma ondulação  $\Delta I_{L_a}^{max}$  ocorra, é, então, dada por

$$L_a \geq \frac{T_s V_{Ct}}{2N \Delta I_{L_a}^{max}} \Delta I'_{L_a}. \quad (4.77)$$

#### 4.5.2 Dimensionamento dos indutores do filtro CA sem injeção de terceira harmônica

Da equação (4.65), encontra-se que a derivada do vetor  $\dot{\mathbf{i}}_{ca}$ , em função das tensões  $\mathbf{v}_{ca}$  e  $\mathbf{v}_d$ , é dada por

$$\dot{\mathbf{i}}_{ca} = \left( L_f \mathbf{I} + \frac{L_a}{2} \mathbf{M} \right)^{-1} \mathbf{M} (\mathbf{v}_{ca} + \mathbf{v}_d), \quad (4.78)$$

a qual, rigorosamente, é válida apenas para  $L_f \neq 0$ , já que  $\mathbf{M}$  não é invertível. Considerando-se a definição de  $\mathbf{M}$ , dada em (4.43), (4.78)

pode ser simplificada, resultando em

$$\dot{\mathbf{i}}_{ca} = \frac{2}{2L_f + L_a} \mathbf{M}(\mathbf{v}_{ca} + \mathbf{v}_d). \quad (4.79)$$

Verifica-se que a indutância  $L_a$  influencia na derivada de  $\mathbf{i}_{ca}$ , e portanto, também influencia no espectro desta para dadas tensões  $\mathbf{v}_{ca}$  e  $\mathbf{v}_d$ . Portanto, é necessário que esta indutância já tenha sido dimensionada para que se possa calcular  $L_f$ .

#### 4.5.2.1 Dimensionamento dos indutores de filtro para a modulação *phase-shift* $N + 1$

De (4.79) e (3.88), encontra-se que as magnitudes dos harmônicos do primeiro grupo não nulo, situados em torno de  $RN$ , para a modulação  $N + 1$  e  $G = 1$ , da corrente  $i_a$  são dadas por

$$\hat{I}_n^{hf} = \frac{V_C}{\omega L_t} \cdot \frac{2 \left| 2 - e^{-jn\frac{2\pi}{3}} - e^{jn\frac{2\pi}{3}} \right|}{3\pi(RN + n)} \cdot \left| J_n \left( N\frac{\pi}{2}M \right) \sin \left[ (N + n)\frac{\pi}{2} \right] \right|, \quad (4.80)$$

onde  $L_g$ , representando a indutância da rede, foi considerada. Logo,  $L_t$  é dada por

$$L_t = L_g + L_f + \frac{L_a}{2}, \quad (4.81)$$

e a influência das bandas laterais do segundo grupo em diante foram desconsideradas.

A única diferença entre os espectros das correntes drenadas da fonte CA pelos conversores MMC-1f e MMC é presença de harmônicos triplos no primeiro, já que o segundo não os possui, graças ao termo  $|2 - e^{-jn\frac{2\pi}{3}} - e^{jn\frac{2\pi}{3}}|$ , que é nulo para  $|n|$  múltiplo de três.

Novamente, não há solução analítica simples, conhecida pelo autor, que determine para qual valor de  $n$   $\hat{I}_n^{hf}$  será máximo, de modo que é necessário calcular a amplitude dos harmônicos para  $n \in \{-n_{min}..0\}$  e se inspecione para qual  $n$  obtém-se maior amplitude. A Figura 4.9 apresenta as amplitudes dos harmônicos de alta frequência do primeiro grupo normalizadas com relação à  $\frac{V_C}{\omega L_t}$ , para  $R = 25$ ,  $N = 4$  e  $M = 0,91$  da corrente  $i_a$ . Verifica-se que o harmônico de maior amplitude está relacionado à  $n_{max} = -5$ , e portanto, a ordem deste é  $NR + n_{max} = 4 \cdot 25 - 5 = 95$ . Comparando a Figura 4.9 com a Figura 3.24, verifica-se que a única diferença entre estas é a presença de harmônicas triplas na última, como esperado.

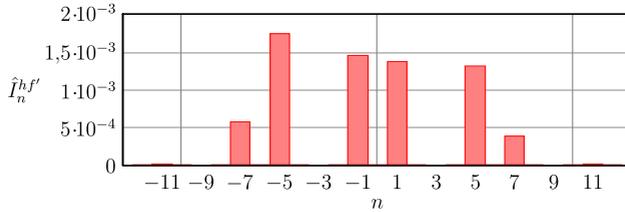


Figura 4.9 – Primeiro grupo de harmônicos de alta frequência, em torno do harmônico  $NR$ , presentes na corrente  $i_a$  para  $R = 25$ ,  $N = 4$  e  $M = 0,91$  para a modulação  $N + 1$ .

A indutância mínima necessária para que a corrente de alta frequência de máxima amplitude seja limitada à  $I^{hf,max}$  pode ser encontrada através da equação (3.106)

#### 4.5.2.2 Dimensionamento dos indutores de filtro para a modulação *phase-shift* $2N + 1$

Para a modulação  $2N + 1$ , os primeiros harmônicos não nulos, idealmente, devido ao cancelamento do primeiro grupo, encontram-se em torno do harmônico de ordem  $2NR$ , e as amplitudes dos harmônicos presentes nas bandas laterais são dadas por

$$\hat{I}_n^{hf} = \frac{V_C}{\omega L_t} \cdot \frac{\left| 2 - e^{-jn\frac{2\pi}{3}} - e^{jn\frac{2\pi}{3}} \right|}{3\pi(2RN + n)} \cdot \left| J_n(N\pi M) \operatorname{sen} \left[ (2N + n) \frac{\pi}{2} \right] \right|. \quad (4.82)$$

Assim como para a modulação anterior, é necessário calcular a amplitude dos harmônicos do primeiro grupo não nulo e verificar qual possui a maior amplitude. A Figura 4.10 apresenta as amplitudes

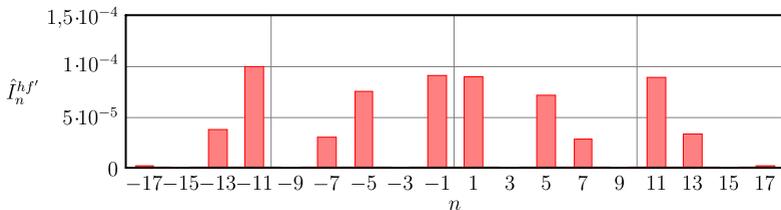


Figura 4.10 – Primeiro grupo de harmônicos de alta frequência, em torno do harmônico  $2NR$ , presentes na corrente  $i_a$  para  $R = 25$ ,  $N = 4$  e  $M = 0,91$  para a modulação  $2N + 1$ .

normalizadas dos primeiros harmônicos para  $R = 25$ ,  $N = 4$  e  $M = 0,91$ . Para estas condições, o harmônico mais forte ocorre para  $n_{max} = -11$ , que corresponde ao harmônico de ordem  $2RN + n_{max} = 2 \cdot 25 \cdot 4 - 11 = 189$ .

O indutor  $L_f$  pode ser calculado, considerando-se uma amplitude máxima de  $I^{hf,max}$ , através da (3.110).

Para os dois tipos de modulação, a influência dos indutores  $L_f$ ,  $L_a$  e  $L_g$  no índice de modulação deve ser analisada, segundo o procedimento descrito na subseção 3.5.2.3, de modo que as amplitudes máximas dos harmônicos ainda sejam respeitadas mesmo quando se considera a tensão adicional que o conversor terá que gerar.

### 4.5.3 Dimensionamento do indutor do filtro CC para a modulação $2N + 1$ sem injeção de terceira harmônica

Os primeiros harmônicos de alta frequência presentes nas corrente  $i_{cc}$ , para a modulação  $2N + 1$  e  $G = 1$ , encontram-se em torno da ordem  $RN$ , e suas amplitudes podem ser encontradas através de

$$\hat{I}_{cc,n}^{hf} = \frac{V_C}{\omega L_{cc}} \cdot \frac{4 \left| 1 + e^{-jn\frac{2\pi}{3}} + e^{jn\frac{2\pi}{3}} \right|}{3\pi(RN + n)} \cdot \left| J_n \left( N \frac{\pi}{2} M \right) \operatorname{sen} \left[ (N + n) \frac{\pi}{2} \right] \right|, \quad (4.83)$$

a qual foi obtida de (4.60) e (3.88). Por se tratar de uma corrente de eixo zero, apenas as harmônicas triplas estão presentes, já que todas as outras são canceladas através do termo  $|1 + e^{-jn\frac{2\pi}{3}} + e^{jn\frac{2\pi}{3}}|$ .

A indutância equivalente vista pela corrente  $i_{cc}$ ,  $L_{cc}$ , é dada por

$$L_{cc} = L_o + \frac{2L_a}{3}. \quad (4.84)$$

Assim como nos outros casos, é necessário calcular a amplitude  $\hat{I}_{cc,n}^{hf}$  para vários valores de  $n$  e verificar qual harmônico possui a maior amplitude. No caso da corrente  $i_{cc}$ , quase sempre  $n_{max} = -3$ . A Figura 4.11 apresenta as amplitudes dos harmônicos de alta frequência do primeiro grupo normalizadas com relação à  $\frac{V_C}{\omega L_{cc}}$ , para  $R = 25$ ,  $N = 4$  e  $M = 0,91$  da corrente  $i_{cc}$ . Como esperado, o harmônico de maior amplitude está relacionado à  $n_{max} = -3$ , e portanto, a ordem deste é  $NR + n_{max} = 4 \cdot 25 - 3 = 97$ .

A indutância  $L_o$  que leva à uma amplitude máxima dos harmô-

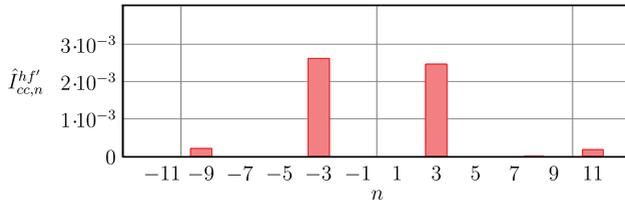


Figura 4.11 – Primeiro grupo de harmônicos de alta frequência, em torno do harmônico  $NR$ , presentes na corrente  $i_{cc}$  para  $R = 25$ ,  $N = 4$  e  $M = 0,91$  para a modulação  $2N + 1$ .

nicos de alta frequência de  $I_{cc}^{hf,max}$  pode ser encontrada através de

$$L_o = \frac{V_C}{\omega I_{cc}^{hf,max}} \cdot \frac{4}{\pi(RN + n_{max})} \cdot \left| J_{n_{max}} \left( N \frac{\pi}{2} M \right) \operatorname{sen} \left[ (N + n_{max}) \frac{\pi}{2} \right] \right| - \frac{2L_a}{3}. \quad (4.85)$$

## 4.6 Modelagem e controle das correntes

O conversor MMC, de acordo com a estrutura apresentada neste capítulo, possui dez indutores no total. No entanto, as restrições impostas pelo circuito,

$$i_a = i_{p,a} - i_{n,a} \quad (4.86)$$

$$i_b = i_{p,b} - i_{n,b} \quad (4.87)$$

$$i_c = i_{p,c} - i_{n,c} \quad (4.88)$$

$$0 = i_a + i_b + i_c \quad (4.89)$$

$$i_{cc} = \frac{1}{2}(i_{p,a} + i_{p,b} + i_{p,c} + i_{n,a} + i_{n,b} + i_{n,c}), \quad (4.90)$$

limitam o número de correntes, ou combinações de correntes, controláveis em cinco. Nesta seção são apresentados modelos e controladores para as combinações de correntes mais significativas no MMC,  $i_{ca}$ ,  $i_c$  e  $i_{cc}$ . Com o objetivo de obter-se um modelo mais completo, são consideradas as resistências dos indutores de filtro CA,  $R_f$ , do filtro CC,  $R_o$ , e resistências equivalentes de braço,  $R_a$ , como apresentado na Figura 4.12.

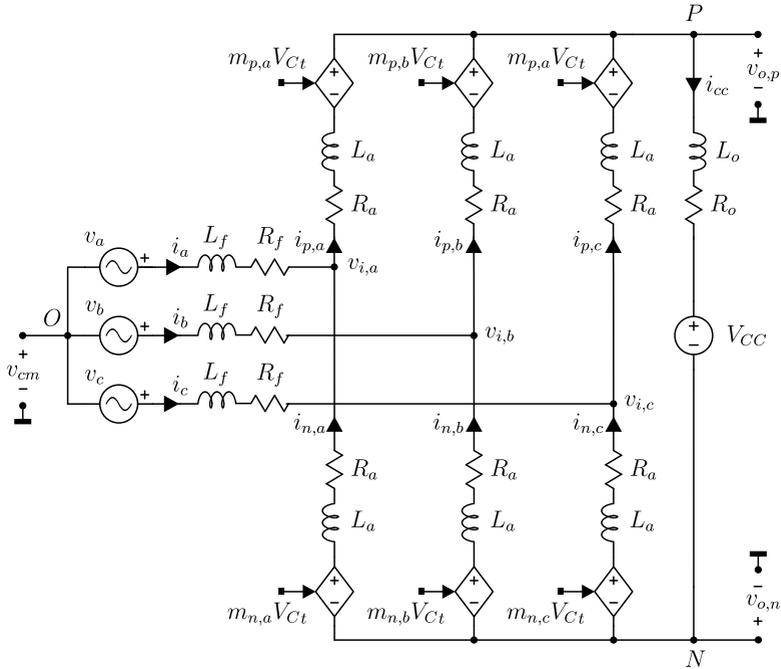


Figura 4.12 – Circuito equivalente simplificado do MMC, no qual são consideradas as resistências dos indutores de filtro e de braço.

#### 4.6.1 Controle das correntes da porta CA

Se as resistências  $R_f$  e  $R_a$  são consideradas, (4.65) pode ser reescrita como (4.91).

$$\left( L_f \mathbf{I} + \frac{L_a}{2} \mathbf{M} \right) \dot{\mathbf{i}}_{ca} = - \left( R_f \mathbf{I} + \frac{R_a}{2} \mathbf{M} \right) \mathbf{i}_{ca} + \mathbf{M}(\mathbf{v}_{ca} + \mathbf{v}_d). \quad (4.91)$$

Embora o vetor  $\mathbf{i}_{ca}$  possua três elementos, é possível controlar apenas duas combinações de correntes da porta CA do conversor, já que este é conectado à três fios à rede CA, dando origem à restrição (4.89). É prática comum no controle de conversores estáticos trifásicos o uso de uma transformação que, quando aplicada à equação que modela as correntes no conversor, diagonaliza as matrizes do sistema, desacoplando as variáveis e indicando qual combinação do vetor de tensões não influencia nas correntes drenadas. Uma das transformações usuais é a transformada de Clarke ou  $\alpha\beta 0$ . A transformação

$\alpha\beta 0$  adotada neste trabalho é mostrada em (4.92).

$$\mathbf{T} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (4.92)$$

Considerando as seguintes variáveis definidas em  $\alpha\beta 0$ ,

$$\mathbf{i}_{ca}^{\alpha\beta 0} = \mathbf{T} \mathbf{i}_{ca} = (i_{ca,\alpha} \quad i_{ca,\beta} \quad i_{ca,0})^T \quad (4.93)$$

$$\mathbf{v}_{ca}^{\alpha\beta 0} = \mathbf{T} \mathbf{v}_{ca} = (v_{ca,\alpha} \quad v_{ca,\beta} \quad v_{ca,0})^T \quad (4.94)$$

$$\mathbf{v}_d^{\alpha\beta 0} = \mathbf{T} \mathbf{v}_d = (v_{d,\alpha} \quad v_{d,\beta} \quad v_{d,0})^T \quad (4.95)$$

e substituindo-as em (4.91), obtém-se

$$\left( L_f \mathbf{I} + \frac{L_a}{2} \mathbf{M} \right) \mathbf{T}^{-1} \mathbf{i}_{ca}^{\alpha\beta 0} = - \left( R_f \mathbf{I} + \frac{R_a}{2} \mathbf{M} \right) \mathbf{T}^{-1} \mathbf{i}_{ca}^{\alpha\beta 0} + \mathbf{M} \mathbf{T}^{-1} (\mathbf{v}_{ca}^{\alpha\beta 0} + \mathbf{v}_d^{\alpha\beta 0}). \quad (4.96)$$

Multiplicando (4.96) por  $\mathbf{T}$  pela esquerda, obtém-se as equações

$$\left( L_f + \frac{L_a}{2} \right) \dot{\mathbf{i}}_{ca}^{\alpha\beta} = - \left( R_f + \frac{R_a}{2} \right) \mathbf{i}_{ca}^{\alpha\beta} + (\mathbf{v}_{ca}^{\alpha\beta} + \mathbf{v}_d^{\alpha\beta}) \quad (4.97)$$

$$L_f \dot{i}_{ca}^0 = -R_f i_{ca}^0, \quad (4.98)$$

onde,

$$\mathbf{i}_{ca}^{\alpha\beta} = (i_{ca,\alpha} \quad i_{ca,\beta})^T \quad (4.99)$$

$$\mathbf{v}_{ca}^{\alpha\beta} = (v_{ca,\alpha} \quad v_{ca,\beta})^T \quad (4.100)$$

$$\mathbf{v}_d^{\alpha\beta} = (v_{d,\alpha} \quad v_{d,\beta})^T \quad (4.101)$$

Obteve-se, então, um modelo desacoplado que relaciona as correntes diferenciais, em eixos  $\alpha\beta$ , da porta CA e as tensões diferenciais, em eixos  $\alpha\beta$ , geradas pelos braços. Verifica-se que a corrente de eixo zero, ou de modo comum, sempre será nula, já que esta não depende de tensão alguma. Além disso, as tensões de eixo zero,  $v_d^0$  e  $v_{ca}^0$ , não influenciam as correntes da porta CA.

Aplicando-se a transformada de Laplace à (4.97), e desconsiderando-se a influência do vetor  $\mathbf{v}_{ca}$ , encontra-se a função de transferência

$$G_{i_{ca},e}(s) = \frac{i_{ca,e}(s)}{v_{d,e}(s)} = \frac{2}{s(2L_f + L_a) + (2R_f + R_a)}, \quad (4.102)$$

onde  $e \in \{\alpha, \beta\}$ . Esta função de transferência é similar à obtida para o MMC-1f, e, sendo o sinal de referência também senoidal, o mesmo tipo de controlador com parcela ressonante,

$$C_{i_{ca}}^{\alpha\beta}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{K_r s}{s^2 + \omega^2}, \quad (4.103)$$

pode ser utilizado. Porém, são necessários dois controladores, um para a corrente de eixo  $\alpha$ , e outro para a corrente de eixo  $\beta$ . Considerando que as correntes nos braços positivos e negativos são medidas, a Figura 4.13 apresenta o sistema de controle das correntes representadas por  $i_{ca}$ . A matriz de controladores  $C_{i_{ca}}$  é dada por

$$C_{i_{ca}}^{\alpha\beta} = \begin{pmatrix} C_{i_{ca}}^{\alpha\beta}(s) & 0 \\ 0 & C_{i_{ca}}^{\alpha\beta}(s) \end{pmatrix}. \quad (4.104)$$

A tensão de modo comum injetada pelo conversor pode ser controlada através de  $v_d^{0*}$ , que se relaciona com a primeira através de

$$v_{cm} = -\frac{v_d^{0*}}{\sqrt{3}}. \quad (4.105)$$

A utilização de controladores em eixos síncronos é outro esquema de controle de corrente amplamente utilizado em conversores trifásicos. Neste caso, outra transformação, linear variante no tempo, conhecida como transformação de Park ou  $dq0$  é utilizada. A principal vantagem deste sistema de controle é que após transformadas, variáveis senoidais tornam-se constantes, tornando possível o uso de simples compensadores, como o PI, e ainda garantir erro estacionário

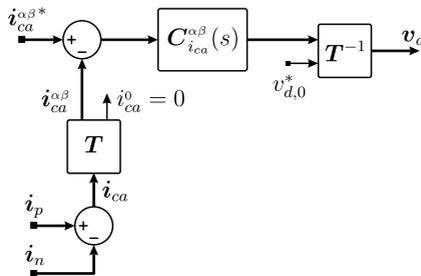


Figura 4.13 – Sistema e controle das correntes representadas pelo vetor  $i_{ca}$ .

nulo na frequência de interesse. Um modelo em eixos síncronos pode ser obtido a partir de (4.97), com a aplicação da transformação

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} \cos(\omega t) & \text{sen}(\omega t) \\ \text{sen}(\omega t) & -\cos(\omega t) \end{pmatrix}, \quad (4.106)$$

ou ainda, diretamente de (4.91), através de

$$\mathbf{B} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \text{sen}(\omega t) & \text{sen}(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix}. \quad (4.107)$$

Por um caminho ou outro, obtém-se

$$\left(L_f + \frac{L_a}{2}\right) \mathbf{i}_{ca}^{dq} = \left[\left(L_f + \frac{L_a}{2}\right) \boldsymbol{\Omega} - \left(R_f + \frac{R_a}{2}\right)\right] \mathbf{i}_{ca}^{dq} + (\mathbf{v}_{ca}^{dq} + \mathbf{v}_d^{dq}). \quad (4.108)$$

Onde,

$$\boldsymbol{\Omega} = \begin{pmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{pmatrix}, \quad (4.109)$$

e as variáveis transformadas valem

$$\mathbf{i}_{ca}^{dq} = \mathbf{R} \mathbf{i}_{ca}^{\alpha\beta} = (i_{ca,d} \quad i_{ca,q})^T \quad (4.110)$$

$$\mathbf{v}_{ca}^{dq} = \mathbf{R} \mathbf{v}_{ca}^{\alpha\beta} = (v_{ca,d} \quad v_{ca,q})^T \quad (4.111)$$

$$\mathbf{v}_d^{dq} = \mathbf{R} \mathbf{v}_d^{\alpha\beta} = (v_{d,d} \quad v_{d,q})^T. \quad (4.112)$$

Observa-se que existe um acoplamento entre as correntes  $i_{ca,d}$  e  $i_{ca,q}$ , causado pela matriz  $\boldsymbol{\Omega}$ . A Figura 4.14 apresenta um sistema de controle para as correntes da porta CA baseado na transformação  $dq0$ , onde o desacoplamento é realizado através da matriz  $\mathbf{X}_L$ , dada por

$$\mathbf{X}_L = \left(L_f + \frac{L_a}{2}\right) \boldsymbol{\Omega}. \quad (4.113)$$

O uso deste desacoplamento garante que a função de transferência do conversor seja a mesma apresentada para o controle baseado na transformação  $\alpha\beta$ , (4.102), para  $e \in \{d, q\}$ . Se o desacoplamento não é realizado, a função de transferência apresenta uma forte ressonância em  $\omega$ , que, no entanto, não é muito prejudicial se as indutâncias são pequenas e a frequência angular de cruzamento do sistema é muito maior que  $\omega$ .

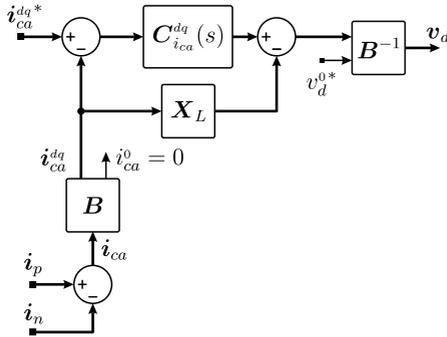


Figura 4.14 – Sistema e controle das correntes representadas pelo vetor  $\mathbf{i}_{ca}$  baseado na transformação  $dq0$ .

A matriz de controladores  $\mathbf{C}_{i_{ca}}^{dq}$ , dada por

$$\mathbf{C}_{i_{ca}}^{dq} = \begin{pmatrix} C_{i_{ca}}^{dq}(s) & 0 \\ 0 & C_{i_{ca}}^{dq}(s) \end{pmatrix}, \quad (4.114)$$

é formada pelos controladores

$$C_{i_{ca}}^{dq}(s) = K_p + \frac{K_i}{s}. \quad (4.115)$$

Vale salientar que neste caso, consegue-se erro nulo apenas para a frequência  $\omega$ . Se há a necessidade de aumentar-se a rejeição à componentes CC ou harmônicos, controladores ressonantes podem ser adicionados à (4.115) [54].

#### 4.6.2 Controle das correntes de circulação e CC

Quando se considera as resistências de braço apresentadas na Figura 4.12, (4.55) pode ser modificada de modo a considerá-las, resultando em

$$(L_o \mathbf{S} + 2L_a \mathbf{I}) \dot{\mathbf{i}}_s = -(R_o \mathbf{S} + 2R_a \mathbf{I}) \mathbf{i}_s + \mathbf{v}_s - V_{CC} \mathbf{c}. \quad (4.116)$$

Diferentemente do vetor  $\mathbf{i}_{ca}$ , o vetor  $\mathbf{i}_s$  possui três elementos independentes, ou seja, sem restrições. Isto ocorre devido ao caminho existente para a parcela de modo comum das correntes representadas por este vetor, a porta CC. Portanto, três correntes podem ser controladas. Como já mencionado, as combinações de corrente

mais significativas são a corrente  $i_{cc}$  e as correntes de circulação, representadas por  $\mathbf{i}_c$ .

Aplicando-se a transformação  $\alpha\beta 0$  à (4.116), obtém-se as seguintes equações.

$$2L_a \dot{\mathbf{i}}_s^{\alpha\beta} = -2R_a \mathbf{i}_s^{\alpha\beta} + \mathbf{v}_s^{\alpha\beta} \quad (4.117)$$

$$(3L_o + 2L_a) \dot{i}_s^0 = -(3R_o + 2R_a) i_s^0 + v_s^0 - \sqrt{3}V_{CC}. \quad (4.118)$$

Onde,

$$\mathbf{i}_s^{\alpha\beta} = (i_{s,\alpha} \quad i_{s,\beta})^T \quad (4.119)$$

$$\mathbf{v}_s^{\alpha\beta} = (v_{s,\alpha} \quad v_{s,\beta})^T. \quad (4.120)$$

É importante salientar que os elementos de  $\mathbf{i}_s^{\alpha\beta}$  correspondem às correntes de circulação definidas anteriormente, apenas transformadas em componentes  $\alpha\beta$ , ou seja,

$$\mathbf{i}_s^{\alpha\beta} = \mathbf{i}_c^{\alpha\beta} = \mathbf{T}_2 \cdot \mathbf{i}_c. \quad (4.121)$$

Onde  $\mathbf{T}_2$  é a transformação  $\alpha\beta$ , levando em consideração apenas as componentes diferenciais,

$$\mathbf{T}_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix}. \quad (4.122)$$

A componente de eixo zero,  $i_s^0$ , é relacionada com a corrente  $i_{cc}$ , por meio de

$$i_s^0 = \sqrt{3} i_{cc}. \quad (4.123)$$

Aplicando a transformada de Laplace à (4.117) e à (4.118), obtém-se as funções de transferência

$$G_{i_s,e}(s) = \frac{i_{s,e}(s)}{v_{s,e}(s)} = \frac{1}{s2L_a + 2R_a} \quad (4.124)$$

$$G_{i_s,0}(s) = \frac{i_s^0(s)}{v_s^0(s)} = \frac{1}{s(3L_o + 2L_a) + (3R_o + 2R_a)}, \quad (4.125)$$

onde  $e \in \{\alpha, \beta\}$ .

Distintamente do MMC-1f, não há necessidade, no MMC, de um baixo ganho em CC para as malhas de controle das correntes de circulação, já que estas podem ser separadas da corrente  $i_{cc}$  através de combinações, não sendo necessário uma separação no domínio da

frequência. Idealmente, as correntes de circulação devem ser nulas, de modo a minimizar-se os esforços de corrente no conversor. Assim, um máximo ganho deve ser obtido pelo controlador nas principais frequências que compõe estas correntes. Além disso, como será visto adiante, correntes de circulação com componentes alternadas na frequência fundamental e CC podem ser úteis no balanceamento das tensões dos capacitores equivalentes dos braços, mecanismo necessário se todas as correntes do conversor são controladas. Portanto, também é necessário que o controlador apresente um alto ganho nestas frequências. A equação (4.126) apresenta uma possível função de transferência para os controladores  $C_{i_s}^{\alpha\beta}(s)$ , na qual são usados  $P$  controladores ressonantes, sintonizados nas primeiras harmônicas pares, um controlador ressonante sintonizado na frequência fundamental e um controlador PI, todos operando em paralelo.

$$C_{i_s}^{\alpha\beta}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_{rs} \left( \frac{s}{s^2 + \omega^2} + \sum_{p=1}^P \frac{s}{s^2 + (2p\omega)^2} \right). \quad (4.126)$$

O controlador da componente de modo comum,  $G_{i_{s,0}}(s)$ , referente à corrente  $i_{cc}$ , deve ser responsável por garantir um erro nulo, com relação à referência, para a corrente da porta CC do conversor. Esta, usualmente, será constante. Portanto, apenas um controlador PI é utilizado, como apresentado em (4.127).

$$C_{i_{s,0}}(s) = K_p + \frac{K_i}{s}. \quad (4.127)$$

A supressão das correntes de circulação obtida através de  $C_{i_s}^{\alpha\beta}(s)$  e o ganho do controlador PI em  $6\omega$ , na maioria dos casos, deverá ser suficiente para garantir uma baixa amplitude da sexta harmônica na corrente  $i_{cc}$ . Porém, caso necessário, pode-se utilizar também controladores ressonantes para  $C_{i_{s,0}}(s)$ .

A Figura 4.15 apresenta um possível esquema de controle das correntes de circulação e da corrente da porta CC do MMC, no qual considera-se que as correntes de braço são medidas. A matriz de controladores  $C_{i_s}^{\alpha\beta}(s)$  é dada por

$$C_{i_s}^{\alpha\beta} = \begin{pmatrix} C_{i_s}^{\alpha\beta}(s) & 0 \\ 0 & C_{i_s}^{\alpha\beta}(s) \end{pmatrix}. \quad (4.128)$$

### 4.6.3 Geração dos sinais moduladores

De (4.51) e (4.62) encontra-se (4.129) e (4.129), com as quais é possível calcular quais tensões os braços do conversor devem sintetizar



onde,

$$\mathbf{V}_{C_{t,k}}^{-1} = \begin{pmatrix} v_{C_{t,k,a}}^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & v_{C_{t,k,b}}^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & v_{C_{t,k,c}}^{-1} \end{pmatrix}. \quad (4.134)$$

A Figura 4.16 apresenta o diagrama de blocos do sistema de geração dos sinais moduladores de acordo com o explanado acima.

Reafirmando o explicado, o objetivo de se considerar as ondulações de tensão dos capacitores é diminuir, ou eliminar, em condições ideais, os esforços que os controladores teriam que realizar para compensar as não linearidades geradas pelas ondulações de tensão. Portanto, pode-se classificar a estratégia como uma linearização através da não linearidade inversa [55]. A compensação das ondulações de tensão dos capacitores já foi realizada em outros conversores multiníveis [56], onde uma grande melhoria da distorção de corrente foi obtida, e também no próprio MMC [26]. Este último trabalho reporta que o MMC torna-se instável se existe a compensação da ondulação de tensão, mesmo que apenas as correntes da porta CA sejam controladas. A perda do mecanismo de auto-balanço das tensões é qualitativamente explicada a seguir. Se não há a compensação da ondulação, nem controle da parcela contínua da corrente de braço, um aumento da tensão no capacitor implica num aumento da tensão gerada pelo braço, que dá origem à uma corrente de circulação CC que tende a trazer o valor médio da tensão dos capacitores de volta ao valor nominal. Já no caso onde existe a compensação da ondulação, a tensão gerada pelos braços permanecem as mesmas independentemente das tensões dos capacitores, e portanto, não há surgimento de correntes de circulação.

Com a finalidade de se obter uma visão geral, todo o sistema de controle das correntes do MMC, realizado em  $\alpha\beta 0$ , caso não seja utilizada injeção de terceira harmônica, pode ainda ser resumido em um único diagrama de blocos, apresentado na Figura 4.17.

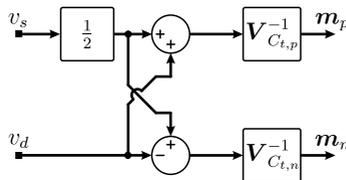


Figura 4.16 – Geração dos sinais moduladores levando em consideração a tensão instantânea dos capacitores equivalentes dos braços.

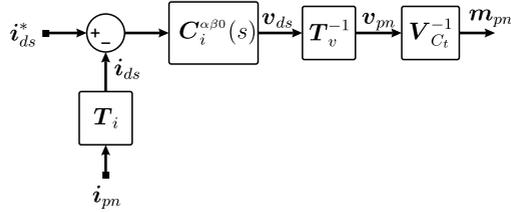


Figura 4.17 – Diagrama de blocos do sistema completo de controle das correntes.

As variáveis utilizadas na Figura 4.17 são definidas a seguir.

$$\mathbf{i}_{pn} = (\mathbf{i}_p \quad \mathbf{i}_n)^T \quad (4.135)$$

$$\mathbf{i}_{ds} = (\mathbf{i}_{ca}^{\alpha\beta} \quad \mathbf{i}_s^{\alpha\beta} \quad i_s^0)^T \quad (4.136)$$

$$\mathbf{i}_{ds}^* = (\mathbf{i}_{ca}^* \quad \mathbf{i}_s^{\alpha\beta*} \quad i_s^{0*})^T \quad (4.137)$$

$$\mathbf{v}_{ds} = (\mathbf{v}_d \quad \mathbf{v}_s^{\alpha\beta} \quad v_s^0)^T \quad (4.138)$$

$$\mathbf{v}_{pn} = (\mathbf{v}_p \quad \mathbf{v}_n)^T \quad (4.139)$$

$$\mathbf{m}_{pn} = (\mathbf{m}_p \quad \mathbf{m}_n)^T. \quad (4.140)$$

Enquanto as matrizes das transformações e de controladores são definidos como

$$\mathbf{T}_i = \begin{pmatrix} \mathbf{T} & -\mathbf{T} \\ \frac{1}{2}\mathbf{T} & \frac{1}{2}\mathbf{T} \end{pmatrix} \quad (4.141)$$

$$\mathbf{T}_v = \begin{pmatrix} \frac{1}{2}\mathbf{T} & -\frac{1}{2}\mathbf{T} \\ \mathbf{T} & \mathbf{T} \end{pmatrix} \quad (4.142)$$

$$\mathbf{C}_i^{\alpha\beta 0} = \text{diag} (C_{i_{ca}}^{\alpha\beta}(s), C_{i_{ca}}^{\alpha\beta}(s), 0, C_{i_s}^{\alpha\beta}(s), C_{i_s}^{\alpha\beta}(s), C_{i_{s,0}}(s)) \quad (4.143)$$

$$\mathbf{V}_{C_t}^{-1} = \text{diag} (v_{C_{t,p,a}}^{-1}, v_{C_{t,p,b}}^{-1}, v_{C_{t,p,c}}^{-1}, v_{C_{t,n,a}}^{-1}, v_{C_{t,n,b}}^{-1}, v_{C_{t,n,c}}^{-1}), \quad (4.144)$$

onde  $\text{diag}(\cdot)$  representa a matriz diagonal cujos elementos não nulos são os argumentos da função.

## 4.7 modelagem e controle das tensões

As correntes  $i_{ca}$  e  $i_{cc}$  são responsáveis pela troca de potência entre o conversor e as portas CA e CC, respectivamente. Se o

MMC opera como retificador, conectado à um barramento CC, apenas com as correntes da porta CA controladas, a corrente  $i_{cc}$  se ajustará automaticamente, de modo que, após o transitório, a potência média absorvida pelo conversor, idealmente, é nula. As tensões nos capacitores também se acomodarão automaticamente, influenciadas, principalmente, pela tensão na porta CC e o valor médio dos sinais moduladores. Embora seja uma maneira simples de operar o conversor, o controle da corrente  $i_{cc}$  permite a escolha de uma dinâmica apropriada, independente da dinâmica natural do conversor, além de atenuar possíveis componentes harmônicos indesejáveis ocasionados por desbalanços e harmônicos nas tensões CA.

Contudo, controlar todas as correntes também traz algumas desvantagens, além do controlador mais complexo. Como o balanço natural das potências não pode mais ocorrer, torna-se necessária uma malha de tensão que calcule a amplitude da corrente CA necessária para manter a energia total armazenada no conversor em um nível adequado. Ademais, são necessários mecanismos que garantam que as tensões dos capacitores equivalentes de cada braço permaneçam equilibradas. Dentro de cada braço, o equilíbrio das tensões é conseguido com o algoritmo de balanceamento apresentado no capítulo 3.

O chamado balanço horizontal, como denominado em [57], consiste no mecanismo responsável por manter equilibradas as energias totais armazenadas em cada fase. Ou seja, o valor médio da soma das tensões dos capacitores equivalentes de cada fase é igual para as três fases se há equilíbrio horizontal. A energia armazenada em uma fase pode ser modificada através de uma variação na amplitude da corrente CA drenada por esta fase, ou através de uma modificação na parcela da corrente CC que atravessa esta. Já que não se deseja drenar correntes assimétricas da porta CA, resta a segunda alternativa. Como não se deseja interferir na energia total acumulada no conversor, a corrente  $i_{cc}$  deve permanecer constante, sobrando apenas as correntes de circulações para fins de balanceamento. Logo, no caso do balanço horizontal, pode-se fazer fluir correntes de circulação CC, que irão causar transferências de energia entre as pernas do conversor [57].

Já o balanço vertical, também definido em [57], consiste no mecanismo que mantém iguais os valores médios das tensões dos capacitores equivalentes dos braços de cada fase. Já que as tensões geradas pelos braços positivo e negativo estão em oposição de fase, a transferência de energia de um braço para o outro pode ser realizada

através de uma corrente de circulação CA.

Vale salientar que as correntes de circulação são componentes diferenciais de  $\mathbf{i}_s$ , e que estas correntes não podem influenciar na energia total armazenada no conversor, mas apenas movimentar energia entre os braços. Com o objetivo de se verificar a influência das correntes de circulação CC sobre as tensões dos capacitores, defini-se o vetor que as representa,

$$\mathbf{i}_c^{cc,\alpha\beta} = \begin{pmatrix} i_{c,\alpha}^{cc} & i_{c,\beta}^{cc} \end{pmatrix}^T, \quad (4.145)$$

cujas componentes em eixos  $abc$  são encontrados com

$$\mathbf{i}_c^{cc} = \mathbf{T}_2^T \cdot \mathbf{i}_c^{cc,\alpha\beta}. \quad (4.146)$$

Ademais, as correntes de circulação alternadas em eixos  $abc$  são definidas em (4.147), as quais são formadas por componentes de seqüências positiva e negativa, de modo a cobrir todas as possibilidades para correntes de circulação senoidais.

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_c^{ca} = \begin{pmatrix} i_{c,a}^{ca} \\ i_{c,b}^{ca} \\ i_{c,c}^{ca} \end{pmatrix} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{c,d}^{ca,p} \\ i_{c,q}^{ca,p} \end{pmatrix} + \\ &\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{c,d}^{ca,n} \\ i_{c,q}^{ca,n} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (4.147)$$

De (4.15), (4.16) e (4.18), e considerando nulas as tensão de modo comum gerada pelo conversor, as tensões geradas, idealmente, pelos braços dos conversor são dadas por

$$\mathbf{v}_p = \frac{V_{CC}}{2} \mathbf{c} - \hat{V} \mathbf{a} \quad (4.148)$$

$$\mathbf{v}_n = \frac{V_{CC}}{2} \mathbf{c} + \hat{V} \mathbf{a}. \quad (4.149)$$

Considerando as correntes CA representadas em eixos  $dq0$ ,  $\mathbf{i}_{ca}^{dq}$ , as componentes CC e CA das correntes de circulação,  $\mathbf{i}_c^{cc}$  e  $\mathbf{i}_c^{ca}$ , e a componente de eixo 0 de  $\mathbf{i}_s$ ,  $i_{s,0}$ , representando a corrente no barramento CC, as correntes de braço podem ser descritas como

$$\mathbf{i}_p = \frac{1}{2} \mathbf{B}^{-1} \begin{pmatrix} \mathbf{i}_{ca}^{dq} \\ 0 \end{pmatrix} + \frac{i_{s,0}^0}{3\sqrt{3}} \mathbf{c} + \mathbf{i}_c^{cc} + \mathbf{i}_c^{ca} \quad (4.150)$$

$$\mathbf{i}_n = -\frac{1}{2} \mathbf{B}^{-1} \begin{pmatrix} \mathbf{i}_{ca}^{dq} \\ 0 \end{pmatrix} + \frac{i_{s,0}^0}{3\sqrt{3}} \mathbf{c} + \mathbf{i}_c^{cc} + \mathbf{i}_c^{ca}. \quad (4.151)$$

As potências instantâneas absorvidas por todos os braços, considerando-se as definições dadas em (4.135) e (4.131), são obtidas através de

$$\mathbf{p}_{pn} = -\mathbf{v}_{pn} \circ \mathbf{i}_{pn}, \quad (4.152)$$

onde o símbolo  $\circ$  representa o produto de Hadamard, ou o produto elemento a elemento. A energia armazenada no capacitor equivalente de um braço, e conseqüentemente, a tensão sobre este, pode ser modificada através das parcelas contínuas presentes nos elementos de  $\mathbf{p}_{pn}$ , enquanto suas parcelas alternadas apenas causam ondulações nas tensões dos capacitores.

O vetor  $\mathbf{p}_{pn,cc}$ , correspondente às parcelas contínuas de  $\mathbf{p}_{pn}$ , pode ser obtido através de

$$\mathbf{p}_{pn,cc} = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t - 2\pi}^{\omega t} \mathbf{p}_{pn} d\omega t. \quad (4.153)$$

Esta operação de integração elimina todas as parcelas alternadas de  $\mathbf{p}_{pn}$  com frequência angular múltipla de  $\omega$ , e corresponde ao cálculo do valor médio quase instantâneo dentro de um período da rede. A relação entre as tensões dos capacitores equivalentes de braço e o vetor  $\mathbf{p}_{pn,cc}$  é dada por

$$\mathbf{v}_{Ct,pn} \dot{=} \frac{1}{C_{eq}} \mathbf{V}_{Ct}^{-1} \mathbf{p}_{pn,cc}, \quad (4.154)$$

onde,

$$\mathbf{v}_{Ct,pn} = (\mathbf{v}_{Ct,p} \quad \mathbf{v}_{Ct,n})^T \quad (4.155)$$

$$\mathbf{v}_{Ct,p} = (v_{Ct,p,a} \quad v_{Ct,p,b} \quad v_{Ct,p,c})^T \quad (4.156)$$

$$\mathbf{v}_{Ct,n} = (v_{Ct,n,a} \quad v_{Ct,n,b} \quad v_{Ct,n,c})^T \quad (4.157)$$

A equação (4.154) pode ser facilmente linearizada se apenas a parcela contante das tensões dos capacitores,  $V_{Ct}$ , é considerada, resultando em

$$\mathbf{v}_{Ct,pn} \dot{=} \frac{1}{V_{Ct} C_{eq}} \mathbf{p}_{pn,cc}, \quad (4.158)$$

Da definição do vetor soma das tensões dos capacitores equivalentes,

$$\mathbf{v}_{Cs} = \mathbf{v}_{Ct,p} + \mathbf{v}_{Ct,n} \quad (4.159)$$

obtém-se, através da aplicação de  $\mathbf{T}$ , um vetor cujas componentes  $\alpha\beta$  representam os desbalanços entre as energias armazenadas nas pernas do conversor, ou seja, estão relacionadas com o balanço horizontal das tensões.

$$\mathbf{v}_{C_s}^{\alpha\beta 0} = (v_{C_s,\alpha} \quad v_{C_s,\beta} \quad v_{C_s,0})^T = \mathbf{T}\mathbf{v}_{C_s} \quad (4.160)$$

Sua componente de eixo zero,  $v_{C_s,0}$ , está relacionada com a soma de todas as tensões dos capacitores do conversor,  $v_{C_{tt}}$ , de acordo com

$$v_{C_{tt}} = \sqrt{3}v_{C_s,0}. \quad (4.161)$$

Já os desbalanços verticais são representados através do vetor diferença das tensões dos capacitores equivalentes,

$$\mathbf{v}_{C_d} = \mathbf{v}_{C_{t,p}} - \mathbf{v}_{C_{t,n}}, \quad (4.162)$$

o qual também é transformado para eixos  $\alpha\beta 0$ ,

$$\mathbf{v}_{C_d}^{\alpha\beta 0} = (v_{C_d,\alpha} \quad v_{C_d,\beta} \quad v_{C_d,0})^T = \mathbf{T}\mathbf{v}_{C_d}. \quad (4.163)$$

Define-se o vetor  $\mathbf{v}_{C_{ds}}^{\alpha\beta 0}$  como uma concatenação dos vetores  $\mathbf{v}_{C_d}^{\alpha\beta 0}$  e  $\mathbf{v}_{C_s}^{\alpha\beta 0}$ ,

$$\mathbf{v}_{C_{ds}}^{\alpha\beta 0} = \begin{pmatrix} \mathbf{v}_{C_d}^{\alpha\beta 0} & \mathbf{v}_{C_s}^{\alpha\beta 0} \end{pmatrix}^T, \quad (4.164)$$

o qual pode ser obtido de  $\mathbf{v}_{C_{t,pn}}$  com

$$\mathbf{v}_{C_{ds}}^{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{vc} \mathbf{v}_{C_{t,pn}}, \quad (4.165)$$

onde,

$$\mathbf{T}_{vc} = \begin{pmatrix} \mathbf{T} & -\mathbf{T} \\ \mathbf{T} & \mathbf{T} \end{pmatrix}. \quad (4.166)$$

A equação (4.166) foi obtida a partir das definições de  $\mathbf{v}_{C_d}^{\alpha\beta 0}$  e  $\mathbf{v}_{C_s}^{\alpha\beta 0}$ , dadas em (4.163) e (4.160), respectivamente. Idealmente, em regime permanente, apenas o último elemento de  $\mathbf{v}_{C_{ds}}^{\alpha\beta 0}$ ,  $v_{C_s,0}$ , deve possuir valor médio não nulo, pois é proporcional à soma das tensões de todos os capacitores equivalentes do conversor. Já os demais elementos, referem-se a desequilíbrios de tensão, portanto, idealmente, devem possuir valor médio nulo.

Multiplicando (4.158) por  $\mathbf{T}_{vc}$  à esquerda, obtém-se

$$\mathbf{v}_{C_{ds}}^{\alpha\beta 0} = \frac{1}{V_{C_t} C_{eq}} \mathbf{p}_{ds}^{\alpha\beta 0}, \quad (4.167)$$

onde,

$$\mathbf{p}_{ds}^{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{vc} \mathbf{p}_{pn,cc} \quad (4.168)$$

$$\mathbf{p}_{ds}^{\alpha\beta 0} = (p_{d,\alpha} \ p_{d,\beta} \ p_{d,0} \ p_{s,\alpha} \ p_{s,\beta} \ p_{s,0})^T. \quad (4.169)$$

Substituindo (4.146) à (4.153) em (4.168), obtém-se

$$\mathbf{p}_{ds}^{\alpha\beta 0} = \mathbf{B}_v \mathbf{i}_t, \quad (4.170)$$

onde,

$$\mathbf{i}_t = (i_{c,d}^{ca,n} \ i_{c,q}^{ca,n} \ i_{c,d}^{ca,p} \ i_{c,\alpha}^{cc} \ i_{c,\beta}^{cc} \ i_{ca,d} \ i_s^0)^T \quad (4.171)$$

$$\mathbf{B}_v = \begin{pmatrix} \hat{V} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\hat{V} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{2}\hat{V} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -V_{cc} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -V_{cc} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \hat{V}/\sqrt{2} & -V_{cc} \end{pmatrix}. \quad (4.172)$$

Conclui-se, da matriz  $\mathbf{B}_v$ , que correntes de circulação alternadas de sequência negativa influenciam nas componentes diferenciais de  $\mathbf{v}_{Cd}^{\alpha\beta 0}$ , enquanto que uma corrente de eixo direto de sequência positiva influencia na componente de eixo 0 de  $\mathbf{v}_{Cd}^{\alpha\beta 0}$ , ou seja, transfere a mesma quantidade de energia de cada fase, dos braços negativos para os positivos. A corrente de circulação de eixo em quadratura de sequência positiva está  $90^\circ$  defasada de todas as tensões geradas pelos braços, de forma que esta não transfere energia, e por isso, não aparece em  $\mathbf{i}_t$ . As componentes  $\alpha$  e  $\beta$  das correntes de circulação CC influenciam, respectivamente, nas componentes  $\alpha$  e  $\beta$  de  $\mathbf{v}_{Cs}^{\alpha\beta 0}$ . Como esperado, as correntes  $i_{ca,d}$  e  $i_s^0$ , proporcionais à corrente de pico no barramento CA e à corrente no barramento CC, respectivamente, influenciam apenas na energia total armazenada no conversor.

A Figura 4.18 apresenta o diagrama de blocos do sistema de controle das tensões do MMC. Considera-se que as somas das tensões dos capacitores de cada braço são medidas, e são representadas, no diagrama, pelo vetor  $\mathbf{v}_{Ct,pn}$ . As combinações soma e diferença destas tensões são calculadas através de  $\mathbf{T}_{vc}$  e comparadas com o vetor de referências, onde apenas o último elemento, correspondente à tensão total, é não nulo. Os sinais de erro são filtrados por  $\mathbf{F}_v(s)$ ,

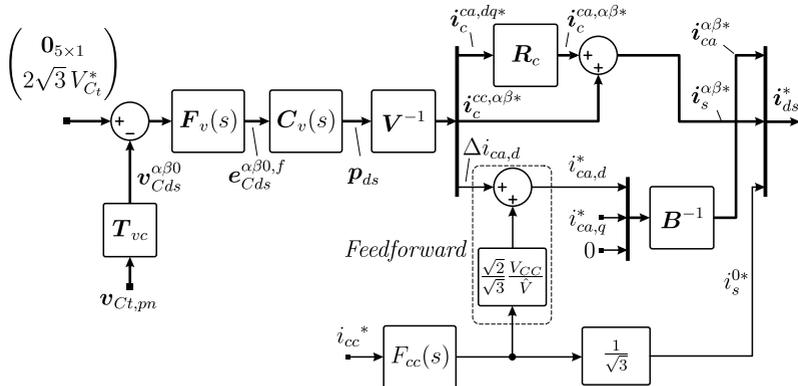


Figura 4.18 – Sistema de controle das tensões dos capacitores do MMC.

com o objetivo de atenuação das altas ondulações de tensão. O sinal de resultante,  $e_{C_{ds}}^{\alpha\beta 0, f}$  é entregue à matriz de controladores  $C_v(s)$ , a qual calcula as potências, representadas por  $p_{ds}$ , que devem ser trocadas entre os braços para que o equilíbrio se restabeleça, bem como a potência que deve ser drenada da porta CA para que a soma de todas as tensões dos capacitores atinja a referência. Para que uma melhor resposta dinâmica seja obtida, é utilizada uma malha de *feedforward*, que calcula aproximadamente a amplitude das correntes de eixo direto drenadas da porta CA.

O vetor  $p_{ds}$  é multiplicado por

$$\mathbf{V}^{-1} = \text{diag} \left( \frac{1}{\hat{V}}, -\frac{1}{\hat{V}}, \frac{1}{\sqrt{2}\hat{V}}, -\frac{1}{V_{CC}}, -\frac{1}{V_{CC}}, \frac{\sqrt{2}}{\hat{V}} \right), \quad (4.173)$$

resultando nas referências das correntes de circulação CA em eixos  $dq$  que são capazes de transferir potência ativa,

$$i_c^{ca, dq*} = \begin{pmatrix} i_c^{ca, n*} & i_c^{ca, n*} & i_c^{ca, p*} \end{pmatrix}, \quad (4.174)$$

correntes de circulação CC e  $\Delta i_{ca, d}$ , que somado ao sinal gerado pela malha de *feedforward*, utilizada para se obter uma melhor resposta dinâmica, resulta no sinal de referência para a corrente de eixo direto da porta CA. As referências das correntes de circulação alternadas em eixos  $\alpha\beta$  são obtidas com

$$\mathbf{R}_c = \begin{pmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \end{pmatrix}, \quad (4.175)$$

enquanto as referências em eixos  $\alpha\beta$  para as correntes da porta CA são obtidas com  $\mathbf{B}^{-1}$ .

Também há uma entrada para a referência de corrente em quadratura,  $i_{ca,q}^*$ , que pode ser utilizada para drenar ou injetar potência reativa na porta CA.

As funções de transferência necessárias para o dimensionamento dos controladores são obtidas de (4.167),

$$G_{v_{c,e}} = \frac{v_{C_{c,e}}}{pC_{c,e}} = \frac{1}{sV_{C_t}C_{eq}}, \quad (4.176)$$

onde  $c \in \{d, s\}$  e  $e \in \{\alpha, \beta, 0\}$ . A matriz de controladores,

$$\mathbf{C}_v = \text{diag}(C_{v_{d,\alpha}}, C_{v_{d,\beta}}, C_{v_{d,0}}, C_{v_{s,\alpha}}, C_{v_{s,\beta}}, C_{v_{s,0}}), \quad (4.177)$$

é responsável por rastrear sinais de referência constantes, portanto, controladores PI,

$$C_{v_{c,e}}(s) = K_{p_{v,c,e}} + \frac{K_{iv,c,e}}{s}, \quad (4.178)$$

serão suficientes para garantir erro nulo. Vale salientar que as funções de transferência da matriz de filtros  $\mathbf{F}_v(s)$  devem ser levadas em consideração na função de transferência de malha aberta. Caso um controlador PI resulte em fase insuficiente, devido ao atraso provocado pelo filtro, um controlador PID,

$$C_{v_{c,e}}(s) = K_{p_{v,c,e}} + \frac{K_{iv,c,e}}{s} + K_{dv,c,e}s, \quad (4.179)$$

pode ser utilizado.

O vetor de referências de corrente  $\mathbf{i}_{ds}^*$  gerado pelo sistema de controle das tensões é aplicado ao sistema de controle das correntes, apresentado na Figura 4.17.

## 4.8 Resultados de simulação

Esta seção apresenta alguns resultados de simulação com o propósito de verificação das expressões e procedimentos desenvolvidos nas seções anteriores, principalmente com relação ao controle do sistema. A injeção de terceira harmônica não foi utilizada nesta simulação. A Tabela 4.1 apresenta as principais especificações do conversor simulado. Escolheu-se as mesmas tensões para as portas CA e CC do MMC-1f, bem como a mesma tensão para os capacitores, resultando nos mesmos valores de  $M$  e  $G$ .

Tabela 4.1 – Especificações do conversor MMC simulado.

$\hat{V}$	311,1 V	$f$	60 Hz
$V_{CC}$	800 V	$f_{seq}$	12960 Hz
$\hat{I}_{max}$	12 A	N	4

A mesma ondulação de tensão foi adotada nesta simulação, resultando na escolha do mesmo valor de capacitância do MMC-1f. Com relação ao dimensionamento dos indutores, adotou-se uma ondulação  $\Delta I_{L_a}^{max} = 3$  A para os indutores de braço, uma amplitude máxima  $I^{hf,max} = 50$  mA para os harmônicos das correntes da porta CA, e uma amplitude máxima  $I_{cc}^{hf,max} = 80$  mA para os harmônicos da corrente CC. Os valores dos elementos passivos, encontrados de acordo com os procedimentos propostos, são apresentados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Valores dos principais componentes do conversor MMC simulado.

$L_f$	1,715 mH	$L_o$	15 mH
$L_a$	0,957 mH	$R_a$	1 $\Omega$
$C$	940 $\mu$ F	$N$	4

Percebe-se uma diminuição significativa do valor do indutor de braço com relação ao MMC-1f. Isto ocorreu devido à ausência de harmônicas triplas na corrente de circulação, que diminui a amplitude da ondulação destas. Em contrapartida, o indutor de filtro  $L_f$  aumentou razoavelmente, de forma que a mesma atenuação para as harmônicas das correntes CA seja alcançada. Vale a pena notar que o valor do indutor  $L_o$  é muito maior que o de  $L_f$ , devido principalmente à frequência do primeiro grupo de harmônicos presentes na corrente  $i_{cc}$  para a modulação  $2N + 1$ , que é metade da frequência do primeiro grupo de harmônicos presentes nas correntes CA. Além disso, o valor pico-a-pico da tensão aplicada sobre o indutor  $L_o$  é aproximadamente o dobro, quando comparada à tensão sobre o indutor  $L_f$ .

Todos os controladores de corrente do MMC simulado são

projetados de modo a se obter uma frequência de cruzamento da função de transferência de malha aberta de 1,08 kHz, e uma margem de fase de  $60^\circ$ . Foi utilizada apenas uma parcela ressonante nos controladores das correntes de circulação, sintonizada na segunda harmônica. O controlador da tensão total foi projeto com a finalidade de obter-se uma frequência de cruzamento de malha aberta de 15 Hz, enquanto que os controladores responsáveis pelos balanços horizontal e vertical resultaram em uma frequência de cruzamento de 8 Hz e 14 Hz, respectivamente. As margens de fase obtidas foram todas de  $60^\circ$ . Foram utilizados filtros do tipo média móvel de ordem 24 e frequência de amostragem de 1500 Hz em todas as malhas de controle de tensão com o objetivo de atenuar as componentes de frequência fundamental e harmônicas presentes nos sinais medidos.

A modulação *phase-shift* do tipo  $2N + 1$  é utilizada juntamente com a estratégia de distribuição melhorada de pulsos proposta na seção 3.4.2, com  $K_v = 50$  e  $K_c = 40$ .

No total, foi simulado um intervalo de tempo de 0,78 s. A Figura 4.19 apresenta os primeiros 0,18 s de simulação. As correntes nas portas CA e CC são apresentadas em (a), enquanto as correntes nos seis braços do conversor são mostradas em (b). Um degrau na referência da corrente de saída com amplitude de 7 A ocorre em  $t = 0,05$  s, resultando numa reação do sistema de controle das tensões, que faz a referência das correntes de entrada subir para um valor em torno de 12 A. Ao mesmo tempo, a variação súbita na amplitude das correntes de entrada resulta em um desequilíbrio das tensões dos capacitores, que são compensados pelos controladores de balanço vertical e horizontal através das correntes de circulação, exibidas em (d), cujas referências, em eixos  $\alpha\beta$ , podem ser vistas na Figura 4.19 (c). As tensões totais dos capacitores dos braço são apresentadas em (e), e as tensões referentes aos desbalanços horizontal e vertical são apresentadas em (f). Percebe-se que tensões e correntes entram em regime permanente rapidamente e de forma amortecida.

A Figura 4.20 apresenta o restante da simulação. Com o objetivo de se verificar a eficácia das malhas de balanço horizontal das tensões dos capacitores, a referência de uma delas, referente à  $v_{C_{s,a}}$ , normalmente nula, é feita igual à 75 V entre  $t = 0,2$  s e  $t = 0,32$  s. Observa-se, na Figura 4.20 (e), que a tensão  $v_{C_{s,a}}$  atinge o valor de referência sem sobretensões elevadas, bem como retorna ao valor inicial sem muita oscilação. Um procedimento semelhante é realizado para a malha de balanço vertical referente à componente  $v_{C_{d0}}$ , cuja referência é feita igual a  $-75$  V durante o intervalo de

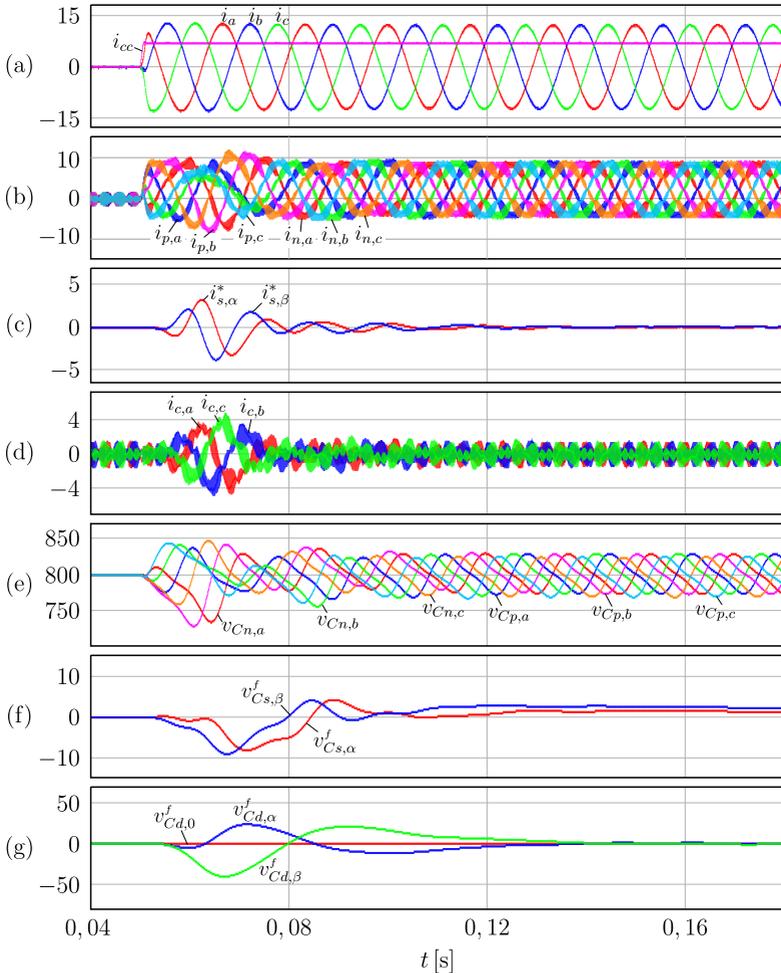


Figura 4.19 – Resultados dos primeiros 0,18 s de simulação.

tempo entre  $t = 0,4$  s e  $t = 0,56$  s. Embora de maneira um pouco mais oscilatória, a tensão atinge a referência especificada e retorna ao valor original. Outro degrau na referência da corrente  $i_{cc}$  ocorre em  $t = 0,65$  s, levando-a a zero. Verifica-se que é necessária a atuação dos controladores de balanço para trazer as tensões de todos os capacitores para o equilíbrio.

A componente harmônica de alta frequência de maior amplitude medida no espectro das correntes da porta CA apresenta um

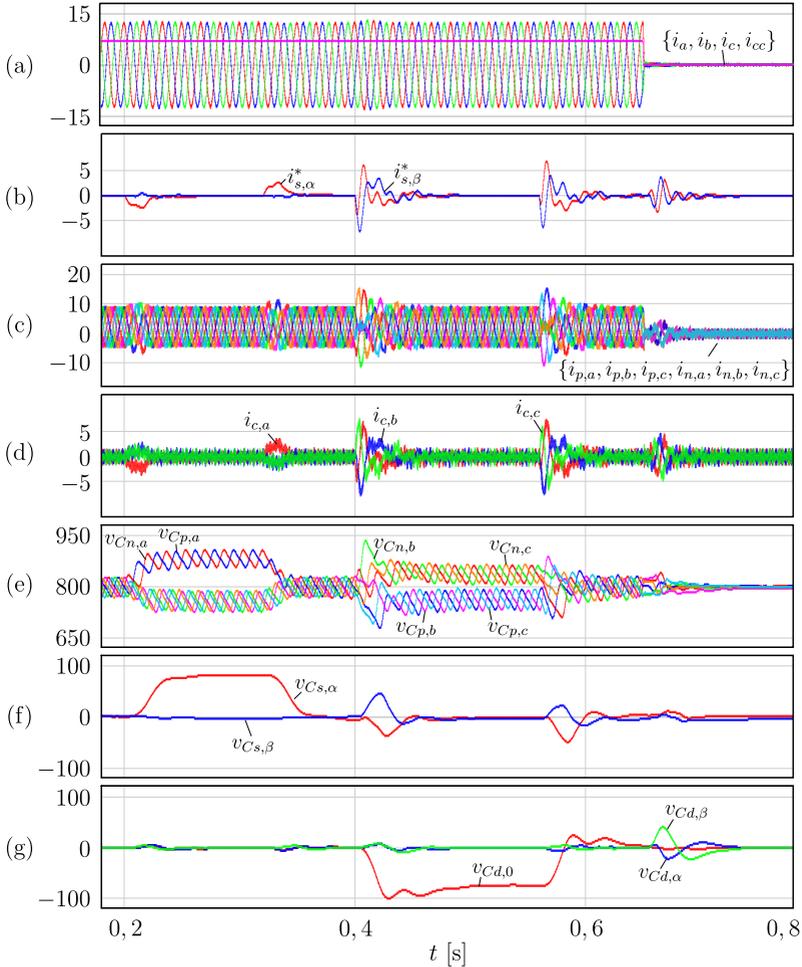


Figura 4.20 – Restante do período de simulação.

valor de pico de 49,27 mA, o que resulta em um erro menor que 1,5% quando compara ao valor calculado de 50 mA. Já a componente de alta frequência de maior amplitude presente na corrente  $i_{cc}$  apresenta um valor de pico de 79,7 mA, resultando em um erro menor que 0,5% quando comparado ao valor calculado. O máximo valor pico-a-pico da ondulação da corrente de braço, medida na condição de corrente nominal, vale 2,81 A, o que equivale a um erro de 6,33% com relação ao valor calculado. O maior causador de erro,

neste caso, é a influência das ondulações das correntes CA e CC, desprezadas durante o processo de cálculo.

## 4.9 Conclusão

Este capítulo apresentou um estudo sobre o MMC trifásico. Inicialmente, foram apresentadas sua estrutura e um modelo médio, e a partir da análise deste foram obtidas as formas de onda referentes ao funcionamento ideal do conversor. Com relação às áreas de operação no plano  $G \times M$ , o conversor MMC apresenta uma extensão destas, decorrentes da possibilidade de injeção de terceira harmônica na porta CA. Quando utilizada, o MMC pode operar com tensões CA até 15% maiores, como em qualquer conversor trifásico.

Diferentemente do MMC-1f, a corrente que percorre o barramento CC do conversor MMC é quase contínua, apresentando apenas harmônicas sêxtuplas de baixa amplitude, idealmente. Já as correntes de circulação são muito similares às existentes no conversor MMC-1f, sendo a principal diferença a ausência de harmônicas sêxtuplas.

O espectro das correntes de alta frequência drenadas da porta CA apresentam como diferença, com relação ao MMC-1f, a ausência de harmônicas triplas, já que estas são de sequência zero, e o conversor é conectado à porta CA apenas com três fios. Procedimentos para o dimensionamento dos indutores de filtro CA e CC são propostos. O principal parâmetro utilizado é o valor pico-a-pico do harmônico de maior amplitude. Este capítulo também apresentou uma metodologia para o cálculo aproximado da ondulação de corrente nos indutores de braço, considerando que esta é muito maior que as ondulações das correntes CA e CC.

Por último, é apresentada uma estratégia de controle para as correntes CA, CC e de circulação do MMC, bem como uma estratégia de controle das tensões dos capacitores do conversor. Esta última consiste em uma malha de controle da tensão total, referente à energia total armazenada no conversor, duas malhas responsáveis pelo balanço horizontal do conversor, ou seja, por manter iguais as energias armazenadas nas pernas do conversor, e mais três malhas responsáveis pelo balanço vertical, ou seja, por manter iguais as energias armazenadas nos braços positivo e negativo de cada fase. O sistema de balanço horizontal faz uso de correntes de circulação CC, enquanto o sistema de balanço vertical faz uso de correntes de circulação alternadas para trocar potência entre os braços do conversor.



## Capítulo 5

# O conversor modular multiníveis unidirecional

Visto que a maioria das cargas conectadas à rede, em todos os níveis de potência, não requerem reversão do fluxo de energia, os retificadores que operam em apenas um quadrante estão presentes na maioria das aplicações atuais. A ponte retificadora a diodo é o mais comum tipo de retificador unidirecional, tanto em aplicações monofásicas quanto trifásicas. No entanto, devido à grande amplitude dos harmônicos de corrente gerados por este conversor e ao consequente enrijecimento das normas com relação à distorção da corrente de entrada dos equipamentos, este tipo de conversor é utilizado atualmente apenas em baixas potências.

Menores distorções podem ser obtidas em sistemas trifásicos se dois ou mais retificadores são conectados de forma defasada ao lado CA. Os retificadores multi-pulso são compostos por um transformador com dois ou mais secundários trifásicos defasados entre si e conectados cada um a um retificador [15]. Quanto maior o número de secundários utilizados, maior o número de harmônicos cancelados e, conseqüentemente, melhor a forma de onda da corrente de entrada. Este é o tipo de retificador mais utilizado em alta potência, devido à sua simplicidade, robustez e baixa distorção, principalmente. No entanto, a necessidade de muitos secundários defasados encarece consideravelmente o transformador, bem como aumenta as perdas devido a maior potência aparente para a qual o dispositivo deve ser projetado. O uso de tiristores em vez de diodos permite que a tensão ou corrente de saída do conversor seja controlada, mas ainda assim não será possível controlar ativamente a forma da corrente de entrada com dispositivos comutados pela

rede.

Este capítulo apresenta uma nova topologia de conversor modular multinível com características unidirecionais, neste trabalho denominado UMMC, que apresenta como principal vantagem a utilização de apenas um interruptor controlado [7]. Uma possível aplicação para este conversor seria em um sistema *back-to-back*, em conjunto com outro MMC, bidirecional, para acionamento de máquinas em média tensão [6]. Outra possibilidade é empregá-lo em sistemas de geração isolados, sem cargas locais, onde uma linha HVDC seria usada para a transmissão da energia gerada.

## 5.1 Geração do submódulo com características unidirecionais

Grande parte das topologias unidirecionais de conversores estáticos, trifásicos, principalmente, são derivadas de topologias concebidas como bidirecionais [58]. Embora, o contrário também ocorra, [59]. De uma forma ou de outra, a principal diferença entre as topologias bidirecionais e unidirecionais é o uso de mais interruptores controlados em paralelo com os diodos, não necessariamente todos, presentes nas topologias unidirecionais, de modo que uma corrente possa fluir no sentido contrário na topologia bidirecional. Embora topologias de inversores unidirecionais sejam teoricamente possíveis, para operação com fator de potência unitário, a maioria dos conversores unidirecionais são retificadores. Alguma pesquisa é direcionada aos inversores principalmente em baixa potência, com aplicações em energia solar [60]. O UMMC é um retificador unidirecional.

O submódulo do UMMC surge de forma similar às outras topologias unidirecionais propostas, com a retirada de um interruptor controlado. A Figura 5.1 (a) apresenta a topologia do SM-U proposta, que é composta por um conversor *buck* e um diodo em paralelo com o interruptor controlado, formando o interruptor bidirecional em corrente  $S_1$ . A Figura 5.1 (b) apresenta seus quadrantes de operação. Percebe-se que para uma corrente negativa, o SM-U consegue controlar a tensão que sintetiza, podendo gerar uma tensão com valor médio entre zero e  $V_C$  se uma modulação PWM é utilizada. No entanto, para uma corrente positiva, perde-se o controle da tensão gerada, sendo esta sempre igual a  $V_C$ .

A Figura 5.2 apresenta uma configuração diferente para o SM-U, que, com relação a primeira, possui a vantagem do sinal de acionamento do interruptor controlado estar referenciado ao mesmo

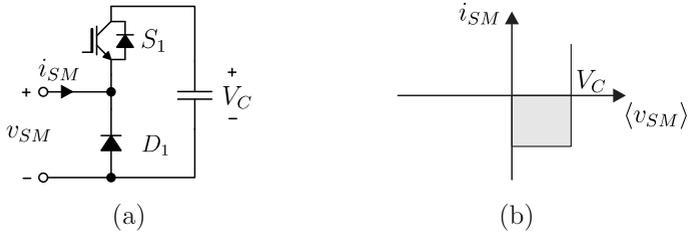


Figura 5.1 – Topologia do submódulo SM-U em (a) e quadrantes de operação em (b).

potencial do terminal negativo do capacitor do submódulo. Portanto, os circuitos de acionamento do interruptor e de medição da tensão do capacitor não precisam ser isolados.

Outra característica destes submódulos, que pode ser observada independentemente do funcionamento do conversor, é o desligamento não forçado do diodo presente no interruptor  $S_1$ , já que não existe outro interruptor no submódulo que promova o desligamento rápido, forçado, deste dispositivo.

Com relação às características externas deste submódulo, são iguais às apresentadas para o submódulo anterior.

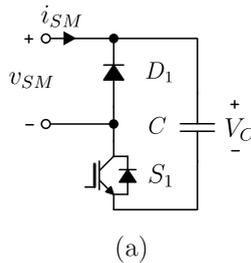


Figura 5.2 – Topologia do submódulo SM-U com uma configuração diferente dos interruptores.

## 5.2 Princípio de funcionamento e operação idealizada do UMMC

A Figura 5.3 apresenta a estrutura do conversor modular multiníveis unidirecional proposto neste trabalho. Esta topologia não possui indutores de braço, por motivos explicados adiante.

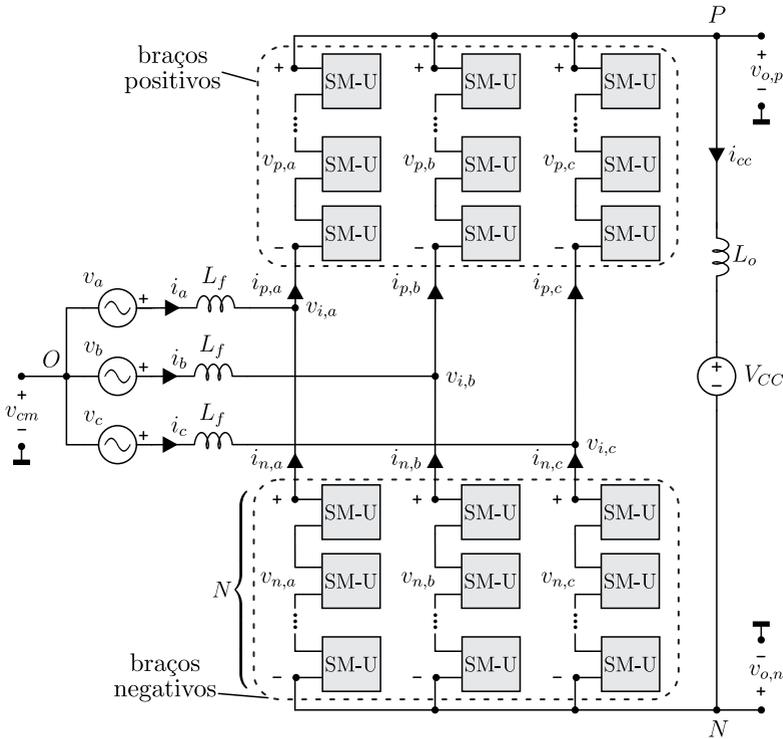


Figura 5.3 – Estrutura do conversor UMMC.

Para que o UMMC funcione adequadamente, a potência média, idealmente e em regime permanente, absorvida por cada submódulo deve ser nula, de modo que a tensão de seu capacitor mantenha-se constante. Logo, é necessário que, durante um certo intervalo de tempo, a corrente  $\langle i_{SM} \rangle$  seja positiva, de forma a carregar o capacitor  $C$ . Durante este intervalo de tempo, o braço que estiver em processo de carga de seus capacitores não poderá controlar corrente alguma, já que a tensão gerada por este será  $V_{Ct}$ , independentemente dos sinais comando enviados aos interruptores. Disto, conclui-se que os dois braços de uma mesma fase não poderão carregar-se ao mesmo tempo, pois entre os pontos  $P$  e  $N$  apareceria uma tensão de  $2V_{Ct}$ , impossibilitando o controle da corrente  $i_{cc}$ . Dois braços de fases diferentes também não poderiam carregar-se ao mesmo tempo, pois isto fixaria a tensão aplicada entre duas fases do conversor, se  $\langle V_{PN} \rangle = V_{CC}$  é considerado, impossibilitando o controle da corrente

destas fases. Portanto, apenas um braço de cada vez poderá carregar seus capacitores.

Uma possibilidade para o funcionamento do conversor, garantido os requisitos acima citados, é usar as correntes de circulação para formatar as correntes de braço, garantindo que apenas um braço por vez seja atravessado por uma corrente negativa. No entanto, a operação em apenas um quadrante dos submódulos e o formato complexo das formas de onda necessárias para as correntes de circulação não levaram a bons resultados em testes preliminares. À vista disso, decidiu-se operar sem correntes de circulação no conversor, e seguir com uma outra abordagem. Como vantagem, os indutores de braço não são necessários. A proposta consiste em distribuir as correntes da porta CA e da porta CC, ao longo do tempo, entre os braços do conversor. Para isso, sempre deverão existir quatro braços ativos, ou seja, conduzindo corrente, sendo que um deles deve possuir corrente negativa. Os interruptores dos outros dois braços devem permanecer desligados, com o objetivo de evitar-se as correntes de circulação.

A potência instantânea absorvida por um braço do conversor é dada por

$$p_{pnk,f} = -v_{k,f} \cdot \dot{i}_{k,f}, \quad (5.1)$$

onde  $k \in \{p, n\}$  e  $f \in \{a, b, c\}$ . Logo, a potência média absorvida por um braço, em regime permanente e idealmente, vale

$$P_{pnk,f} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} p_{pnk,f} d\omega t. \quad (5.2)$$

Deseja-se encontrar formas de onda, para as correntes de braço e tensões geradas por estes, cuja diferença, de um braço para o outro, seja apenas a defasagem no tempo, já que, se isto é satisfeito, verifica-se, de (5.2), que a potência média absorvida por cada braço é a mesma, considerando que estas formas de onda são cíclicas de período  $2\pi$ . Neste caso, se a potência de entrada e saída do conversor são iguais, a potência média absorvida por cada braço é nula.

A Figura 5.4 apresenta um possível conjunto de formas de onda para as correntes de braço do conversor, normalizadas com relação à  $\hat{I}$ , que atendem os requisitos acima comentados. O vetor de correntes  $\hat{i}_{ca}$ , que representa as correntes na entrada do conversor é dado por

$$\hat{i}_{ca} = \hat{I} \begin{pmatrix} \text{sen}(\omega t) \\ \text{sen}(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \text{sen}(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix}. \quad (5.3)$$

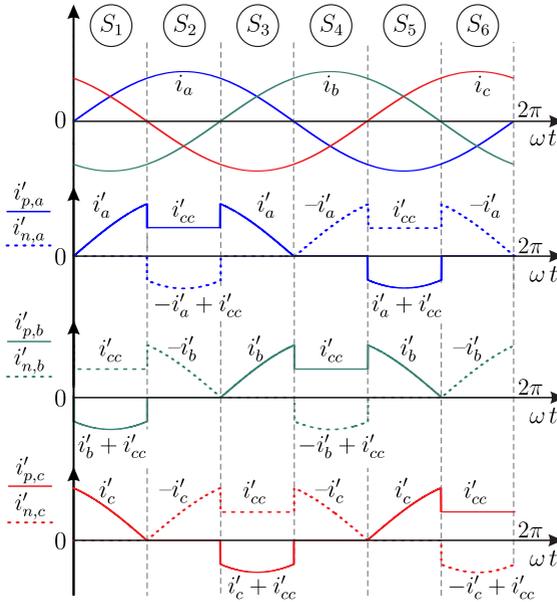


Figura 5.4 – Formas de onda das correntes de braço propostas. As correntes estão normalizadas com relação à  $\hat{I}$ .

Percebe-se que as correntes de braço são composições das correntes CA e CC, e mudam de definição a cada setor. Acima de cada trecho da forma de onda, está identificado por qual corrente ou combinação de correntes aquele trecho corresponde. Já percebe-se mais algumas diferenças do UMMC com relação ao MMC. Neste último, as correntes de braço são contínuas, enquanto as correntes do UMMC possuem descontinuidades em cada transição de setor. Além disso, a corrente de pico nos braços do conversor MMC serão sempre menores, devido à divisão da corrente CA existente neste conversor. Percebe-se, ainda, que apenas uma corrente de braço é negativa a cada instante, e que cada uma delas é nula durante dois setores, como requerido para o funcionamento do conversor. Estas correntes, idealmente, deverão resultar em uma potência nula absorvida por cada braço.

Para que as formas de onda apresentadas na Figura 5.4 sejam obtidas, os braços do conversor UMMC devem ser acionados como apresentado na Figura 5.5. Em cada setor, como já mencionado, devem existir quatro braços conduzindo correntes. Um deles é responsável pelo controle da corrente  $i_{cc}$ , outros dois responsáveis pelo

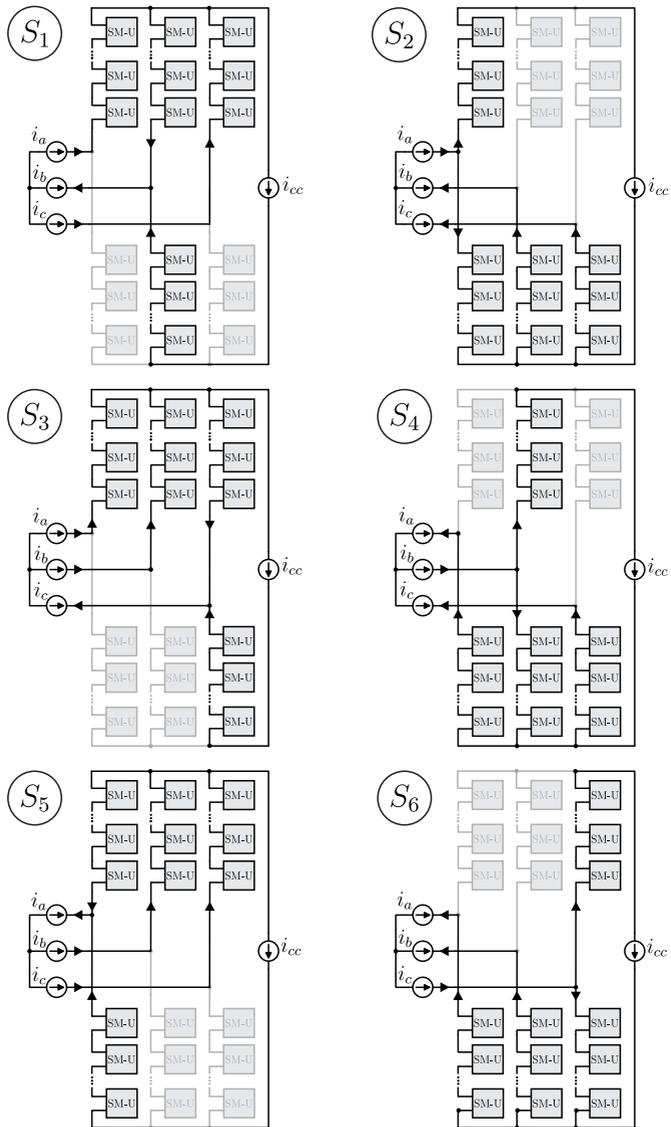


Figura 5.5 – Braços ativos durante cada setor de operação do conversor MMC.

controle das correntes na porta CA, e o último opera com corrente negativa, carregando seus capacitores. Os outros dois braços deverão permanecer desligados durante todo o setor. No caso do setor  $S_1$ , por exemplo, tem-se o braço  $nb$  controlando a corrente  $i_{cc}$ , os braços  $pa$  e  $pc$  controlando as correntes de entrada, enquanto o braço  $pb$  carrega-se com uma corrente negativa dada por  $i'_b + i'_{cc}$ . Todos os interruptores dos braços  $na$  e  $nc$  permanecem desligados. Uma vantagem deste modo de operação do conversor é o menor número de interruptores comutando ao mesmo tempo, metade com relação ao MMC, diminuindo as perdas por comutação no conversor.

É importante salientar que outras formas de operação do conversor podem existir. No entanto, esta foi a melhor encontrada pelo autor até o momento.

Neste capítulo, as definições das tensões trifásicas são dadas por

$$\mathbf{v}_{ca} = \hat{V} \begin{pmatrix} \text{sen}(\omega t - \phi) \\ \text{sen}(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \phi) \\ \text{sen}(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \phi) \end{pmatrix}. \quad (5.4)$$

Os ângulos das correntes foram mantidos fixos com a finalidade de manter fixa a definição dos setores  $S_1..S_6$ . Assim, o defasamento entre tensão e corrente foi adicionado às tensões.

A Figura 5.6 apresenta as formas de onda normalizadas da corrente no braço  $pa$ ,  $i'_{p,a}$ , a tensão normalizada, com relação à  $V_{Ct}$ , que deve ser sintetizada por este braço,  $v'_{p,a}$ , a potência instantânea normalizada com relação à  $V_{Ct}\hat{I}$ , absorvida pelo braço  $pa$ ,  $p'_{p,a}$ , e os sinais moduladores dos braços da fase  $a$ ,  $m_{pa}$  e  $m_{na}$ , considerando-se um modulador com ganho unitário. As ondulações de tensão dos capacitores e as quedas de tensão sobre os indutores foram desconsideradas.

As definições das tensões CA e CC normalizadas,  $M$  e  $G$ , respectivamente, dadas em (3.16) e (3.17), são mantidas neste capítulo. As tensões  $v'_{ba}$  e  $v'_{ca}$ , que aparecem na Figura 5.6, referem-se às tensões de linha normalizadas geradas pelo conversor. Integrando-se a potência  $p'_{pa}$  ao longo do período, obtém-se uma média nula, atestando em parte o funcionamento teórico do conversor. Observa-se que a forma de onda  $v'_{pa}$  é a mesma obtida com algumas modulações descontínuas para conversores CC-CA de dois níveis, como apresentado em [41]. Atenta-se ainda, ao fato dos sinais moduladores serem ativos durante apenas metade do período, no qual a corrente de braço é positiva. Há passagem apenas de corrente negativa no

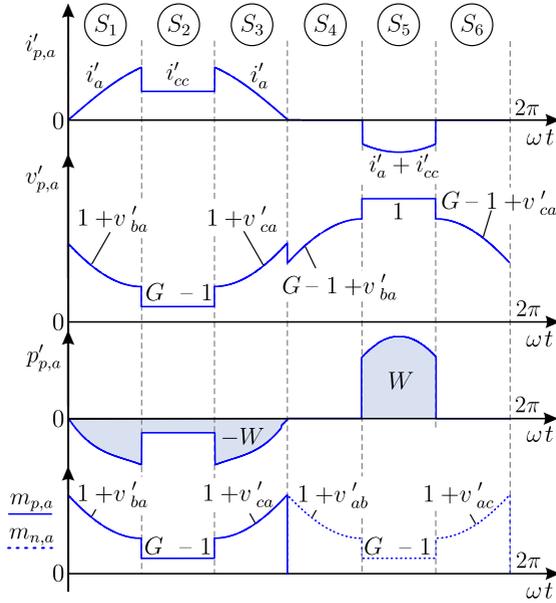


Figura 5.6 – Formas de onda da corrente, tensão gerada e potência absorvida pelo braço  $pa$  para  $\phi = 0$ . A última forma de onda apresenta os sinais moduladores dos dois braços da fase  $a$ .

outro semiciclo, não sendo necessário, portanto, o acionamento dos interruptores, já que a corrente flui através de um diodo.

No estudo realizado até então, foi considerada a seguinte definição, dada no capítulo 4, e aqui repetida para maior comodidade.

$$i_{cc} = \hat{I} \frac{3M}{4G} \cos(\phi). \quad (5.5)$$

### 5.3 Modelo médio de um braço do UMMC

Um modelo médio para o braço do conversor UMMC, composto por  $N$  submódulos SM-U, cada um contendo um capacitor de capacitância  $C$ , é apresentado na Figura 5.7. Este tipo de modelo pode ser muito útil em simulações longas que não requerem muito detalhismo, reduzindo drasticamente o tempo de simulação.

O uso dos diodos  $D_p$  e  $D_n$  deve-se ao funcionamento diferentes do submódulo SM-U para correntes positivas e negativas. Para uma corrente de braço  $i_{k,f}$  positiva, o diodo  $D_p$  conduz e o funcionamento

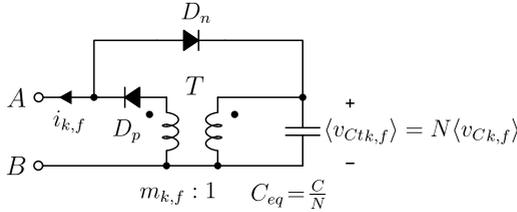


Figura 5.7 – Modelo médio de um braço do conversor UMMC.

do circuito é o mesmo apresentado no capítulo 3. Logo, a tensão gerada pelo braço pode ser controlado através do sinal modulador  $m$ . Vale salientar que o modelo é válido apenas para um modulador com ganho unitário. Para uma corrente negativa, o diodo  $D_n$  é acionado, e o circuito equivalente do braço torna-se um capacitor de capacitância  $\frac{C}{N}$ .

## 5.4 Limites operacionais do UMMC

Esta seção define os limites teóricos de operação do conversor UMMC com relação às tensões CA e CC máximas de funcionamento para uma dada tensão  $V_{Ct}$ , bem como com relação à máxima defasagem  $\phi$  entre as correntes e tensões da porta CA.

### 5.4.1 Limite operacional de tensão

A tensão CC gerada pelo UMMC, como pode ser observado na Figura 5.5, sempre provém da conexão série de um braço em processo de carga de seus capacitores, ou seja, gerando uma tensão não controlada  $V_{Ct}$  e o outro braço, da mesma fase, complementando a tensão necessária para que seja atingido o valor de  $V_{CC}$ . Já que o primeiro braço não pode controlar a tensão gerada, tem-se a primeira restrição para o UMMC,

$$G \geq 1. \quad (5.6)$$

Esta é apenas uma restrição teórica idealizada, que tem o objetivo de comparar as topologias de conversores modulares multiníveis. No dimensionamento do conversor, a ondulação de tensão dos capacitores deve ser levada em consideração.

A segunda restrição provém da análise da Figura 5.6. A máxima tensão sobre o braço  $pa$  do conversor, desconsiderando-se o setor  $S_5$ , no qual a tensão  $v'_{p,a}$  é imposta devido à corrente negativa

de braço, ocorre no final de  $S_4$  e no começo de  $S_6$ , ou seja, para  $\omega t = \frac{4\pi}{3}$  e  $\omega t = \frac{5\pi}{3}$ . Atendo-se ao primeiro caso e considerando-se a situação limite, onde a tensão normalizada sobre o braço é máxima, pode-se escrever,

$$G - 1 + v'_{ba} \Big|_{\omega t = \frac{4\pi}{3}} = 1. \quad (5.7)$$

Levando em consideração que  $v'_{ba} = v'_b - v'_a$ , (5.4) e a definição de  $M$ , obtém-se a outra equação que restringe a área de operação do UMMC,

$$2G + \sqrt{3}M \leq 4. \quad (5.8)$$

É válido salientar que, nos setores  $S_4$  e  $S_6$ , o braço  $pa$  não está impondo nenhuma tensão, já que os pulsos de comando de seus interruptores devem estar desabilitados durante estes setores. Contudo, os outros braços do conversor impõe a tensão mostrada na Figura 5.6 sobre o braço em questão. Ainda assim, a tensão normalizada imposta sobre este não deverá ultrapassar 1. Caso contrário, haverá circulação de uma corrente não intencional devido à entrada em condução dos diodos em antiparalelo do interruptor  $S_1$  de cada um dos submódulos.

De (5.6) e (5.8), obtém-se o gráfico apresentado na Figura 5.8, que representa a área de operação do conversor no plano  $G \times M$ . Com relação ao MMC composto por submódulos do tipo SM-HB, o UMMC tem a capacidade de operar, teoricamente, apenas em metade da área que o primeiro consegue, devido à restrição (5.6).

Embora a análise tenha sido realizada para o braço  $pa$ , a operação simétrica do conversor garante que as restrições são válidas para todos os braços.

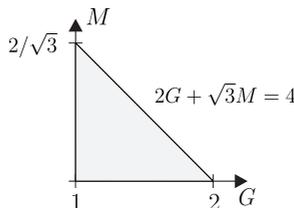


Figura 5.8 – Região de operação do UMMC no plano  $G \times M$ .

### 5.4.2 Limite operacional da defasagem da corrente

De acordo com o proposto até agora, o formato das correntes de braço normalizadas do UMMC, bem como os instantes onde começam e terminam os setores, são invariáveis. Contudo, o formato das tensões geradas pelo braço do conversor variam em função de  $M$ ,  $G$  e  $\phi$ . Como exemplo, a Figura 5.9 e a Figura 5.10 apresentam as formas de onda da tensão, corrente e potência normalizadas, referentes ao braço  $pa$ , para  $M = 0,78$ ,  $G = 1,15$ , e ângulos  $\phi = \frac{\pi}{12}$  e  $\phi = \frac{\pi}{6}$ , respectivamente.

Para o braço  $pa$ , o máximo ângulo  $\phi$  com o qual o conversor pode operar é limitado devido à operação no setor  $S_1$ , em  $\omega t = 0$ . Neste ponto, a tensão gerada pelo braço  $pa$  vale

$$v'_{p,a} \Big|_{\omega t=0} = 1 + \frac{M}{2} \operatorname{sen} \left( -\frac{5\pi}{6} - \phi \right). \quad (5.9)$$

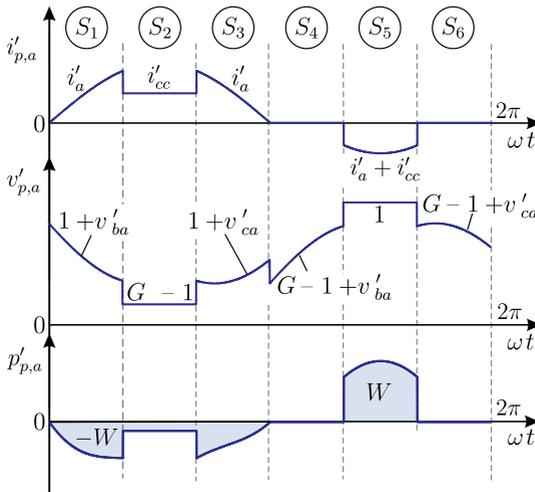


Figura 5.9 – Formas de onda da tensão, corrente e potências normalizadas no braço  $pa$  para  $M = 0,78$ ,  $G = 1,15$  e  $\phi = \frac{\pi}{12}$ .

Logo, para  $M > 0$  e  $\phi > 0$ , a tensão gerada pelo braço  $pa$ , normalizada, em  $\omega t = 0$ , é mínima para  $\phi = 0$ , e aumenta a medida que o ângulo  $\phi$  aumenta. Para  $\phi = \frac{\pi}{6}$ , tem-se  $v'_{pa} = 1$ . Portanto, como esta é a máxima tensão que pode ser gerada por um braço,  $\phi = \frac{\pi}{6}$  é o máximo ângulo, teórico, com o qual o conversor pode operar. A Figura 5.10 apresenta as formas de onda relacionadas

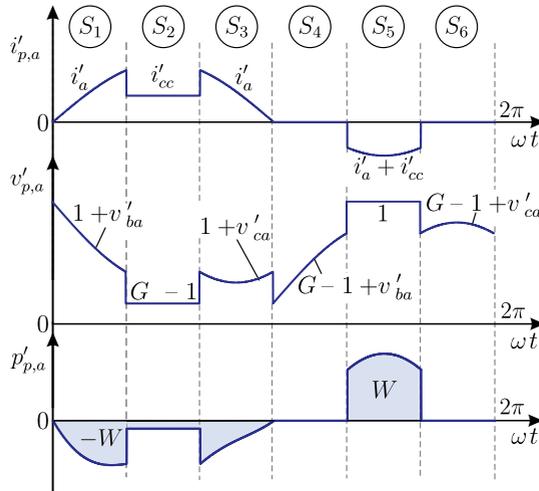


Figura 5.10 – Formas de onda da tensão, corrente e potências normalizadas no braço  $pa$  para  $M = 0,78$ ,  $G = 1,15$  e  $\phi = \frac{\pi}{6}$ .

a esta condição. De forma similar, pode-se concluir que o mínimo ângulo  $\phi$  com o qual o conversor pode operar é  $\phi = -\frac{\pi}{6}$ , devido à limitações no setor  $S_3$ .

## 5.5 Dimensionamento dos principais dispositivos

A Figura 5.11 apresenta novamente o SM-U, onde os elementos que compõe o submódulo são nomeados. Esta seção apresenta equações que permitem o cálculo dos valores de correntes médias e eficazes em todos os dispositivos que compõe o SM-U.

Neste capítulo, não serão estudados os espectros das tensões geradas pelo conversor e suas consequências nas correntes drenadas, principalmente, devido à maior complexidade das formas de onda envolvidas.

### 5.5.1 Esforços de corrente nos dispositivos semicondutores

Considerando que os dispositivos semicondutores apresentados na Figura 5.11 podem ser modelados, quando ligados, por uma fonte de tensão e uma resistência, como apresentado na Figura 3.27, é necessário o cálculo das correntes eficazes e médias em cada dispositivo

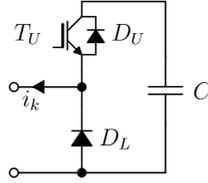


Figura 5.11 – Componentes do SM-U.

para que se possa calcular suas perdas por condução. Assumindo uma frequência de comutação muito maior que a frequência da rede, sinais moduladores ideais e desprezando as componentes de alta frequência presentes nas correntes, é possível, seguindo a metodologia apresentada na subseção 3.27, encontrar a seguinte equação para o valor médio normalizado da corrente no transistor  $T_U$ ,

$$I'_{T_U \text{ avg}} = \frac{1}{2\pi} - \frac{M \cos(\phi)}{8G}. \quad (5.10)$$

Enquanto o valor médio normalizado da corrente no diodo  $D_U$  é dado por

$$I'_{D_U \text{ avg}} = \frac{1}{2\pi} - \frac{M \cos(\phi)}{8G}. \quad (5.11)$$

As expressões encontradas, (5.10) e (5.11), são iguais, já que ambos os dispositivos estão conectados a um capacitor, cuja corrente média, em regime permanente, deve ser nula.

O valor médio normalizado da corrente no diodo  $D_L$  pode ser obtido com

$$I'_{D_L \text{ avg}} = \frac{M \cos(\phi)}{4G}, \quad (5.12)$$

que equivale a um terço da corrente  $i_{cc}$ .

O valor eficaz normalizado da corrente no transistor  $T_U$  é dado por

$$I'_{T_U \text{ rms}} = \sqrt{\frac{1}{96\pi} \left[ 16\pi - 24M \cos(\phi) - 12\sqrt{3} + \frac{G-1}{G^2} 9\pi M^2 \cos(\phi)^2 \right]}. \quad (5.13)$$

O valor eficaz normalizado da corrente no diodo  $D_U$  é dado por

$$I'_{D_U \text{ rms}} = \sqrt{\frac{1}{96\pi} \left[ 8\pi + 12\sqrt{3} + \frac{9\pi M^2 \cos(\phi)^2}{G^2} - \frac{72M \cos(\phi)}{G} \right]}, \quad (5.14)$$

enquanto o valor eficaz normalizado da corrente que atravessa o diodo  $D_L$  vale

$$I'_{D_L r_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{32\pi} M \cos(\phi) [8G^2 - 3\pi M G \cos(\phi) + 6\pi M \cos(\phi)]}. \quad (5.15)$$

A Figura 5.12 apresenta os valores médios normalizados das correntes nos dispositivos semicondutores do SM-U para alguns valores de  $M$  e  $G$ , obtidos com (5.10), (5.11) e (5.12). Enquanto a Figura 5.13 apresenta os valores eficazes normalizados das correntes nos mesmos dispositivos, obtidos de (5.13), (5.14) e (5.15).

Comparando as figuras 5.12 e 5.13 com as figuras 3.28 e 3.29, verifica-se que os esforços de corrente nos semicondutores do UMMC são similares aos calculados para o MMC. No entanto, existe um semicondutor a menos no SM-U, o que diminui as perdas por condução. Além disso, um dos diodos do SM-U comuta em baixa frequência, enquanto os outros semicondutores comutam apenas metade do tempo. Embora as perdas causadas pela comutação não sejam abordadas neste trabalho, espera-se que estas perdas sejam menores no UMMC, quando comparado ao MMC.

### 5.5.2 Dimensionamento do Capacitor do submódulo

Os dois parâmetros usualmente adotados no dimensionamento de capacitores em conversores estáticos são a ondulação de tensão e o valor eficaz da corrente que atravessa o capacitor. Para o UMMC, a ondulação pode ser facilmente calculada, para um capacitor do braço  $pa$ , através da carga transferida para o braço durante o setor  $\tilde{S}_5$ , único período onde ocorre a carga dos capacitores deste braço. Logo,

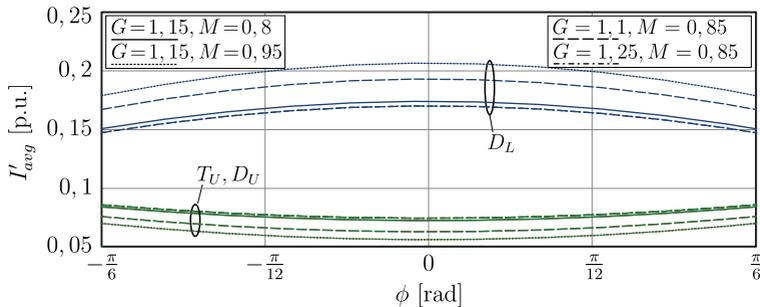


Figura 5.12 – Valores médios normalizados das correntes nos dispositivos semicondutores do SM-U.

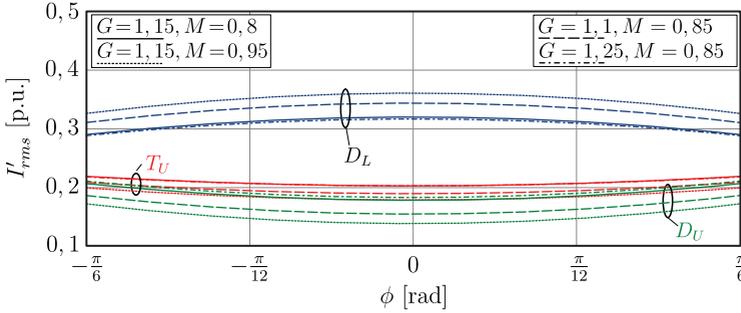


Figura 5.13 – Valores eficazes normalizados das correntes nos dispositivos semicondutores do SM-U.

considerando-se uma operação simétrica, a ondulação de tensão normalizada em um capacitor qualquer do conversor é dada por

$$\Delta V_{C_t}^{pp''} = - \int_{\frac{4\pi}{3}}^{\frac{5\pi}{3}} \left[ \text{sen}(\omega t) - \frac{3M}{4G} \cos(\phi) \right] d\omega t, \quad (5.16)$$

que resulta em

$$\Delta V_{C_t}^{pp''} = 1 - \frac{\pi M \cos(\phi)}{4G}. \quad (5.17)$$

Logo, a ondulação real de tensão em um capacitor pode ser calculada com

$$\Delta V_{C_t}^{pp} = \frac{\hat{I}}{\omega C} \Delta V_{C_t}^{pp''}. \quad (5.18)$$

Utilizando-se do mesmo coeficiente  $\delta$  definido em (3.52), que consiste no valor pico-a-pico da ondulação normalizada com relação ao valor médio da tensão no capacitor, pode-se encontrar o valor mínimo de capacitância necessária para que esta ondulação ocorra,

$$C \geq \frac{\hat{I}}{\omega \delta V_C} \Delta V_{C_t}^{pp''}. \quad (5.19)$$

Onde  $V_C$  é a tensão média no capacitor  $C$ .

A Figura 5.14 apresenta algumas curvas, obtidas com (5.17), da ondulação de tensão normalizada para alguns valores de  $M$  e  $G$ . Comparando a curva referente a  $G = 1,15$  e  $M = 0,8$  da Figura 5.17, com a apresentada na Figura 3.11, obtida para o MMC, verifica-se

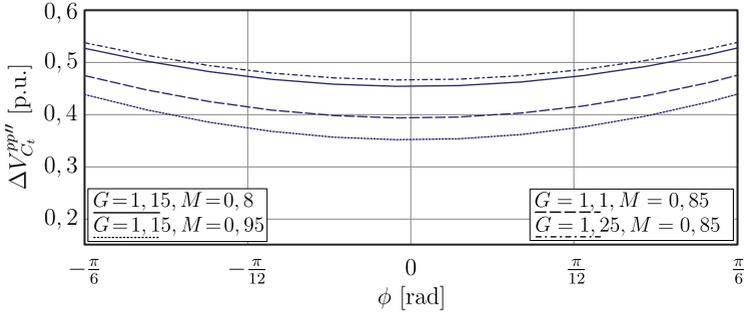


Figura 5.14 – Ondulação de tensão normalizada no capacitor C do SM-U.

que os valores de ondulação são muito similares para este ponto de operação.

Já que o diodo  $D_U$  e o transistor  $T_U$  não conduzem simultaneamente, a corrente eficaz normalizada no capacitor  $C$  pode ser obtida com

$$I'_{Crms} = \sqrt{I'_{DUrms}{}^2 + I'_{TURms}{}^2}. \quad (5.20)$$

Substituindo (5.13) e (5.14) em (5.20), obtém-se

$$I'_{Crms} = \sqrt{\frac{1}{32\pi} \left[ 8(\pi - M \cos(\phi)) + \frac{3\pi M^2 \cos(\phi)^2 - 24M \cos(\phi)}{G} \right]}, \quad (5.21)$$

da qual são obtidas as curvas apresentadas na Figura 5.15. Comparando estas curvas com as obtidas para o MMC, na Figura 3.30, verifica-se que os esforços de corrente nos capacitores do UMMC, para pontos de operação semelhantes, são praticamente os mesmos do MMC, como pode ser observado na curva para  $G = 1,1$  e  $M = 0,85$ .

## 5.6 Modulação e controle das correntes

Esta seção propõe estratégias de modulação e de controle das correntes do MMC-1f. Como já mencionado, este conversor não possui correntes de circulação, sendo necessário, portanto, o controle de três correntes ou combinações de correntes apenas, duas referentes às correntes CA e a corrente no barramento CC,  $i_{cc}$ .

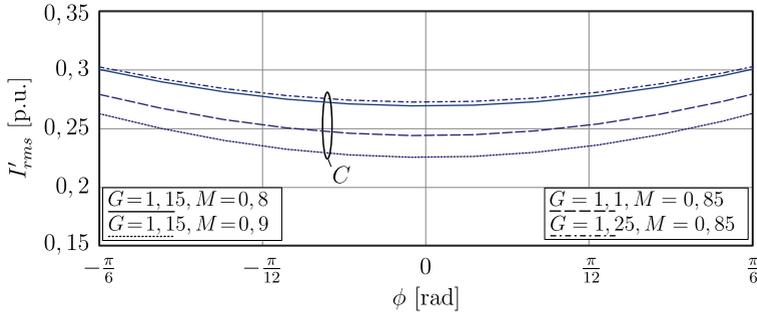


Figura 5.15 – Valor eficaz normalizado da corrente que atravessa o capacitor  $C$  do SM-U para algumas combinações de  $M$  e  $G$  em função de  $\phi$ .

### 5.6.1 Modulação

A modulação do UMMC é realizada de forma similar à topologia bidirecional. Existe um modulador para cada braço, que recebe um sinal modulador e o compara com  $N$  portadoras, obtendo como resultado um sinal PWM multiníveis. Este sinal é enviado ao algoritmo responsável pelo balanço das tensões dos capacitores correspondentes ao braço em questão, como apresentado na Figura 3.18. Contudo, devido à operação setorizada do conversor, sendo em cada setor, as tensões de linha do conversor e da porta CC geradas por braços diferentes, é necessário que em cada setor os sinais gerados pelos controladores sejam devidamente combinados, de modo que independentemente do setor, as tensões de linha geradas pelo conversor estejam sempre de acordo com as calculadas pelos controladores. As Tabelas 5.1 e 5.2 indicam quais combinações de  $v_{d,a}$ ,  $v_{d,b}$ ,  $v_{d,c}$  e  $v_{cc}$ , sinais gerados pelos controladores, devem ser enviadas ao modulador de cada braço. Com relação à tensão de modo comum, esta é definida pela própria operação do conversor, não sendo possível controlá-la.

A Figura 5.16 apresenta o diagrama de blocos responsável pela geração dos sinais moduladores, representados pelo vetor  $\mathbf{m}_{pn}$ , definido em (4.140). O bloco denominado “Geração dos sinais moduladores” combina os sinais  $v_{d,a}$ ,  $v_{d,b}$ ,  $v_{d,c}$ , presentes em  $\mathbf{v}_d$  e  $v_{cc}$ , exatamente de acordo com as Tabelas 5.1 e 5.2, sendo o bloco controlado pelo sinal  $s$ , que indica em qual setor de corrente o conversor está operando.

O bloco “Desabilitação de braços” é responsável por anular os sinais moduladores dos dois braços que devem permanecer inativos

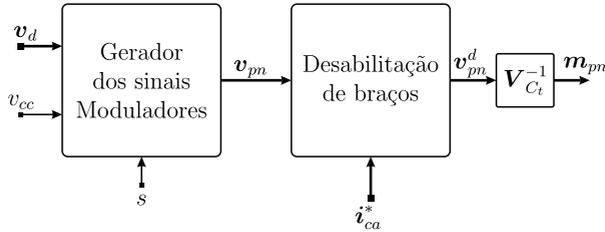


Figura 5.16 – Estrutura geradora dos sinais moduladores.

em cada setor. O bloco utiliza dos sinais de referências das correntes para selecionar o braços a serem desativados de acordo com o sinal da corrente. Se a corrente em uma fase é positiva, então o braço positivo desta fase deve permanecer ativo e o negativo deve ser desabilitado. Se a corrente é negativa, então o contrário é feito. Assim como no MMC, a matriz  $\mathbf{V}_{C_t}^{-1}$ , definida em (4.144), é utilizada com o intuito de diminuir a distorção causada pelas ondulações de tensão nos capacitores.

Diferentemente do MMC, não é possível obter uma modulação  $2N + 1$  para este conversor. Portanto, uma ondulação de corrente muito maior é esperada para o UMMC. A disposição das portadoras influenciam no padrão das ondulações, e principalmente, na distorção que ocorre na troca de setores. Resultados de simulação mostraram que a melhor disposição para as portadoras é a IPD (*In Phase Disposition*), pois esta resulta em uma menor distorção nas trocas de setores.

### 5.6.2 Controladores de corrente

A função de transferência que modela as correntes CA no UMMC é similar à obtida para o MMC, sendo a única diferença a não presença dos indutores de braço.

$$G_{i_{ca},e}(s) = \frac{i_{ca,e}(s)}{v_{d,e}(s)} = \frac{1}{sL_f + R_f}, \quad (5.22)$$

onde  $e \in \{\alpha, \beta\}$ . Os mesmos tipos de controladores possíveis para o MMC são também aplicáveis aqui, como o controlador ressonante apresentado em (4.103), ou ainda, um sistema de controle em eixos síncronos, como o apresentado em Figura 4.14.

A função de transferência obtida para a corrente  $i_{cc}$ , em função

Tabela 5.1 – Composição dos sinais moduladores durante os setores  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$ .

	$S_1$	$S_2$	$S_3$
$v_{p,a}$	$V_{Ct} + v_{d,b} - v_{d,a}$	$v_{cc} - V_{Ct}$	$V_{Ct} + v_{d,c} - v_{d,a}$
$v_{p,b}$	$-V_{Ct} + v_{cc} + v_{d,a} - v_{d,b}$	$V_{Ct}$	$-V_{Ct} + v_{cc} + v_{d,a} - v_{d,c}$
$v_{p,c}$	$V_{Ct}$	$-V_{Ct} + v_{cc} + v_{d,a} - v_{d,b}$	$V_{Ct} + v_{d,c} - v_{d,b}$
$v_{n,a}$	$v_{cc} - V_{Ct}$	$V_{Ct} + v_{d,b} - v_{d,a}$	$-V_{Ct} + v_{cc} + v_{d,b} - v_{d,c}$
$v_{n,b}$	$V_{Ct} + v_{d,b} - v_{d,c}$	$-V_{Ct} + v_{cc} + v_{d,a} - v_{d,c}$	$V_{Ct}$
$v_{n,c}$	$-V_{Ct} + v_{cc} + v_{d,c} - v_{d,b}$	$V_{Ct} + v_{d,c} - v_{d,a}$	$v_{cc} - V_{Ct}$

Tabela 5.2 – Composição dos sinais moduladores durante os setores  $S_4$ ,  $S_5$  e  $S_6$ .

	$S_4$	$S_5$	$S_6$
$m_{p,a}$	$-V_{Ct} + v_{cc} + v_{d,b} - v_{d,a}$	$V_{Ct}$	$-V_{Ct} + v_{cc} + v_{d,c} - v_{d,a}$
$m_{p,b}$	$V_{Ct} + v_{d,a} - v_{d,b}$	$v_{cc} - V_{Ct}$	$V_{Ct} + v_{d,a} - v_{d,c}$
$m_{p,c}$	$v_{cc} - V_{Ct}$	$V_{Ct} + v_{d,a} - v_{d,b}$	$-V_{Ct} + v_{cc} + v_{d,c} - v_{d,b}$
$m_{n,a}$	$V_{Ct}$	$-V_{Ct} + v_{cc} + v_{d,c} - v_{d,b}$	$V_{Ct} + v_{d,b} - v_{d,c}$
$m_{n,b}$	$-V_{Ct} + v_{cc} + v_{d,b} - v_{d,c}$	$V_{Ct} + v_{d,a} - v_{d,c}$	$v_{cc} - V_{Ct}$
$m_{n,c}$	$V_{Ct} + v_{d,c} - v_{d,b}$	$-V_{Ct} + v_{cc} + v_{d,c} - v_{d,a}$	$V_{Ct}$

de  $v_{cc}$ , tensão CC sintetizada pelo conversor, é dada por

$$G_{i_{cc}}(s) = \frac{i_{cc}(s)}{v_{cc}(s)} = \frac{1}{sL_o + R_o}. \quad (5.23)$$

Novamente, o controlador mais indicado pra esta malha é o PI, já que este é suficiente para garantir erro nulo para uma referência constante. As funções de transferência acima descritas levaram em consideração as resistências presentes nas indutâncias do conversor, muito embora a Figura 5.3 não as apresente.

## 5.7 Controle e balanceamento das tensões

Para operação adequada do UMMC, são necessárias malhas de controle para as tensões que garantam uma energia total armazenada controlada, bem como uma boa distribuição desta energia entre os braços do conversor. A energia total armazenada no conversor é controlada através da diferença entre a potência absorvida da porta CA e a potência entregue pela porta CC, ou seja, pode-se controlá-la através da amplitude das correntes de entrada.

Com relação ao balanço das tensões, já que o UMMC não possui correntes de circulação, uma estratégia diferente da apresentada para para o MMC é proposta. Esta consiste na variação dos tamanhos dos setores  $S_1..S_6$  através dos ângulos  $\delta_0.. \delta_5$ , definidos na Figura 5.17.

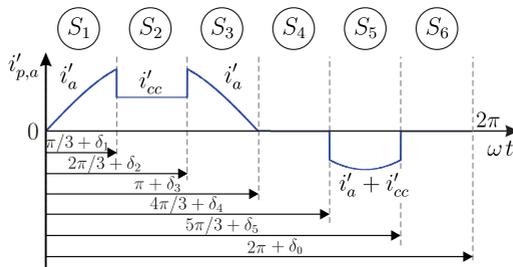


Figura 5.17 – Definição dos ângulos que determinam o tamanho dos setores de corrente.

Se qualquer um desses ângulos é feito diferente de zero, a potência média absorvida por pelo menos quatro braços será não nula. Para exemplificar o mecanismo através do qual a potência absorvida pelos braços é modificada, as Figuras 5.18 e 5.19 apresentam as

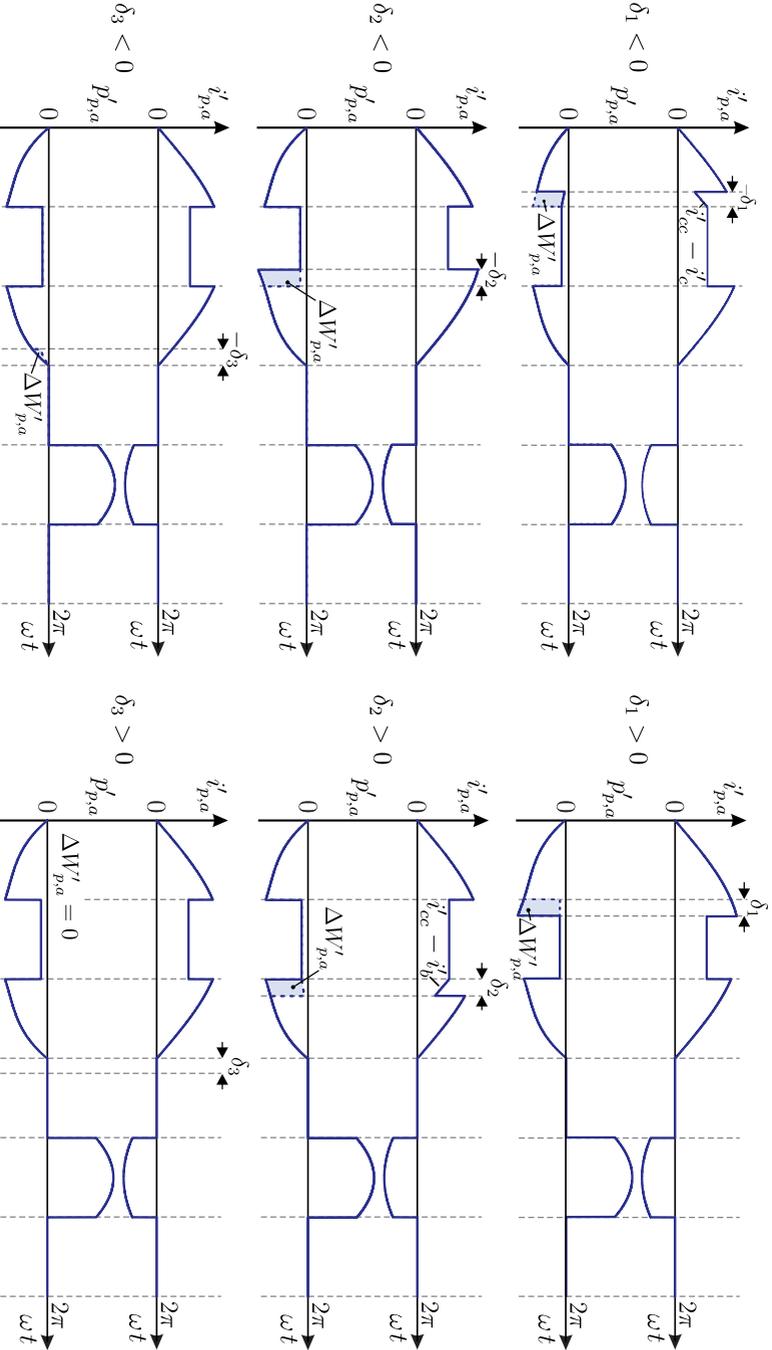


Figura 5.18 – Energia absorvida pelo braço  $pa$  para variações positivas e negativas nos ângulos  $\delta_1$ ,  $\delta_2$  e  $\delta_3$ .

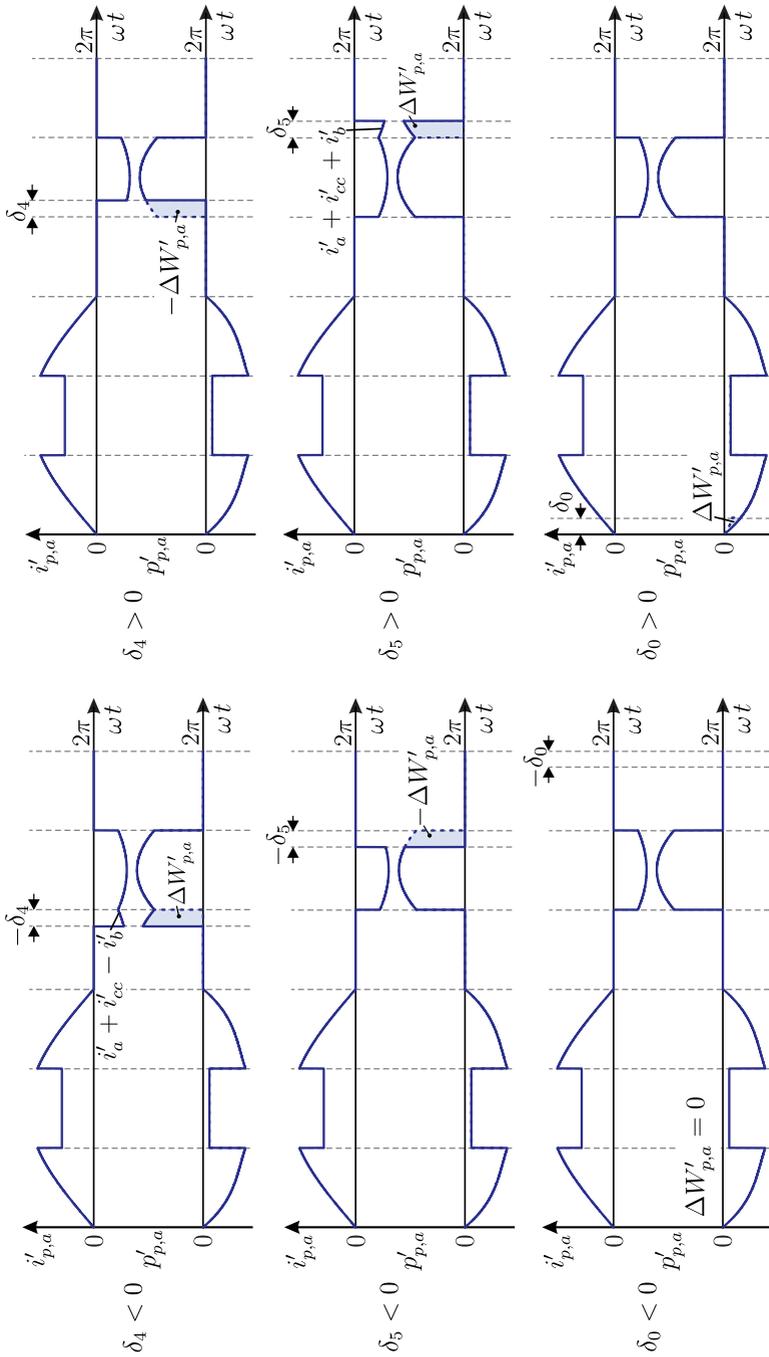


Figura 5.19 – Energia absorvida pelo braço  $pa$  para variações positivas e negativas nos ângulos  $\delta_4$ ,  $\delta_5$  e  $\delta_0$ .

formas de onda da corrente e potência instantânea no braço  $pa$  para variações nos ângulos  $\delta_0.. \delta_5$ . Verifica-se que a energia absorvida pelo braço pode sofrer variações grandes, no caso de variações em  $\delta_1$ , por exemplo, ou muito pequena ou nula, no caso de variações em  $\delta_3$ , por exemplo.

Estados de condução de corrente adicionais são observados quando pelo menos um ângulo dentre  $\delta_0.. \delta_5$  é não nulo. A Figura 5.20 apresenta os estados adicionais que surgem quando os ângulos  $\delta_1$ ,  $\delta_2$  e  $\delta_3$  são não nulos, enquanto a Figura 5.21 apresenta os estados de condução para ângulos  $\delta_4$ ,  $\delta_5$  e  $\delta_0$  não nulos. Verifica-se que as condições de funcionamento anteriormente definidas são mantidas, apenas quatro braços conduzem correntes e um deles opera com corrente negativa.

Considerando-se correntes senoidais puras, as tensões dos capacitores constantes e sinais moduladores ideais, pode-se calcular facilmente a energia absorvida por cada braço, e conseqüentemente a potência, em função dos ângulos  $\delta_0.. \delta_5$ .

Para exemplificar, a potência normalizada, com relação à  $V_{C_t} \hat{I}$ , absorvida pelo braço  $pa$  devido à variações em  $\delta_1$  é dada por

$$\Delta p'_{a,p} = \begin{cases} \frac{1}{64\pi} \left[ 2\sqrt{3}GM \sin(\delta_1)^2 - 16G \sin\left(\frac{\delta_1}{2}\right)^2 - 8\sqrt{3}G \sin(\delta_1) \right. \\ \qquad \qquad \qquad \left. + 3GM \sin(2\delta_1) + (3 - 2G)6M\delta_1 \right] & \text{se } \delta_1 > 0 \\ \frac{1}{64\pi} \left[ 2\sqrt{3}GM \sin(\delta_1)^2 - 16G(3 - 2G) \sin\left(\frac{\delta_1}{2}\right)^2 - 8\sqrt{3}G \sin(\delta_1) \right. \\ \qquad \qquad \qquad \left. + 3GM \sin(2\delta_1) + (3 - 2G)6M\delta_1 \right] & \text{se } \delta_1 < 0 \end{cases} \quad (5.24)$$

É possível encontrar uma equação para cada combinação de braço e ângulo, resultando em 36 equações no total. Linearizando estas equações, encontra-se que

$$p' \approx M_p \cdot \delta, \quad (5.25)$$

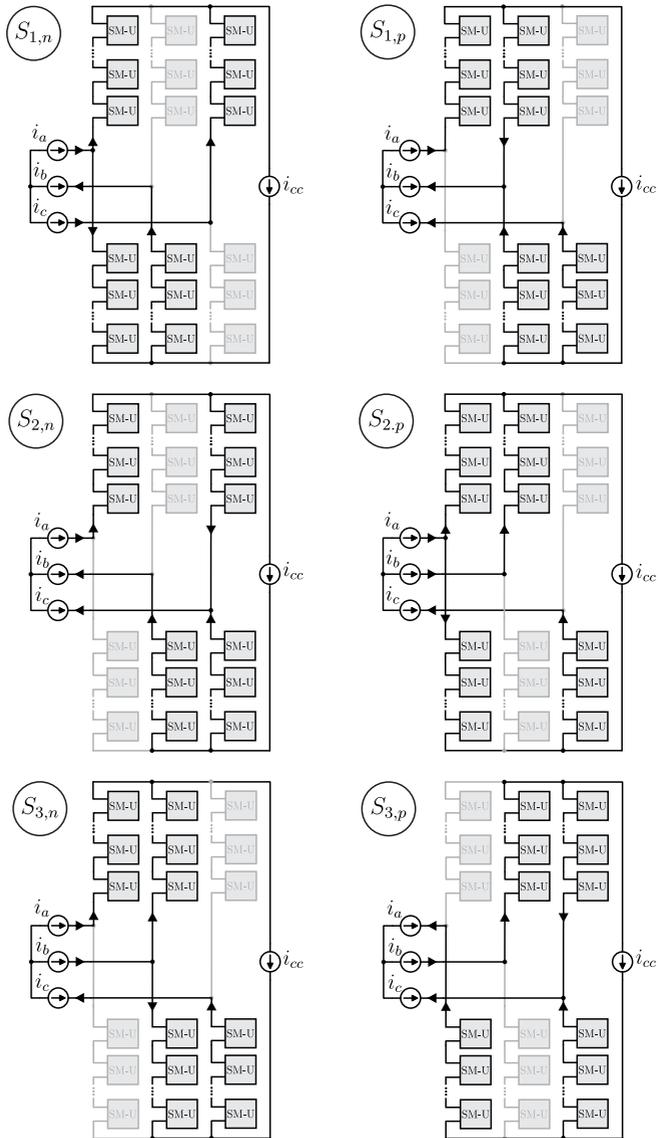


Figura 5.20 – Braços ativos no conversor UMMC quando os ângulos  $\delta_1$ ,  $\delta_2$  e  $\delta_3$  são negativos, à esquerda, ou positivos, à direita.

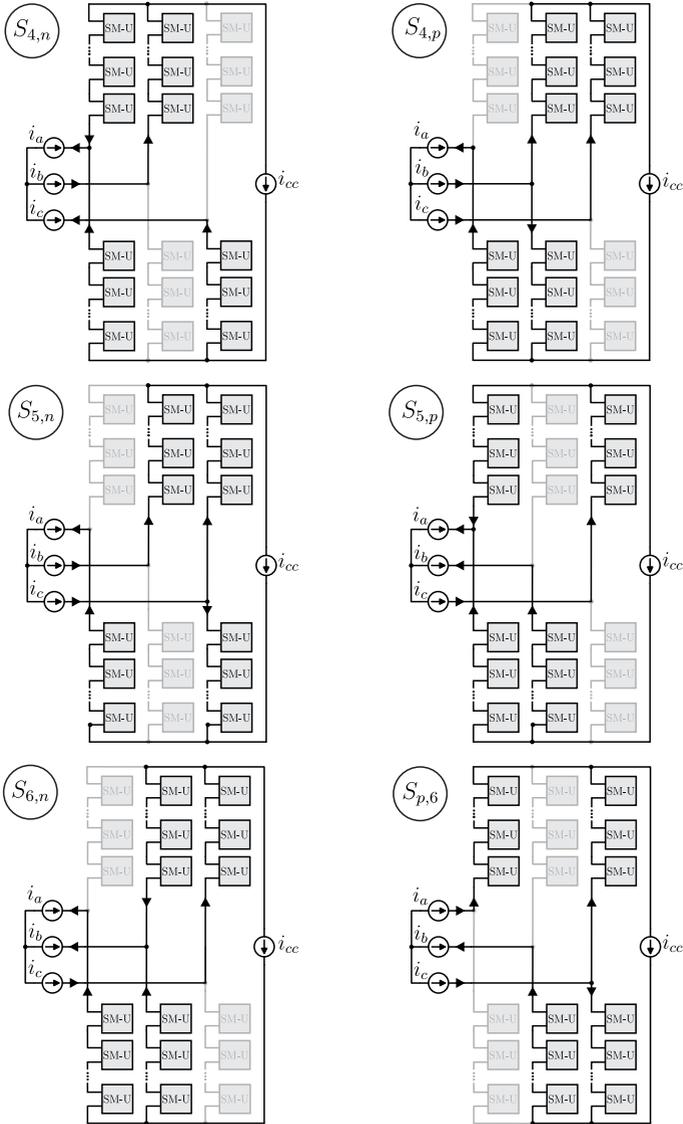


Figura 5.21 – Braços ativos no conversor UMMC quando os ângulos  $\delta_4$ ,  $\delta_5$  e  $\delta_0$  são negativos, à esquerda, ou positivos, à direita.

onde,

$$\mathbf{M}_p = \begin{pmatrix} 0 & k_1 & -k_1 & 0 & k_2 & -k_2 \\ 0 & k_2 & -k_2 & 0 & k_1 & -k_1 \\ k_2 & -k_2 & 0 & k_1 & -k_1 & 0 \\ k_1 & -k_1 & 0 & k_2 & -k_2 & 0 \\ -k_1 & 0 & k_2 & -k_2 & 0 & k_1 \\ -k_2 & 0 & k_1 & -k_1 & 0 & k_2 \end{pmatrix} \quad (5.26)$$

$$k_1 = \frac{3(2G - 1)M - 2\sqrt{3}G}{8\pi G} \quad (5.27)$$

$$k_2 = \frac{3M - 2\sqrt{3}G}{8\pi G}, \quad (5.28)$$

e os vetores  $\mathbf{p}'$  e  $\boldsymbol{\delta}$  são dados por

$$\mathbf{p}' = (p'_{pa} \quad p'_{na} \quad p'_{pb} \quad p'_{nb} \quad p'_{pc} \quad p'_{nc})^T \quad (5.29)$$

$$\boldsymbol{\delta} = (\delta_0 \quad \delta_1 \quad \delta_2 \quad \delta_3 \quad \delta_4 \quad \delta_5)^T. \quad (5.30)$$

Vale salientar que, embora (5.25) seja uma função de dois casos, obtém-se a mesma função linearizada para ambos os casos. Sabe-se, então, de maneira aproximada, como os ângulos modificam a energia armazenada nos braços do conversor.

A matriz  $\mathbf{M}_p$  não possui posto completo. Isto significa que existe um conjunto de vetores  $\boldsymbol{\delta}$ , cujos elementos seguem uma determinada relação, para os quais tem-se  $\mathbf{p}' = 0$ . Analisando a matriz  $\mathbf{M}_p$ , verifica-se que esta condição ocorre para vetores  $\boldsymbol{\delta}$  cujos elementos são todos iguais. Isto significa que a componente de modo comum de  $\boldsymbol{\delta}$  não influencia, ou influencia pouco, devido às aproximações, nas potências absorvidas pelos braços.

Definindo o vetor  $\mathbf{v}_C$  que representa as tensões dos capacitores equivalentes,

$$\mathbf{v}_{Ct} = (\mathbf{v}_{Ct,pa} \quad \mathbf{v}_{Ct,na} \quad \mathbf{v}_{Ct,pb} \quad \mathbf{v}_{Ct,nb} \quad \mathbf{v}_{Ct,pc} \quad \mathbf{v}_{Ct,nc})^T, \quad (5.31)$$

propõe-se o uso da seguinte matriz de transformação para o cálculo

das componentes diferenciais e de modo comum de  $\mathbf{v}_{Ct}$ .

$$\mathbf{V} = \begin{pmatrix} \sqrt{2}/2 & -\sqrt{2}/2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{2}/2 & -\sqrt{2}/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sqrt{2}/2 & -\sqrt{2}/2 \\ \sqrt{3}/3 & \sqrt{3}/3 & -\sqrt{3}/6 & -\sqrt{3}/6 & -\sqrt{3}/6 & -\sqrt{3}/6 \\ 0 & 0 & 1/2 & 1/2 & -1/2 & -1/2 \\ \sqrt{6}/6 & \sqrt{6}/6 & \sqrt{6}/6 & \sqrt{6}/6 & \sqrt{6}/6 & \sqrt{6}/6 \end{pmatrix}. \quad (5.32)$$

A equação linearizada que relaciona as tensões nos capacitores submetidos à fontes de potências é

$$\mathbf{v}_{Ct} = \frac{1}{V_{Ct}C_{eq}}\mathbf{p}. \quad (5.33)$$

Substituindo  $\mathbf{p}$  por  $V_{Ct} \cdot \hat{I} \cdot \mathbf{M}_p \boldsymbol{\delta}$ , obtém-se

$$\mathbf{v}_{Ct} = \frac{\hat{I}}{C_{eq}}\mathbf{M}_p \boldsymbol{\delta}. \quad (5.34)$$

Embora este seja o modelo mais útil encontrado, pode-se verificar, qualitativamente, que existe uma realimentação positiva no sistema, e, portanto, existe um polo no semi-plano direito, e não na origem. Da forma como foi estabelecido o princípio de funcionamento do conversor, cada braço perde energia, dentro de um período da rede, através da comutação do transistor  $T_U$ . Considerando nulas as tensões de baixa frequência sobre os indutores, cada braço, enquanto perde energia, sintetiza uma tensão que é uma combinação das tensões das portas CA e CC do conversor. Portanto, considerando-se constante as amplitudes das correntes, a potência perdida pelo braço, dentro de um ciclo da rede, não depende da tensão do capacitor equivalente do mesmo, apenas do valor das tensões das fontes externas e das amplitudes das correntes. Contudo, um braço ganha energia quando seus diodos  $D_U$  estão ligados, fazendo fluir a corrente controlada proveniente da porta CA através de todos os capacitores do braço. O fluxo de energia que o braço recebe, neste instante, é proporcional à corrente de entrada e à própria tensão do capacitor equivalente. Se a tensão deste está maior, mais energia ele irá receber, mas não perderá mais, caracterizando a instabilidade do sistema. De fato, todas as simulações sem o devido controle de balanço das tensões dos capacitores realizadas resultaram em mau funcionamento, com uns capacitores carregados muito mais que os outros.

Definindo as variáveis

$$\mathbf{v}_{Ct}^v = \mathbf{V} \mathbf{v}_{Ct} \quad (5.35)$$

$$\boldsymbol{\delta}^v = \mathbf{V} \boldsymbol{\delta}, \quad (5.36)$$

Reescreve-se (5.33) em função destas, obtendo-se,

$$\mathbf{V}^{-1} \dot{\mathbf{v}}_{Ct}^v = \frac{\hat{I}}{C_{eq}} \mathbf{M}_p \mathbf{V}^{-1} \boldsymbol{\delta}^v, \quad (5.37)$$

a qual, multiplicada pela esquerda por  $\mathbf{V}$ , resulta em

$$\dot{\mathbf{v}}_{Ct}^v = \frac{\hat{I}}{C_{eq}} \mathbf{V} \mathbf{M}_p \mathbf{V}^{-1} \boldsymbol{\delta}^v. \quad (5.38)$$

De (5.26) e (5.32), encontra-se

$$\mathbf{V} \mathbf{M}_p \mathbf{V}^{-1} = \begin{pmatrix} \frac{k_d}{2} & \frac{k_d}{2} & 2 \frac{k_d}{2} & \frac{-\sqrt{6}k_d}{4} & \frac{\sqrt{2}k_d}{4} & 0 \\ k_d & \frac{k_d}{2} & \frac{k_d}{2} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{2} & 0 \\ \frac{k_d}{2} & k_d & \frac{k_d}{2} & \frac{\sqrt{6}k_d}{4} & \frac{\sqrt{2}k_d}{4} & 0 \\ -\frac{\sqrt{6}k_s}{4} & -\frac{\sqrt{6}k_s}{4} & \frac{\sqrt{6}k_s}{2} & \frac{3k_s}{4} & -\frac{\sqrt{3}k_s}{4} & 0 \\ \frac{3\sqrt{2}k_s}{4} & -\frac{3\sqrt{2}k_s}{4} & 0 & -\frac{\sqrt{3}k_s}{4} & \frac{3k_s}{4} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad (5.39)$$

onde  $k_d = k_2 - k_1$  e  $k_s = k_1 + k_2$ .

Definindo  $\mathbf{M}_{p,d}^v$  como sendo a matriz composta pelas linhas e colunas não nulas de  $\mathbf{V} \mathbf{M}_{p,L} \mathbf{V}^{-1}$ ,  $\mathbf{v}_{Ctd}^v$  formado apenas pelos cinco elementos relativos às componentes diferenciais de  $\mathbf{v}_{Ct}^v$  e  $\boldsymbol{\delta}_d^v$  formado apenas pelos cinco elementos relativos às componentes diferenciais de  $\boldsymbol{\delta}^v$ , encontra-se

$$\dot{\mathbf{v}}_{Ctd}^v = \frac{\hat{I}}{C_{eq}} \mathbf{M}_{p,d}^v \boldsymbol{\delta}_d^v. \quad (5.40)$$

O termo  $\mathbf{M}_{p,d}^v \boldsymbol{\delta}_d^v$ , originalmente, é um vetor que refere-se à potências normalizadas com relação à  $V_{Ct} \hat{I}$ . Contudo, com o processo de linearização, onde a tensão nos capacitores são consideradas constantes, a corrente torna-se proporcional à potência, de modo que  $\mathbf{M}_{p,d}^v \boldsymbol{\delta}_d^v$  também pode representar as correntes diferenciais que atravessam os capacitores, normalizada em relação a  $\hat{I}$ ,

$$\dot{\mathbf{i}}_{Cd}^v = \hat{I} \mathbf{M}_{p,d}^v \boldsymbol{\delta}_d^v. \quad (5.41)$$

Logo, para uma dada corrente de pico  $\hat{I}$ , os ângulos necessários para que as correntes representadas por  $\hat{i}_{Cd}^v$  fluam através dos capacitores, são dados por

$$\delta_d^v = M_{p,d}^{v-1} \frac{\hat{i}_{Cd}^v}{\hat{I}}. \quad (5.42)$$

O sistema de controle das tensões proposto para o UMMC, apresentado na Figura 5.22, é baseado na equação (5.42). As tensões totais dos braços são decompostas em componentes diferenciais e de modo comum, por meio de  $\mathbf{V}$ . Esta última, relacionada com a energia total do conversor, é usada em uma malha de controle que gera o sinal de referência que dita a amplitude das correntes de entrada do conversor. Enquanto isso, o controlador  $C_{v,d}(s)$  calcula, a partir dos erros das componentes diferenciais das tensões,  $v_{Ctd}^v$ , as correntes diferenciais que devem restabelecer o equilíbrio das tensões. Com o resultado da normalização destas através da referência da corrente de pico, calcula-se as componentes diferenciais dos ângulos,  $\delta_d^v$ , por meio de  $M_{p,d}^{v-1}$ .

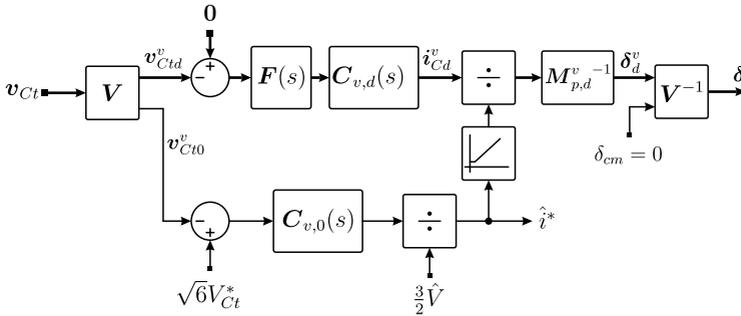


Figura 5.22 – Esquema de controle das tensões proposto para o UMMC.

Todos os controladores utilizados no sistema de controle das tensões podem ser do tipo PI, já que pretende-se seguir referências constantes. O filtro  $F(s)$  é utilizado com o propósito de atenuar as ondulações presentes nas tensões dos capacitores.

## 5.8 Resultados de simulação

Esta seção apresenta alguns resultados de simulação com o objetivo de verificação das expressões desenvolvidas para cálculo dos esforços de corrente e as estratégias de controle propostas. A Tabela 5.3 apresenta as principais especificações do conversor simulado.

A única diferença com relação aos outros conversores simulados é a tensão CC, que para o UMMC deve ser maior que a tensão de pico dos capacitores.

Tabela 5.3 – Especificações do conversor UMMC simulado.

$\hat{V}$	311,1 V	$f$	60 Hz
$V_{CC}$	920 V	$f_{seq}$	12960 Hz
$\hat{I}_{max}$	12 A	$N$	4

A Tabela 5.4 apresenta os valores dos principais componentes utilizados na simulação. Nenhum procedimento para cálculo dos elementos indutivos foi proposto neste capítulo, assim, os indutores  $L_f$  foram dimensionados empiricamente através de simulações, de modo que ondulação final resultasse em torno de 10%. Para o valor escolhido, a ondulação de corrente no indutor  $L_o$  é de aproximadamente 25%, com relação ao valor médio.

Tabela 5.4 – Valores dos principais componentes do conversor UMMC simulado.

$L_f$	1,9 mH	$L_o$	2 mH
$L_a$	50 $\mu$ H	$R_a$	1 $\Omega$
$C$	940 $\mu$ F	$N$	4

Embora o UMMC não requeira indutor e braço para um funcionamento adequado, foi necessário adicionar um indutor de 50  $\mu$ H para ajudar na convergência do simulador. Além do indutor, foi necessário adicionar pequenos circuitos *snubber* do tipo RC em paralelo com os diodos de cada SM-U. Aparentemente, o simulador PSIM apresenta dificuldades em determinar se os diodos estão em condução ou não.

Para as tensões escolhidas, calcula-se  $M = 0,776$  e  $G = 1,15$ . Considerando-se as demais especificações, encontra-se os esforços de corrente e a ondulação de tensão apresentados na Tabela 5.5. A comparação entre os valores calculados e obtidos por simulação resulta em diferenças mínimas, validando as equações propostas.

Os parâmetros dos controladores de corrente foram calculados de modo que uma frequência de cruzamento de 925 Hz e uma margem

Tabela 5.5 – Correntes médias e eficazes nos dispositivos semicondutores, em amperes, e ondulação de tensão total, em volts.

	Calc.	Sim.	Err %.		Calc.	Sim.	Err %.
$I_{DU\,avg}$	0,965	0,957	0,83	$I_{DU\,rms}$	2,373	2,373	0
$I_{TU\,avg}$	0,965	0,949	1,68	$I_{TU\,rms}$	2,655	2,659	-0,15
$I_{DL\,avg}$	2,174	2,181	-0,32	$I_{DL\,rms}$	4,035	4,054	-0,47
$\Delta V_{C_t}^{pp}$	68,43	68,80	-0,54	$I_{C\,rms}$	3,561	3,564	-0,08

de fase de  $40^\circ$  resultassem. O controlador da malha de tensão total foi ajustado para que se obtivesse uma frequência de cruzamento de 8 Hz e uma margem de fase de 62 Hz. As malhas de balanço foram ajustadas para uma frequência de cruzamento de 4,5 Hz e uma margem de fase de  $50^\circ$ . Foram utilizados filtros do tipo média móvel de décima primeira ordem e frequência de amostragem de 720 Hz, com o objetivo de atenuação das ondulações presentes nos sinais amostrados das tensões dos capacitores.

A Figura 5.23 apresenta as formas de onda obtidas com a simulação do UMMC durante um intervalo de tempo de 2,0 s. A simulação inicia com as tensões dos capacitores levemente diferentes, com o objetivo de verificar-se as malhas de balanço de tensão sob situações um pouco mais adversas.

As malhas de tensão são habilitadas em 30 ms de simulação, o que resulta em correntes sendo drenadas da rede durante alguns poucos ciclos. Isto ocorreu devido à tensão média dos capacitores estar um pouco abaixo da referência antes dos controladores serem habilitados. Devido à pequena duração do evento, as tensões dos capacitores não chegaram ao equilíbrio. Um degrau de 6,5 A ocorre na referência da corrente de saída em  $t = 120$  ms, o que representa 100% da carga do conversor. O conversor, após o transitório, drena uma corrente senoidal com uma distorção em torno de 3,2%, considerando-se as componentes de alta frequência. As correntes podem ser observadas com maior detalhamento na Figura 5.24, que apresenta os mesmos resultados de simulação em uma escala de tempo mais ampliada.

Pode-se observar as deformações nas correntes de braço, diagrama (b), causada pelos ângulos  $\delta$  não nulos, os quais são responsáveis pelo restabelecimento do equilíbrio das tensões dos capacitores,

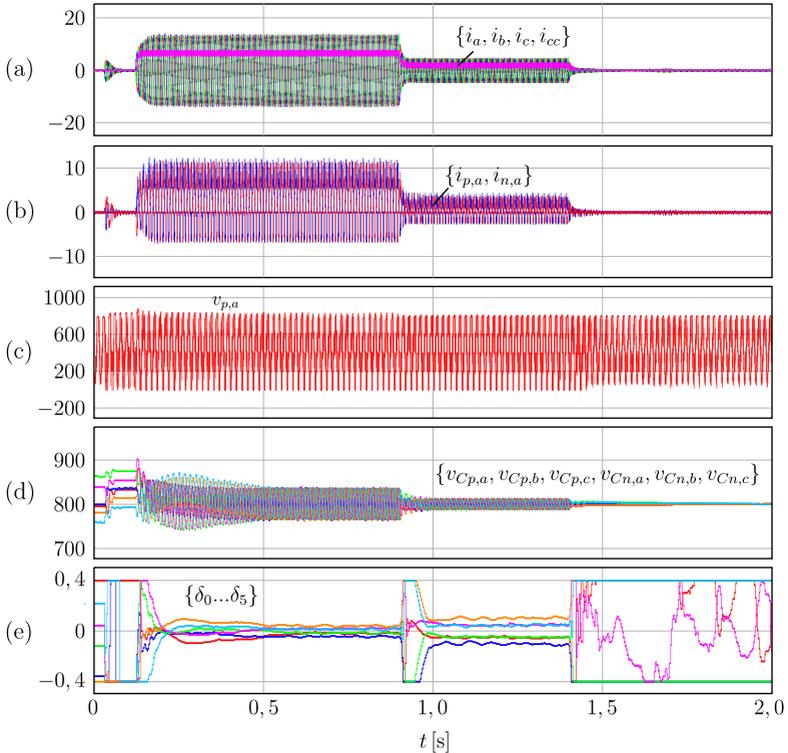


Figura 5.23 – Formas de onda obtidas com a simulação do UMMC durante um intervalo de tempo de 2 s.

que ocorre 420 ms depois do degrau.

Outro degrau ocorre na corrente  $i_{cc}$  em 0,9 s, este com amplitude de  $-70\%$ . As formas de onda em torno deste ponto podem ser observadas na Figura 5.25. Para esta amplitude menor, as correntes de entrada apresentam uma distorção em torno de  $9,5\%$ . Percebe-se uma forte reação do sistema de balanceamento das tensões, que traz os ângulos  $\delta$  até o limite da saturação em  $\pm 0,4$  rad. Observa-se ainda, em (c), os quatro níveis gerados pelo braço *pa*. Verifica-se que os ângulos  $\delta$  apresentam valores diferentes de zero, embora, de acordo com os modelos linearizados, estes deveriam ser nulos, já que as tensões dos capacitores permanecem constantes. Uma possível explicação é que, quando todas as não idealidades são consideradas, como as ondulações de tensão nos capacitores, e também as não linearidades desconsideradas, existem pontos de funcionamento onde

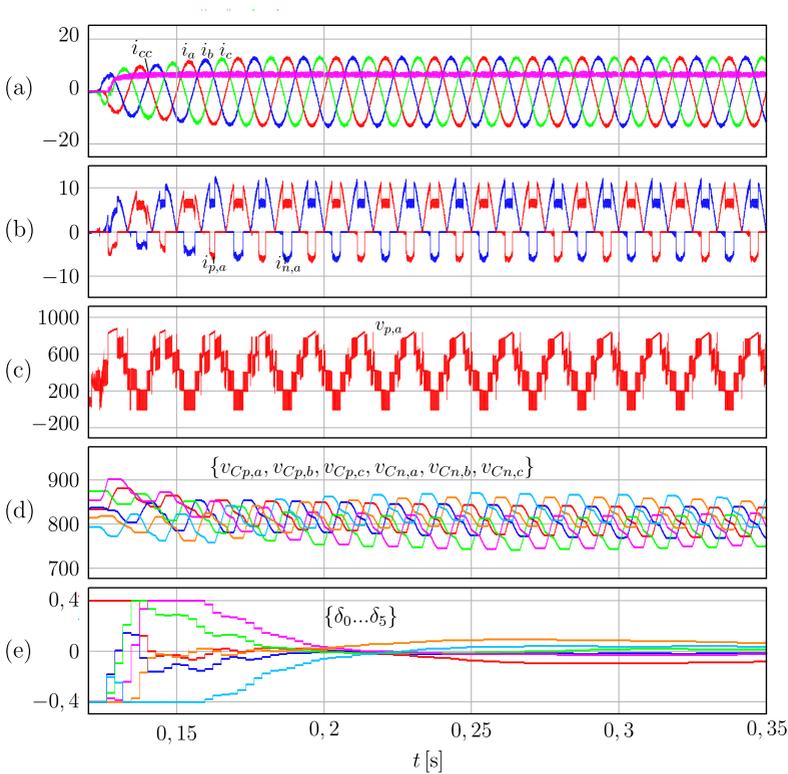


Figura 5.24 – Ampliação, na escala do tempo, em torno de 0,25 s, da simulação realizada.

as potências absorvidas pelos braços são nulas mesmo para ângulos  $\delta$  não nulos.

O último evento ocorre em 1,4 s, quando a referência da corrente CC é levada a zero. Observa-se que a maioria dos ângulos  $\delta$  saturam, devido à corrente quase nula na entrada, o que dificulta o processo de balanceamento dos capacitores.

## 5.9 Conclusão

Inicialmente, este capítulo apresentou a derivação da topologia do submódulo SM-U e suas características externas. A partir destas, foi obtida uma estratégia de funcionamento para um conversor MMC composto por este tipo de submódulo, denominado UMMC. Verificou-

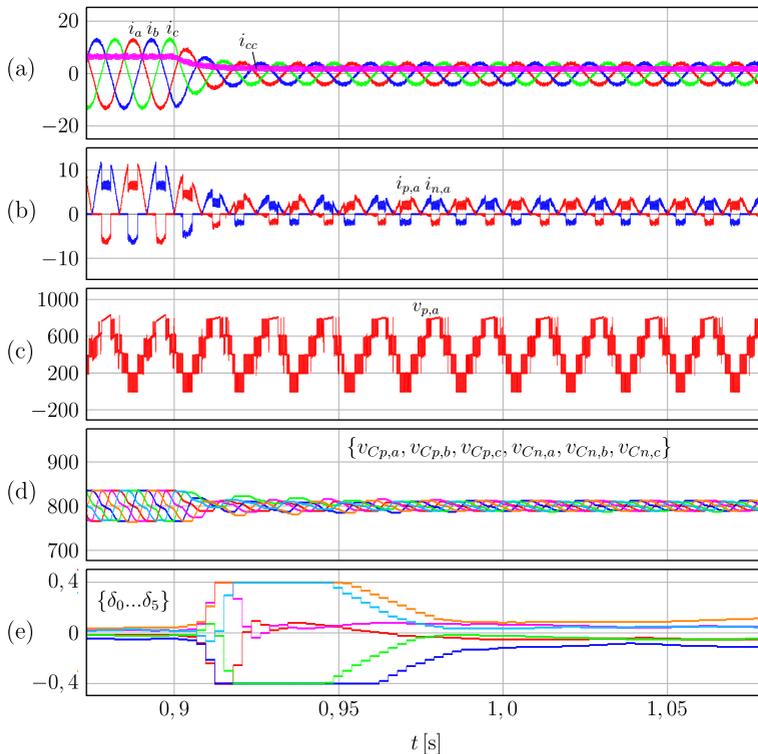


Figura 5.25 – Ampliação, na escala do tempo, em torno de 0,92 s, da simulação realizada.

se que a operação sem correntes de circulação, e sem indutores de braço, conseqüentemente, é mais adequada para o UMMC. Formas de onda ideais para as correntes de braço, considerando-se uma operação setorizada do conversor, foram propostas. Os limites de operação do conversor foram estudados, e verificou-se que o UMMC é capaz de operar em uma região do plano  $G \times M$  cuja área é metade da conseguida com o MMC baseado no SM-HB. Além disso, este conversor é capaz e operar com uma defasagem entre corrente e tensão de  $\pm 30^\circ$  na entrada do conversor.

Os esforços de corrente em todos os dispositivos que compõem o SM-U foram obtidos para a estratégia de funcionamento proposta. A ondulação de tensão do capacitor também foi obtida.

Devido à operação setorizada, a estratégia de modulação deve combinar e distribuir os sinais gerados pelos controladores entre os

braços do conversor de acordo com o setor, de modo que as tensões de linha do conversor sempre sejam as calculadas pelo sistema de controle das correntes. Também é apresentada uma estratégia de controle e balanço das energias armazenadas nos braços do conversor, cuja atuação se dá através de modificações nos tamanhos dos setores de corrente do conversor.

Por último, são apresentados resultados de simulação obtidos para um conversor de 6 kW com 24 submódulos. Os resultados obtidos atestam a precisão das expressões obtidas, bem como a funcionalidade das estratégias de controle propostas.

## Capítulo 6

# Protótipo e resultados experimentais preliminares

Este capítulo tem como objetivo apresentar o protótipo do conversor modular multinível implementado para comprovação das propostas deste trabalho, bem como a plataforma de controle digital utilizada para controle, modulação, proteção e coordenação do mesmo. Os resultados experimentais iniciais obtidos com o protótipo, referentes ao MMC-1f e ao MMC, serão apresentados no final do capítulo.

A Figura 6.1 apresenta uma visão geral do protótipo implementado, onde as medições das principais variáveis utilizadas no controle são mostradas. Devido à natureza das metodologias de controle estudadas nos capítulos anteriores, o controle do conversor deve ser centralizado, ou seja, todas as variáveis lidas chegam até uma placa de controle central, composta principalmente por um DSC (*Digital Signal Controller*), responsável pela aquisição das correntes e tensões presentes nas portas CC e CA, cálculo das rotinas de controle, sincronismo com a rede e supervisão do conversor, e um FPGA (*Field Programmable Gate Array*), responsável, principalmente, pela modulação e balanceamento das tensões dos capacitores de cada braço, proteção contra sobretensão nos capacitores, proteção contra sobrecorrentes, bem como a comunicação com o DSC e com os submódulos. Foi escolhida a fibra ótica como meio físico de comunicação entre o FPGA e os submódulos, devido, principalmente, às características de isolamento galvânica e baixíssimo ruído.

Cada submódulo possui um microcontrolador, que tem como funções a decodificação dos pacotes de dados recebidos do FPGA via fibra ótica, acionamento de interruptores ou relé de *bypass*, aquisição

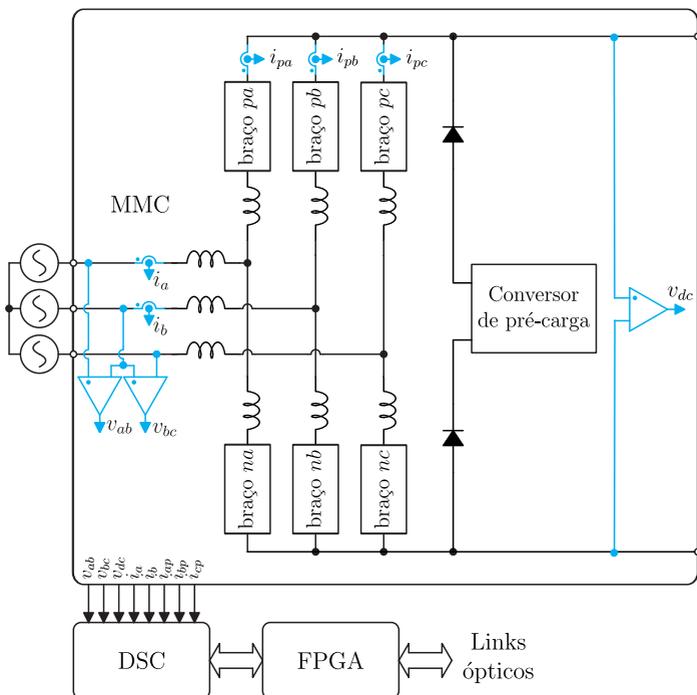


Figura 6.1 – Visão geral do protótipo implementado.

das tensões presentes no capacitor do submódulo, bem como nos terminais do relé, para verificação do estado do mesmo, e a codificação e o envio das aquisições para o FPGA. Em ambos os lados, FPGA e microcontrolador, verificações de erros de comunicação são realizadas em todos os pacotes de dados.

O sistema dispõe ainda de um pequeno conversor estático capaz de gerar 200V, utilizado para a pré-carga dos capacitores dos submódulos. Este conversor é comandado a operar pelo DSC durante a inicialização do conversor, num procedimento que carrega os submódulos três à três.

As especificações do conversor são apresentadas na Tabela 6.1. A tensão no barramento CC pode variar entre 800 V, no caso do conversor MMC bidirecional, e 920 V no caso do conversor unidirecional. A corrente de pico máxima vale 12 A, o que resulta em uma potência máxima, para a tensão nominal, de 5,6 kW.

Tabela 6.1 – Especificações do protótipo do conversor MMC implementado.

$\hat{V}$	311,1 V	$f$	60 Hz
$V_{CC}$	800/920V	$f_{seq}$	12960 Hz
$\hat{I}_{max}$	12 A	N	4

## 6.1 Estrutura do conversor e do submódulo

A Figura 6.2 apresenta um diagrama simplificado da estrutura de potência do conversor implementado. São utilizados quatro submódulos por braço, totalizando 24 ao todo. Nesta mesma figura também são apresentadas as possíveis topologias de submódulos que podem ser implementadas na placa de um submódulo. Utilizou-se o mesmo valor de capacitância calculado nos capítulos anteriores,  $C = 2 \times 470 \mu\text{F} = 940 \mu\text{F}$ , e foram utilizados os MOSFETs SPP24N60C3 da série *CoolMOS* do fabricante Infineon, devido à grande disponibilidade deste componente no laboratório. É importante ressaltar que as características da corrente de recuperação reversa do diodo intrínseco do componente, bem como a grande capacitância parasita existente entre os terminais dreno e porta deste MOSFET dificultam o funcionamento deste dispositivo em topologias onde há a recuperação reversa do diodo, como no SM-HB e no SM-FB. Para que um funcionamento razoável pudesse ser conseguido, os resistores de *gate* de todos os MOSFETs foram ajustados para um valor relativamente alto, 47  $\Omega$ .

Devido à disponibilidade em laboratório, foram utilizados, para testes iniciais, indutores de 2 mH para  $L_f$ . Os testes iniciais do MMC-1f foram realizados apenas com um indutor  $L_f$  e o indutor  $L_o$ , já que este, que é dividido entre os dois polos do barramento CC, também funciona como indutor de braço. Um indutor de núcleo de pó de ferro com indutância mínima de 3 mH na condição de corrente nominal, ou seja,  $i_{cc} = 7 \text{ A}$ , foi projetado e montado. Para os testes iniciais do MMC foram utilizados indutores de braço acoplados, como apresentado na Figura 6.2. Nesta configuração, os indutores de braço não ajudam na filtragem das correntes CA, mas obtém-se como vantagem o cancelamento do fluxo devido a estas correntes, diminuindo o tamanho destes dispositivos, que foram dimensionados de forma que a indutância total de braço vale  $L_a = 2 \text{ mH}$ .

Cada submódulo possui um relé que pode ser usado para

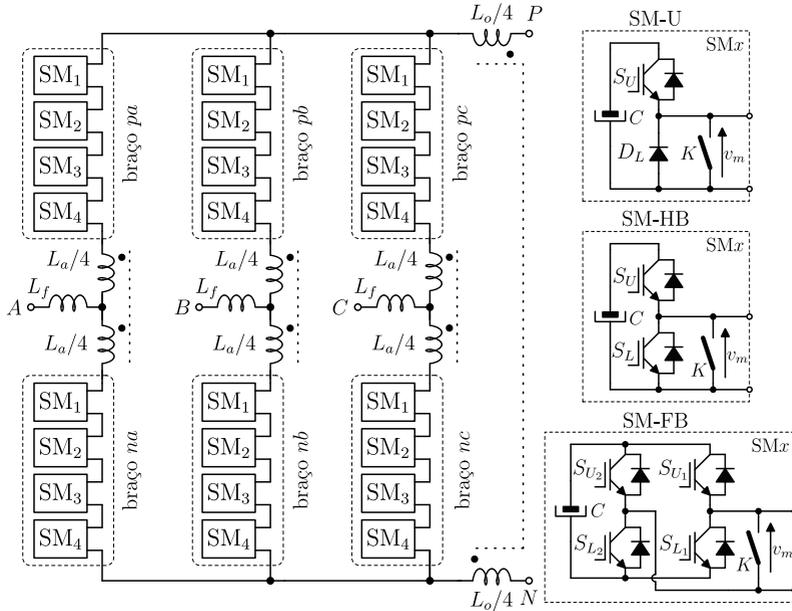


Figura 6.2 – Estrutura de potência do conversor e possíveis submódulos implementáveis.

aplicar um curto-circuito nos terminais de saída, retirando este do caminho da corrente de braço, em caso de falha. O acionamento do relé também é útil durante a etapa de pré-carga dos capacitores do conversor, especialmente se a topologia de submódulo unidirecional é utilizada, já que esta não tem a capacidade de aplicar um curto-circuito nos terminais do submódulo através do único MOSFET que possui.

Em aplicações mais realistas, de alta potência, apenas um relé eletromecânico não é suficiente como dispositivo de *bypass*. O arco provocado pela explosão de um módulo semicondutor de potência conduzindo uma corrente alta pode corroer a placa de refrigeração à água antes mesmo do relé fechar os contatos. Por isso, normalmente se utiliza um tiristor em paralelo com os contatos do relé, de modo que este possa conduzir a corrente de braço enquanto o contato elétrico ainda não se estabeleceu [61].

O controle do submódulo e a comunicação com a placa de controle central é realizada através de um microcontrolador de 8 *bits* do fabricante Microchip, o PIC18F26k20. Este dispositivo possui

arquitetura RISC (*Reduced Instruction Set Computer*) e “roda” à 16 MHz. É utilizada uma comunicação serial assíncrona entre o microcontrolador e o FPGA, a uma velocidade de 5,33 MBauds/s, o que resulta em um tempo total de comunicação e decodificação de uma pacote de dados em torno de 3,3  $\mu$ s.

A alimentação dos circuitos de controle de cada submódulo, bem como dos circuitos de *gate driver*, é realizada através de um conversor isolado, cuja entrada é conectada a uma fonte de bancada. Com o propósito de minimização de possíveis correntes de modo comum que possam surgir devido às tensões comutadas, um pequeno filtro de modo comum é utilizado na alimentação de cada submódulo.

As Figuras 6.3 e 6.4 apresentam a projeção do modelo 3D gerado durante a fase de projeto das placas de circuito impresso e a fotografia de um dos submódulos construídos, respectivamente. Verifica-se que diferentemente do modelo 3D, no protótipo não foi montada uma ponte completa. No lugar do segundo conversor meia ponte foi implementado um circuito de descarga do capacitor do submódulo composto por um MOSFET e dois resistores. O apêndice C apresenta o diagrama esquemático completo de um submódulo.

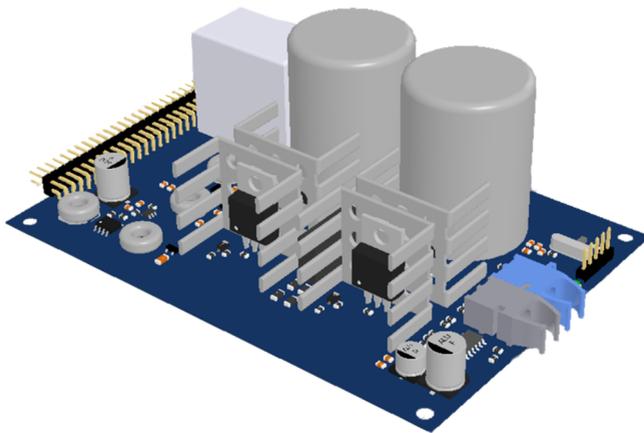


Figura 6.3 – Projeção do modelo 3D de um submódulo.

A Figura 6.5 apresenta a vista frontal do conversor montado. Os 24 submódulos são distribuídos em três linhas e oito colunas, enquanto que a placa de controle centralizado está localizada no topo do protótipo, de onde partem todas as fibras óticas. A Figura 6.6 apresenta uma fotografia da parte traseira do conversor montado, onde pode-se ver os indutores e demais componentes utilizados nos

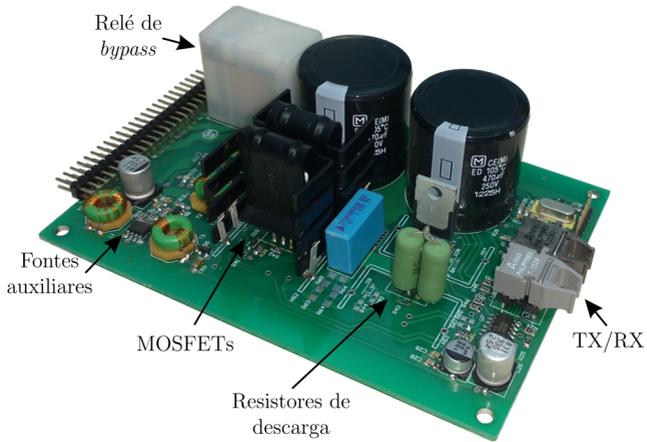


Figura 6.4 – Fotografia de um dos submódulos montados.

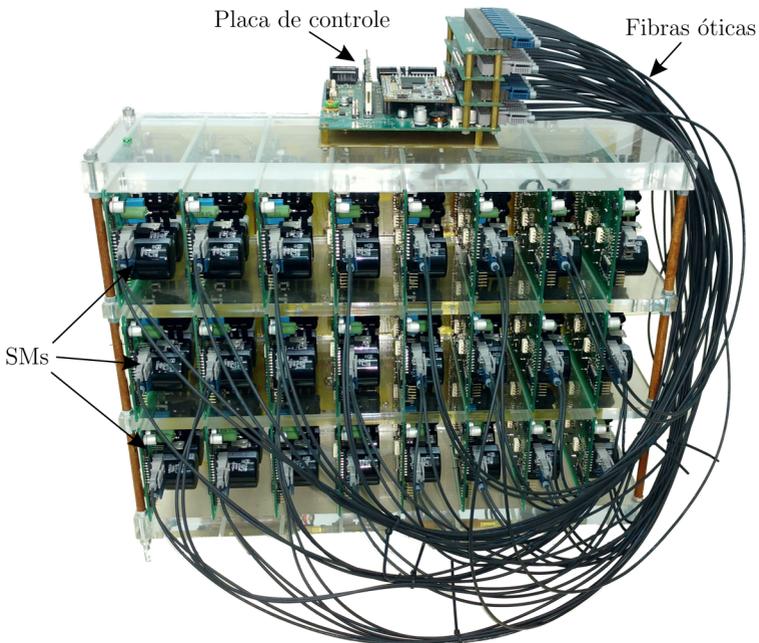


Figura 6.5 – Fotografia da parte frontal do conversor implementado.

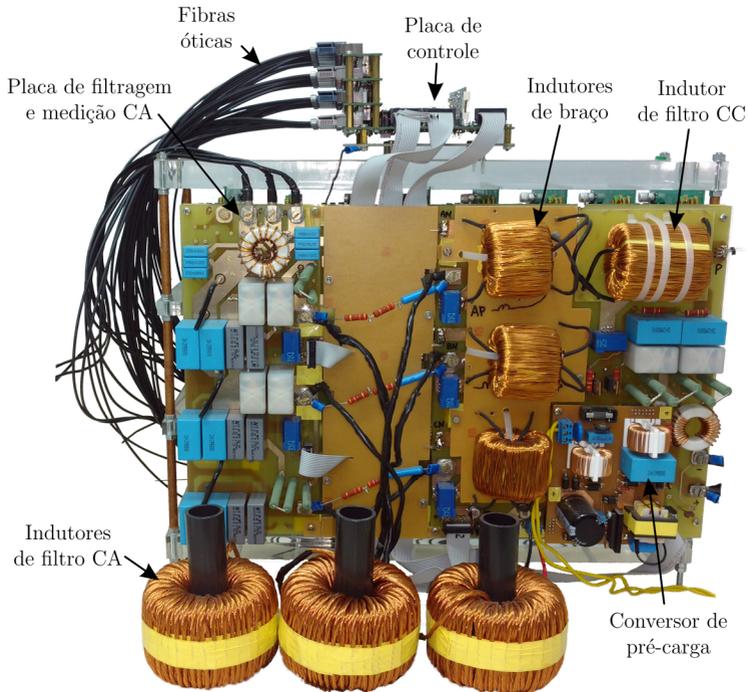


Figura 6.6 – Fotografia da parte traseira do conversor implementado.

filtros e circuitos de aquisição do MMC, bem como o conversor de pré-carga.

Os apêndices (D) e (E) apresentam, respectivamente, os esquemáticos do conversor de pré-carga dos capacitores e da placa de filtros, interconexão e sensoriamento do conversor.

## 6.2 Placa de controle central

A placa de controle central é baseada em um kit do controlador de sinais DSC F28335 da empresa Texas Instruments, e no kit de FPGA De0 Nano, que emprega o dispositivo EP4CE22 da empresa Altera. A comunicação entre o FPGA e o DSC ocorre através de um barramento paralelo de 16 *bits* de dados e 8 *bits* de endereço, controlado pelo DSC. Este barramento dá acesso a uma memória compartilhada entre os dois dispositivos, implementada no FPGA. As principais tarefas executadas pelo DSC são a aquisição das correntes

e tensões do conversor, o controle das correntes e tensões do conversor e o sincronismo com a rede elétrica. Os sinais moduladores obtidos com as malhas de corrente são enviadas para o FPGA, através do barramento paralelo, e este é encarregado de gerar os sinais PWM através de um modulador multinível, executar o algoritmo de distribuição de pulsos e enviá-los através da comunicação serial, via fibra ótica, para os submódulos. Além disso, o FPGA deverá receber os pacotes de dados enviados pelos submódulos, decodificá-los, verificar possíveis erros de comunicação e enviar as variáveis recebidas para o DSC.

Além do DSC e do FPGA, a placa de controle ainda conta com diversos circuitos de condicionamento de sinais, de comunicação, e outros auxiliares, como *buffers* e reguladores de tensão. O diagrama esquemático completo da placa de controle é apresentado no apêndice B.

Uma projeção do modelo 3D da placa de controle digital projetada pode ser vista na Figura 6.7, enquanto que uma foto da placa montada é apresentada na Figura 6.8.

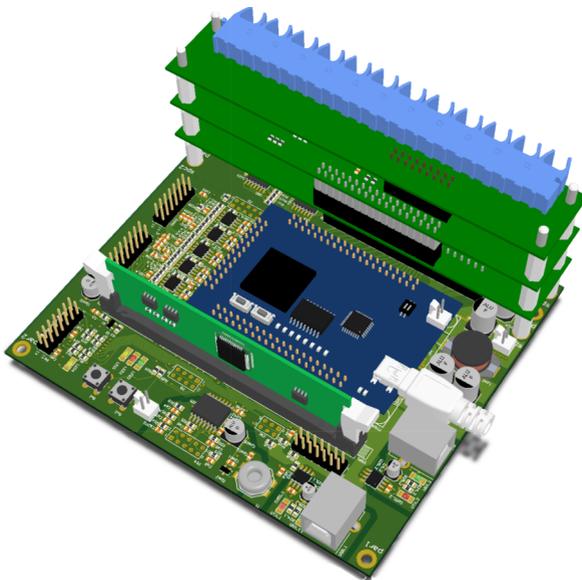


Figura 6.7 – Projeção do modelo 3D da placa de controle.

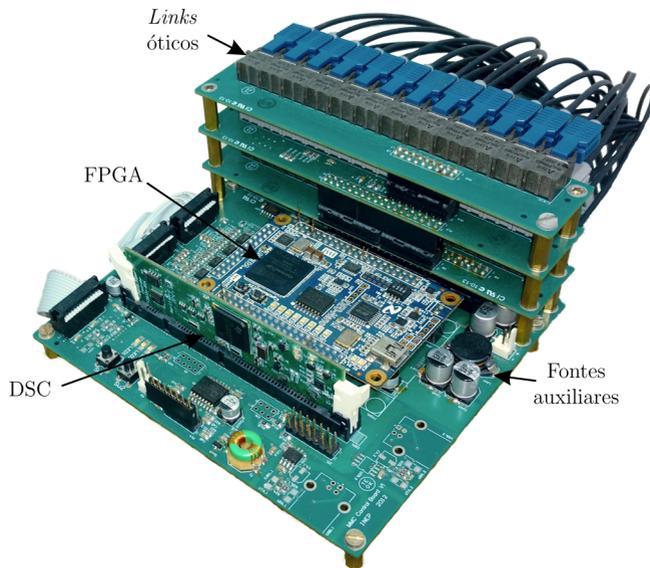


Figura 6.8 – Foto da placa de controle montada.

## 6.3 Resultados experimentais iniciais

Esta seção apresenta os resultados experimentais iniciais obtidos com o protótipo construído. Os conversores MMC-1f e o MMC trifásico foram testados.

### 6.3.1 Conversor MMC-1f

A Figura 6.9 apresenta o circuito utilizado para obtenção dos resultados experimentais. Embora o protótipo seja dimensionado para uma tensão CC nominal de 800 V, os testes iniciais foram realizados com uma tensão de 400 V. Dois capacitores e dois resistores equalizadores foram utilizados para emular um barramento duplo, provendo as condições necessárias para o teste do conversor. O controle da corrente  $i_{ca}$  é realizado através de um controlador PI, enquanto que a supressão das correntes de circulação é realizada através de um controlador proporcional.

A Figura 6.10 apresenta os sinais gerados pelo modulador PWM multiníveis implementado no FPGA e os sinais enviados para os submódulos. A disposição utilizada das portadoras, neste teste, é a POD (*Phase Opposition Disposition*). O ângulo entre as portadoras

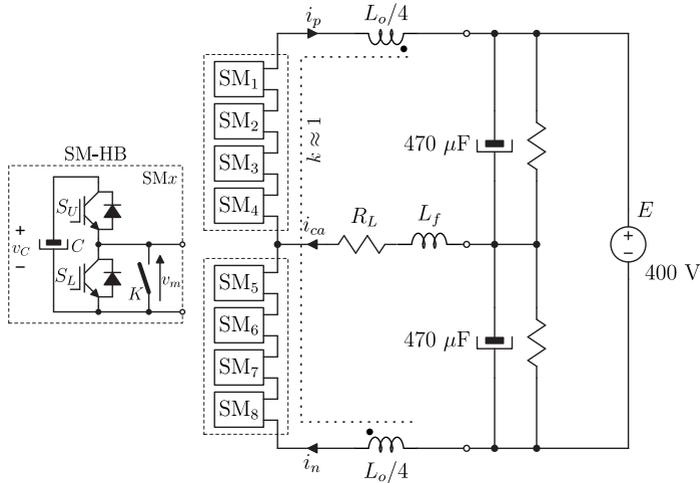


Figura 6.9 – Circuito utilizado para testes do conversor modular multiníveis monofásico.

dos braços positivos e negativos é  $\frac{\pi}{4}$ , configurando a modulação  $2N + 1$ .

As Figuras 6.11 e 6.12 apresentam resultados experimentais para a estratégia convencional de distribuição de pulsos e a estratégia

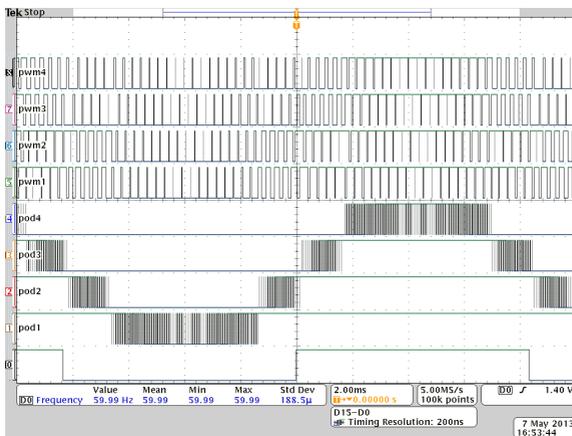


Figura 6.10 – Sinais de comando dos interruptores de um braço (quatro sinais superiores), e a forma de onda multinível resultante.

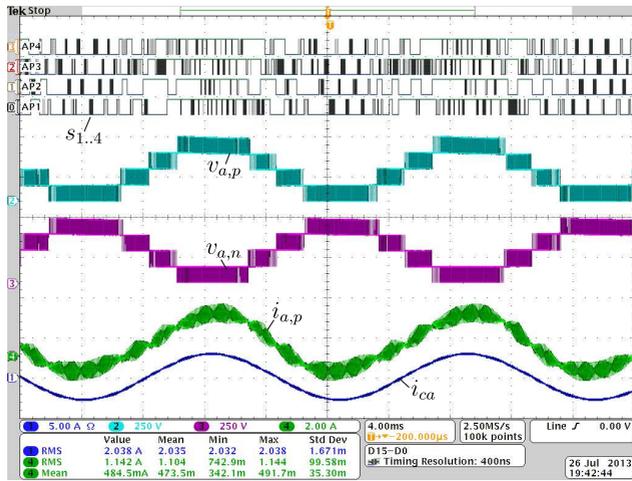


Figura 6.11 – Sinais de comando dos interruptores do braço positivo (quatro sinais superiores), tensões geradas pelos braços positivo e negativo, e correntes de braço e CA, obtidos com a estratégia de distribuição de pulsos convencional.

de distribuição melhorada proposta, respectivamente. Percebe-se, através dos sinais de comando dos interruptores, que a estratégia proposta apresenta uma distribuição de pulsos muito menos concentrada, o que leva a uma menor ondulação na temperatura da junção dos dispositivos semicondutores. Embora a frequência média de comutação dos dispositivos não tenha sido analisada, percebe-se que o interruptor associado ao sinal AP3, na Figura 6.11, tende a comutar mais que os outros interruptores em algumas regiões. O mesmo não ocorre na Figura 6.12, onde a estratégia de distribuição de pulsos melhorada é utilizada. Em ambos os casos pode-se observar que a corrente  $i_{ca}$  apresenta um formato senoidal pouco distorcido. Verifica-se ainda que a corrente de braço possui uma ondulação muito mais elevada, como esperado para a modulação  $2N + 1$ . Neste experimento, a amplitude do sinal de referência da corrente CA é aproximadamente 3 A.

A Figura 6.13 apresenta as formas de onda obtidas em um segundo teste, que objetiva verificar a eficácia dos algoritmo de balanceamento das tensões dos capacitores de um braço. Durante um período equivalente a 28 ciclos da tensão da rede, o algoritmo de balanceamento é desligado, resultando em uma divergência das tensões dos capacitores. Para que um efeito mais pronunciado fosse

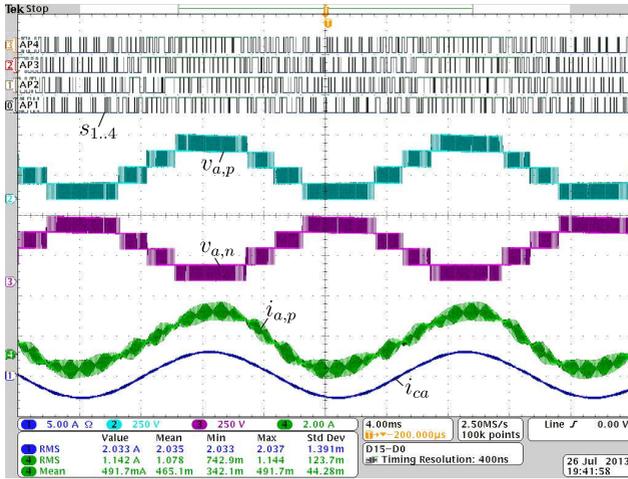


Figura 6.12 – Sinais de comando dos interruptores do braço positivo (quatro sinais superiores), tensões geradas pelos braços positivo e negativo, e corrente de braço e CA, obtidos com a estratégia de distribuição de pulsos melhorada.

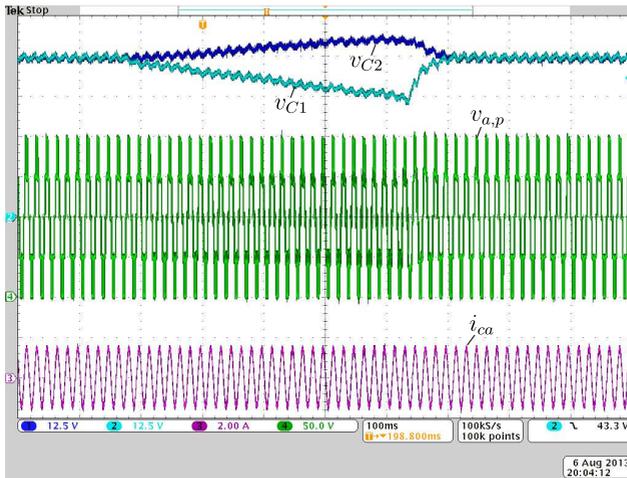


Figura 6.13 – Desligamento e religamento do algoritmo de balanceamento. De cima para baixo: Tensões em dois dos capacitores de um braço, tensão gerada por um braço e corrente CA.

obtido, um resistor de  $1\text{ k}\Omega$  foi adicionado em paralelo com um dos capacitores do braço.

### 6.3.2 Conversor MMC trifásico

Assim como o MMC-1f, o MMC foi testado como inversor alimentando uma carga resistiva, conectada diretamente aos terminais  $A_{in}$ ,  $B_{in}$  e  $C_{in}$  do esquemático apresentado no apêndice E. Uma tensão CC de  $650\text{ V}$  foi utilizada para alimentar o conversor através do barramento CC. As correntes alternadas apresentadas são as que circulam nos indutores de filtro CA.

A Figura 6.14 apresenta resultados experimentais do conversor operando em malha aberta com corrente CA de  $6\text{ A}$  de pico e modulação do tipo  $2N + 1$ .

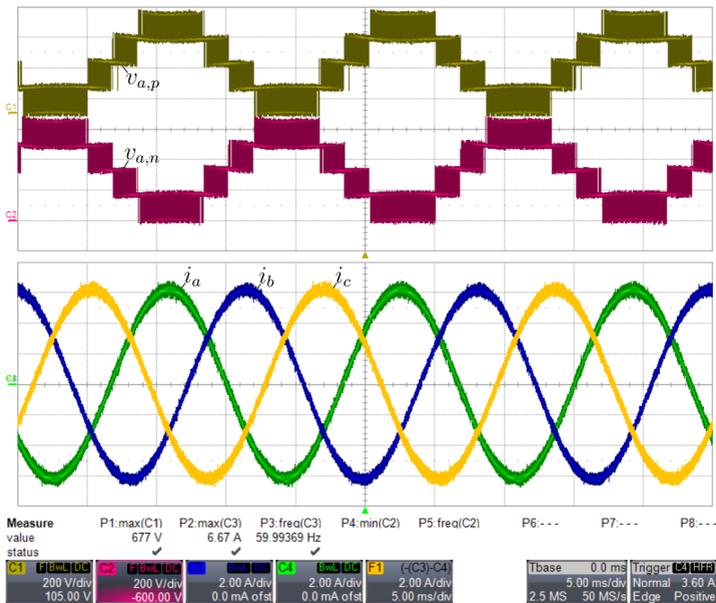


Figura 6.14 – Funcionamento em malha aberta com  $V_{cc} = 650\text{ V}$ . De cima para baixo, tensões geradas pelos braço  $ap$  e  $an$ , e correntes de linha.

Verifica-se que o conversor gera cinco níveis de tensão por braço, como esperado, e as correntes, mesmo em malha aberta, possuem uma baixa distorção. Isto deve-se à baixa amplitude destas, que ainda é insuficiente para gerar uma alta ondulação na tensão dos capacitores.

A Figura 6.15 apresenta resultados do conversor operando com as malhas de controle das correntes CA acionadas. As referências de corrente são tais que resultam em correntes CA de 12 A de pico em fase com as tensões de entrada.

A Figura 6.16 apresenta resultados para o mesmo ponto de operação, mas desta vez mostrando a corrente da fase  $a$  e a corrente no braço  $ap$ . Qualitativamente, verifica-se a similaridade entre as formas de onda obtidas experimentalmente e as formas de onda mostradas na Figura 3.37. As diferenças existentes devem-se principalmente aos diferentes valores de indutância e índice de modulação utilizados. É possível observar, ainda, que devido às correntes de circulação, o pico da correntes de braço torna-se maior que o pico da corrente de linha.

A Figura 6.17 apresenta as correntes de braço da fase  $a$  do conversor bem como a componente soma,  $i_{s,a}$ , calculada a partir das primeiras, e as tensões geradas pelos braços  $ap$  e  $an$ . Nota-se que a corrente de circulação, parte alternada de  $i_{s,a}$ , possui uma amplitude de aproximadamente 10 A. Portanto, contribui significativamente nas perdas do conversor.

A Figura 6.18 apresenta, para o mesmo ponto de operação

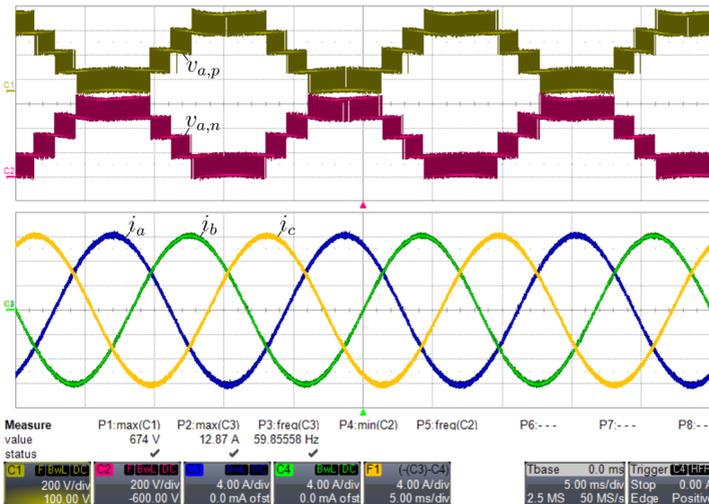


Figura 6.15 – Funcionamento com controle das correntes CA acionado e  $V_{cc} = 650$  V. De cima para baixo, tensões geradas pelo braço  $ap$  e  $an$ , e correntes de linha.

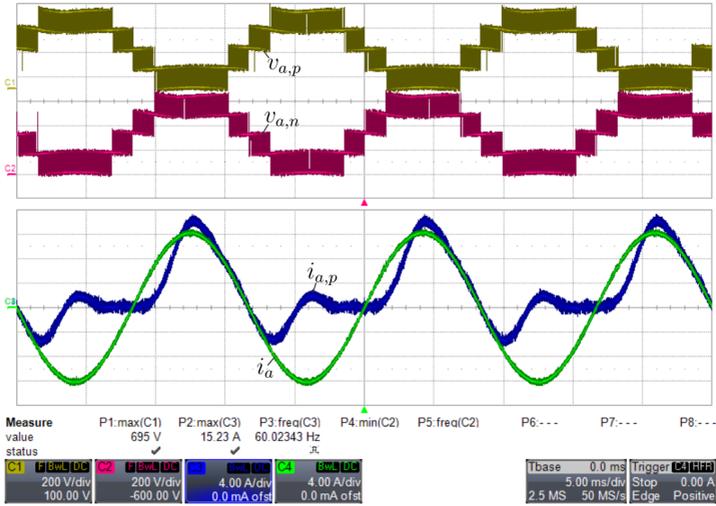


Figura 6.16 – Funcionamento com controle das correntes CA acionado e  $V_{cc} = 650$  V. De cima para baixo, tensões geradas pelos braço  $ap$  e  $an$ , e correntes da fase  $a$  e do braço  $ap$ .

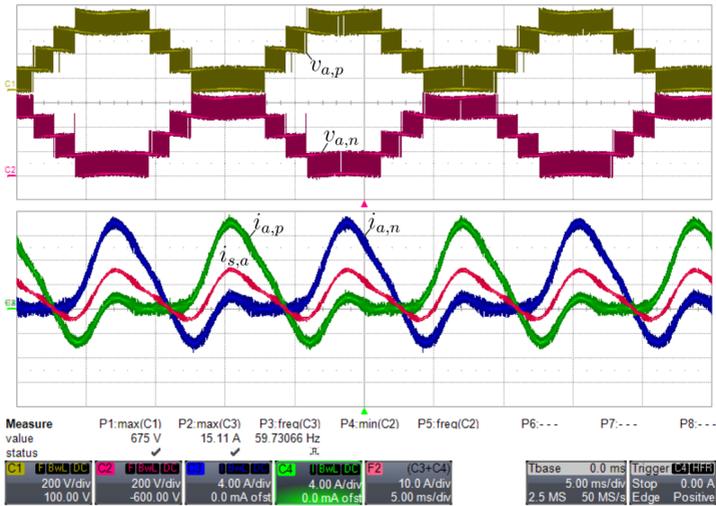


Figura 6.17 – Funcionamento com controle das correntes CA acionado e  $V_{cc} = 650$  V. De cima para baixo, tensões geradas pelos braço  $ap$  e  $an$ , e correntes dos braços  $ap$  e  $an$ , bem como a componente soma da fase  $a$ ,  $i_{s,a}$ .

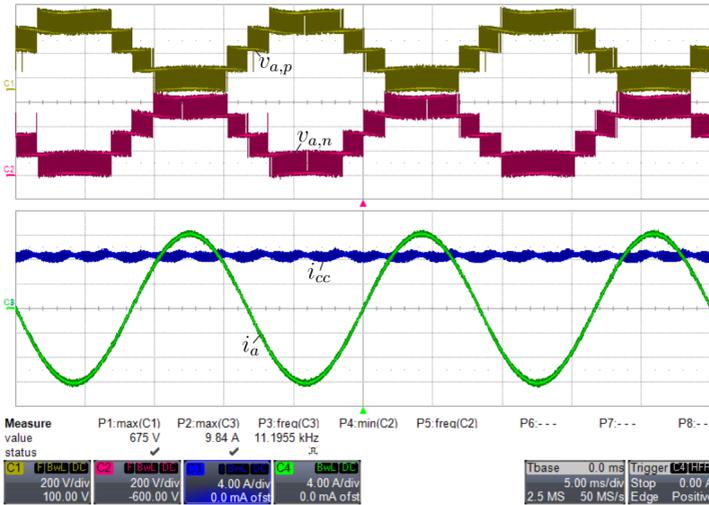


Figura 6.18 – Funcionamento com controle das correntes CA acionado e  $V_{cc} = 650$  V. De cima para baixo, tensões geradas pelos braços  $ap$  e  $an$ , e correntes da fase  $a$  e  $i_{cc}$ .

dos resultados anteriores, as tensões geradas pelos braços da fase  $a$ , a corrente CA nesta mesma fase a corrente no indutor de filtro CC,  $i_{cc}$ . Verifica-se que esta apresenta uma pequena ondulação em baixa frequência, relativa à sexta harmônica, como esperado pela análise realizada no capítulo 4.

## 6.4 Conclusão

Este capítulo apresentou, inicialmente, o protótipo de um conversor modular multinível de baixa potência com quatro submódulos por braço. O submódulo do conversor é projetado de forma que este possa ser configurado como três topologias diferentes. O SM-U, composto por apenas um interruptor bidirecional em corrente e um diodo, é utilizado no MMC unidirecional, enquanto o SM-HB e o SM-FB, topologias meia ponte e ponte completa, respectivamente, são utilizadas em conversores bidirecionais.

O sistema de controle do conversor MMC requer uma estrutura centralizada. O protótipo implementado possui uma placa de controle digital que se comunica com todos os submódulos, enviando comandos para os interruptores e recebendo informações sobre a ten-

são do capacitor. Os principais componentes da placa são um DSC, responsável, principalmente, pelo cálculo das leis de controle, e um FPGA, responsável, principalmente, pela modulação, balanceamento das tensões e comunicação com os submódulos.

Ao final do capítulo foram apresentados resultados iniciais obtidos com o conversor operando como MMC-1f com potência e tensão reduzidas. O propósito destes testes é verificar a funcionalidade do conversor montado, bem como verificar a eficiência do algoritmo de distribuição melhorada de pulsos proposta. Resultados iniciais do conversor MMC trifásico, operando com tensão próxima à nominal, também foram apresentados, os quais concordam com as análises teóricas apresentadas. Por falta de tempo, só foi possível testar as malhas de controle das correntes CA do conversor. Também não foi possível, pelo mesmo motivo, apresentar resultados para o UMMC.



## Capítulo 7

# Conclusão

A utilização de conversores estáticos autocomutados em sistemas de transmissão de energia elétrica permite um controle muito mais preciso e rápido do fluxo de potência, além de poder dar suporte à rede em caso de falta. Dentre as topologia de conversores estáticos destinados ao processamento de altas potências em altas tensões, o MMC é uma das topologias mais promissoras. Este trabalho destinou-se ao estudo desta topologia, propondo procedimentos para o dimensionamento dos indutores de filtragem, estratégias de controle e uma nova topologia com característica de fluxo unidirecional de potência.

O capítulo 2 apresenta uma curta revisão das principais topologias de conversores estáticos utilizados em alta potência. Destaca-se as principais vantagens e desvantagens de cada uma delas.

O capítulo 3, destinado ao estudo do MMC monofásico, apresenta as características das principais topologias de submódulos encontradas na literatura. O estudo da operação idealizada do MMC e do modelo médio de um braço leva ao surgimento do plano  $G \times M$ , que tem como finalidade descrever em que regiões, com relação as tensões nas portas CA e CC do conversor, cada tipo de submódulo pode operar.

O estudo das correntes de circulação do conversor MMC-1f revela que estas são máximas para uma relação entre a frequência de operação do conversor e a frequência de ressonância dos dispositivos passivos em torno de 0,3, e que, na ressonância, as correntes e tensões podem atingir valores muito altos, dependendo do fator de amortecimento do sistema. No entanto, operar sem o controle das correntes de circulação, além de diminuir a complexidade do sistema de controle, também pode resultar numa menor ondulação de tensão

nos capacitores.

Um estudo da modulação também foi realizado, e as condições necessárias para se obter uma modulação com geração de  $N + 1$  ou  $2N + 1$  níveis foram determinadas. Nos dois casos foram desenvolvidas expressões que permitem o cálculo das amplitudes dos harmônicos de alta frequência presentes nas correntes CA do conversor para a modulação *phase-shift*, facilitando o dimensionamento dos dispositivos do filtro. Também foram apresentadas expressões úteis ao dimensionamento dos indutores de braço.

Este capítulo ainda apresentou expressões para o cálculo dos esforços de corrente para o SM-HB para qualquer ponto de operação no plano  $G \times M$  e uma nova estratégia de balanceamento das tensões dos capacitores de um braço. Esta leva em consideração também o número de comutações realizadas pelos submódulos. Resultados de simulação confirmam a melhoria na distribuição das perdas.

O capítulo 4 apresenta um estudo do conversor modular multiníveis trifásico. Inicialmente, são estudados os efeitos da injeção de terceira harmônica pelo MMC. Com relação aos elementos passivos e esforços de corrente, verificou-se pouca influência da injeção de terceira harmônica. Contudo, assim como em outras topologias de conversores trifásicos, é possível estender a faixa de operação do conversor em aproximadamente 15% com a injeção.

Verificou-se, que mesmo sob condições ideais, a corrente no barramento CC do MMC, se nenhum controle das correntes de circulação é utilizado, possui harmônicas sêxtuplas de baixa amplitude. Já as correntes de circulação, são similares às obtidas para o MMC-1f, mas sem harmônicas sêxtuplas.

Com relação ao espectro de alta frequência, a principal diferença, quando comparado com o caso monofásico, é a não presença de harmônicas triplas nas correntes da porta CA. Procedimentos para o cálculo dos indutores de filtro das portas CA e CC, bem como para os indutores de braço são apresentados.

Por último, são apresentadas, no capítulo 4, estratégias de controle para as correntes CA, CC e de circulação do conversor, de forma desacoplada. Estratégias para o controle e balanço das tensões também são apresentadas. Resultados de simulação são utilizados para validar as análises e procedimentos de projeto desenvolvidos.

Uma nova topologia de conversor modular multiníveis é proposta no capítulo 5, o UMMC. Este tem como principais características a unidirecionalidade do fluxo de potência, funcionando apenas como retificador, a ausência de indutores de braço e correntes de circulação, e a utilização de um novo submódulo que possui um

menor número de semicondutores ativos. O princípio de funcionamento, diferente daquele do MMC, é explanado, e a partir da análise deste é traçada a região de operação do conversor no plano  $G \times M$ . Verifica-se que o conversor opera apenas com  $G > 1$ , reduzindo pela metade a área de operação quando comparada ao MMC composto por submódulos do tipo SM-HB. Outra limitação do conversor é que a máxima defasagem entre tensões e correntes na entrada é de  $\pm 30^\circ$ . É mostrado que as perdas de condução do conversor são semelhantes às perdas do MMC, mas, embora não tenham sido calculadas, espera-se menores perdas de comutação. Estratégias para controle das correntes e tensões do conversor são propostas e verificadas através de simulação.

O capítulo 6 apresenta o protótipo de um conversor modular multiníveis com 24 submódulos. Cada submódulo pode ser configurado como um SM-HB, SM-FB ou SM-U, permitindo a realização de testes com qualquer uma destas topologias de submódulo. O controle do sistema é realizado de forma centralizada, através de uma placa que comporta um DSC e um FPGA. O primeiro é responsável principalmente pelos cálculos das rotinas de controle, enquanto o FPGA é responsável, principalmente, pela comunicação como microcontrolador dos submódulos, com o qual a placa troca informações via um par de fibras óticas, e também pelo processo de modulação e balanceamento das tensões dos capacitores.

Resultados experimentais foram obtidos com este protótipo para o MMC-1f, com os quais pôde-se verificar a melhoria na disposição dos pulsos quando a estratégia proposta é utilizada. Testes iniciais foram realizados com o MMC trifásico, nos quais apenas as malhas de corrente CA foram acionadas. Por motivos de falta de tempo, o restante dos controladores e o UMMC não foram testados. Os resultados indicam o bom funcionamento das estruturas testadas.

## 7.1 **Trabalhos Futuros**

A continuação deste trabalho se dá com as seguintes tarefas:

- Obtenção de resultados experimentais para o MMC operando com todas as malhas e para o UMMC;
- Cálculo do espectro de alta frequência das correntes do MMC considerando-se outras modulações;
- Estudo das estratégias de balanço das tensões com tensões CA desequilibradas;

- Estudo de estratégias setorizadas, sem correntes de circulação, para as topologias bidirecionais;
- Automatização do procedimento de cálculo dos filtros;
- Obtenção um melhor modelo para a tensão nos capacitores do UMMC, que leve em consideração as instabilidades do sistema.
- Pesquisa de outras estratégias de controle para a tensão dos capacitores do UMMC que permitam uma resposta mais rápida.

# Referências

- 1 U.S. ENERGY INFORMATION ADMINISTRATION. *International energy outlook 2013*. 2013. Disponível em: <[http://www.eia.gov/forecasts/ieo/pdf/0484\(2013\).pdf](http://www.eia.gov/forecasts/ieo/pdf/0484(2013).pdf)>. Acesso em: mar. 2014. Citado na página 1.
- 2 FRIENDS OF THE SUPERGRID. Disponível em: <<http://www.friendsofthesupergrid.eu>>. Acesso em: mar. 2014. Citado na página 1.
- 3 TOLBERT, L. M. et al. Power electronics for distributed energy systems and transmission and distribution applications. *Oak Ridge National Laboratory*, v. 8, 2005. Citado na página 2.
- 4 LAGO, J.; SOUSA, G. J. M.; HELDWEIN, M. L. Digital control/modulation platform for a modular multilevel converter system. In: *Proc. Brazilian Power Electronics Conf.* [S.l.: s.n.], 2013. p. 271–277. ISSN 2165-0454. Citado na página 3.
- 5 SOUSA, G. J. M. de; HELDWEIN, M. L. Modular multilevel converter control strategy for future DC subsea electric transmission and distribution systems. In: *Proc. Brazilian Power Electronics Conf.* [S.l.: s.n.], 2013. p. 100–106. ISSN 2165-0454. Citado na página 3.
- 6 SOUSA, G. de; HELDWEIN, M. Modular multilevel converter based unidirectional medium/high voltage drive system. In: *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1037–1042. ISSN 1553-572X. Citado 2 vezes nas páginas 3 e 136.
- 7 SOUSA, G. de; HELDWEIN, M. Three-phase unidirectional modular multilevel converter. In: *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–10. Citado 2 vezes nas páginas 3 e 136.

- 8 SOEIRO, T. B. et al. High efficiency three-phase unidirectional bucktype PFC rectifier concepts. In: *Proc. IECON 2013 - 39th Annual Conf Industrial Electronics Society of the IEEE*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 7763–7768. ISSN 1553-572X. Citado na página 3.
- 9 SOEIRO, T. B. et al. Three-phase unidirectional buck-type third harmonic injection rectifier concepts. In: *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition - APEC 2014*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 928–934. ISSN 1048-2334. Citado na página 3.
- 10 KOURO, S. et al. Recent advances and industrial applications of multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 8, p. 2553–2580, 2010. ISSN 0278-0046. Citado 2 vezes nas páginas 5 e 8.
- 11 DAVIDSON, C.; TRAINER, D. Innovative concepts for hybrid multi-level converters for HVDC power transmission. In: *9th IET International Conference on AC and DC Power Transmission*,. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–5. Citado na página 6.
- 12 R. H. BAKER. *High-voltage converter circuit*. 1980, 4203151. Citado na página 7.
- 13 APELDOORN, O. et al. A 16 MVA ANPC-PEBB with 6 kA IGBTs. In: *Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference*,. [S.l.: s.n.], 2005. v. 2, p. 818–824 Vol. 2. ISSN 0197-2618. Citado na página 7.
- 14 RODRIGUEZ, J. et al. Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 6, p. 2930–2945, 2007. ISSN 0278-0046. Citado na página 8.
- 15 WU, B. *High-Power Converters and AC Drives*. [S.l.]: Wiley, 2006. ISBN 9780471773702. Citado 2 vezes nas páginas 9 e 135.
- 16 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.: s.n.], 2003. v. 3, p. 6 pp. Vol.3–. Citado 5 vezes nas páginas 10, 12, 15, 41 e 44.
- 17 KNAAK, H.-J. Modular multilevel converters and HVDC/FACTS: A success story. In: *Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011)*,. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–6. Citado na página 12.

- 18 PEREZ, M. et al. Modular multilevel cascaded converter based on current source H-bridges cells. In: *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 3443–3448. ISSN 1553-572X. Citado na página 15.
- 19 LIANG, J. et al. Current source modular multilevel converter for HVDC and FACTS. In: *15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–10. Citado na página 15.
- 20 SCHROEDER, M.; JAEGER, J. The idea of a modular multilevel converter with integrated batteries. In: *2012 International Conference on Smart Grid Technology, Economics and Policies (SG-TEP)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–6. Citado na página 15.
- 21 HILLERS, A.; BIELA, J. Optimal design of the modular multilevel converter for an energy storage system based on split batteries. In: *15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–11. Citado na página 15.
- 22 MARQUARDT, R. Modular multilevel converter topologies with DC-short circuit current limitation. In: *2011 IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1425–1431. ISSN 2150-6078. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 18.
- 23 GLINKA, M.; MARQUARDT, R. A new AC/AC multilevel converter family. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, n. 3, p. 662–669, 2005. ISSN 0278-0046. Citado na página 17.
- 24 WINKELNKEMPER, M.; KORN, A.; STEIMER, P. A modular direct converter for transformerless rail interties. In: *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 562–567. Citado na página 17.
- 25 ERICKSON, R.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. Springer, 2001. Disponível em: <<http://books.google.com.br/books?id=On9-rJTR8ygC>>. Citado na página 18.
- 26 ANTONOPOULOS, A.; ANGQUIST, L.; NEE, H.-P. On dynamics and voltage control of the modular multilevel converter. In: *13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–10. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 120.

- 27 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.: s.n.], 2012. p. LS2a.2–1–LS2a.2–5. Citado na página 18.
- 28 ANGQUIST, L. et al. Inner control of modular multilevel converters - an approach using open-loop estimation of stored energy. In: *2010 International Power Electronics Conference (IPEC)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1579–1585. Citado na página 28.
- 29 LEI, M. et al. A new circulating-current restraining method for modular multilevel converter. In: *2013 IEEE ECCE Asia Downunder (ECCE Asia)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 930–935. Citado na página 31.
- 30 MARQUARDT, R.; LESNICAR, A. A new modular voltage source inverter topology. *EPE 03*, 2003. France. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 64.
- 31 ROHNER, S. et al. Analysis and simulation of a 6 kV, 6 MVA modular multilevel converter. In: *IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 225–230. ISSN 1553-572X. Citado na página 36.
- 32 RASIC, A. et al. Optimization of the modular multilevel converters performance using the second harmonic of the module current. In: *EPE '09. 13th European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–10. Citado na página 37.
- 33 MCGRATH, B.; HOLMES, D. Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 49, n. 4, p. 858–867, 2002. ISSN 0278-0046. Citado na página 39.
- 34 TU, Q.; XU, Z.; XU, L. Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 26, n. 3, p. 2009–2017, July 2011. ISSN 0885-8977. Citado 2 vezes nas páginas 39 e 42.
- 35 ILVES, K. et al. A new modulation method for the modular multilevel converter allowing fundamental switching frequency. In: *2011 IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 991–998. ISSN 2150-6078. Citado na página 39.

- 36 HAGIWARA, M.; AKAGI, H. Control and experiment of pulsewidth-modulated modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 7, p. 1737–1746, 2009. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 40 e 41.
- 37 KONSTANTINOU, G.; AGELIDIS, V. Performance evaluation of half-bridge cascaded multilevel converters operated with multicarrier sinusoidal PWM techniques. In: *4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 3399–3404. Citado na página 41.
- 38 KONSTANTINOU, G.; CIOBOTARU, M.; AGELIDIS, V. Analysis of multi-carrier PWM methods for back-to-back HVDC systems based on modular multilevel converters. In: *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 4391–4396. ISSN 1553-572X. Citado na página 41.
- 39 MEI, J. et al. A new selective loop bias mapping phase disposition PWM with dynamic voltage balance capability for modular multilevel converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 2, p. 798–807, 2014. ISSN 0278-0046. Citado na página 42.
- 40 ROHNER, S. et al. Modulation, losses, and semiconductor requirements of modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 8, p. 2633–2642, aug. 2010. ISSN 0278-0046. Citado na página 44.
- 41 HOLMES, D.; LIPO, T. *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. John Wiley & Sons, 2003. Disponível em: <<http://books.google.com.br/books?id=8LGi1AjSfpcC>>. Citado 3 vezes nas páginas 45, 48 e 142.
- 42 LI, B. et al. Analysis of the phase-shifted carrier modulation for modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, PP, n. 99, p. 1–1, 2014. ISSN 0885-8993. Citado na página 50.
- 43 IEEE. IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems. *IEEE Std 519-1992*, p. 1–112, April 1993. Citado na página 50.
- 44 LI, Y.; WANG, F. Arm inductance selection principle for modular multilevel converters with circulating current suppressing

- control. In: *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1321–1325. ISSN 1048-2334. Citado na página 52.
- 45 BURKART, R.; KOLAR, J. W. Overview and comparison of grid harmonics and conducted EMI standards for LV converters connected to the MV distribution system. In: *Proceedings of the first Power Electronics South America 2012 Conference and Exhibition (PCIM 2012)*. [S.l.: s.n.], 2012. Citado na página 55.
- 46 JALILI, K. *Investigation of control concepts for high-speed induction machine drives and grid side pulse-width modulation voltage source converters*. Tese (Doutorado) — Technischen Universität Dresden, 2008. Citado na página 58.
- 47 YAN, Z. et al. A study on MMC model and its current control strategies. In: *2010 2nd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 259–264. Citado na página 64.
- 48 FUKUDA, S.; YODA, T. A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model [for pwm invertors]. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 37, n. 3, p. 888–895, 2001. ISSN 0093-9994. Citado na página 65.
- 49 MUNCH, P.; LIU, S.; EBNER, G. Multivariable current control of modular multilevel converters with disturbance rejection and harmonics compensation. In: *2010 IEEE International Conference on Control Applications (CCA)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 196–201. Citado na página 65.
- 50 DARUS, R. et al. Circulating current control and evaluation of carrier dispositions in modular multilevel converters. In: *2013 IEEE ECCE Asia Downunder (ECCE Asia)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 332–338. Citado na página 66.
- 51 ZHANG, M. et al. Circulating harmonic current elimination of a CPS-PWM based modular multilevel converter with plug-in repetitive controller. In: *IEEE Transactions on Power Electronics*. [S.l.: s.n.], 2013. PP, n. 99, p. 1–1. ISSN 0885-8993. Citado na página 66.
- 52 LI, Z. et al. An inner current suppressing method for modular multilevel converters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 28, n. 11, p. 4873–4879, 2013. ISSN 0885-8993. Citado na página 66.

- 53 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*, IA-20, n. 5, p. 1224–1228, 1984. ISSN 0093-9994. Citado na página 92.
- 54 LISERRE, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of PI-RES current controller in a rotating frame. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 3, p. 836–841, 2006. ISSN 0885-8993. Citado na página 116.
- 55 FRANKLIN, G.; POWELL, J.; EMAMI-NAEINI, A. *Feedback Control of Dynamic Systems*. [S.l.]: Pearson Education, 2011. Citado na página 120.
- 56 KOURO, S. et al. Multicarrier PWM with DC-link ripple feedforward compensation for multilevel inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 1, p. 52–59, 2008. ISSN 0885-8993. Citado na página 120.
- 57 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.: s.n.], 2010. p. 150–155. ISSN 1553-572X. Citado na página 122.
- 58 HELDWEIN, M.; MUSSA, S.; BARBI, I. Three-phase multilevel PWM rectifiers based on conventional bidirectional converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 3, p. 545–549, 2010. ISSN 0885-8993. Citado na página 136.
- 59 VANCU, M.-F. et al. Comparative evaluation of bidirectional buck-type pfc converter systems for interfacing residential DC distribution systems to the smart grid. In: *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 5153–5160. ISSN 1553-572X. Citado na página 136.
- 60 SHIMIZU, T.; WADA, K.; NAKAMURA, N. Flyback-type single-phase utility interactive inverter with power pulsation decoupling on the dc input for an AC photovoltaic module system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 5, p. 1264–1272, 2006. ISSN 0885-8993. Citado na página 136.
- 61 BILLMANN, M.; MALIPAARD, D.; GAMBACH, H. Explosion proof housings for igbt module based high power inverters in HVDC

transmission application. In: *PCIM 2009*. [S.l.: s.n.], 2009. Citado na página 174.

62 OPPENHEIM, A.; WILLSKY, A.; NAWAB, S. *Signals and systems*. [S.l.]: Prentice Hall, 1997. Citado 2 vezes nas páginas 204 e 205.

63 LAVIS, D. A.; SOUTHERN, B. W.; WILDE, I. F. The inverse of a semi-infinite symmetric banded matrix. *Journal of Physics A: Mathematical and General*, v. 30, n. 20, p. 7229–, 1997. ISSN 0305-4470. Disponível em: <<http://stacks.iop.org/0305-4470/30/i=20/a=022>>. Citado na página 207.

64 ANTONOPOULOS, A. et al. On interaction between internal converter dynamics and current control of high-performance high-power AC motor drives with modular multilevel converters. In: *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 4293 –4298. Citado 2 vezes nas páginas 208 e 209.

## Apêndices



## APÊNDICE A

# Solução aproximada do circuito equivalente do conversor MMC em regime permanente

Este apêndice apresenta uma solução aproximada em regime permanente para o circuito linear variante no tempo apresentado na Figura 3.13. O sistema de equações diferenciais mostrado em (A.1) representa este circuito, onde as correntes foram normalizadas com relação à corrente de pico na porta CA do conversor,  $\hat{I}$ .

$$\begin{cases} C_{eq}\dot{\Delta}v'_{C_s} = -Gi'_c + \hat{I}'_s \cos(2\omega t + \phi) \\ C_{eq}\dot{\Delta}v'_{C_d} = -Mi'_c \cos(\omega t) + \hat{I}'_d \cos(\omega t + \alpha) \\ 4La\dot{i}'_c = -4Ra i'_c + G\Delta v'_{C_s} + M\Delta v'_{C_d} \cos(\omega t) \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

Onde, de (3.67) e (3.68),

$$\hat{I}'_s = \frac{M}{4} \quad (\text{A.2})$$

$$\hat{I}'_d = \sqrt{\left(\frac{2G^2 - M^2}{4G}\right)^2 \cos^2(\phi) + \frac{G^2}{4} \sin^2(\phi)} \quad (\text{A.3})$$

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{4G^2}{2(2G^2 - M^2)} \tan(\phi)\right). \quad (\text{A.4})$$

Tem-se interesse na solução particular do sistema de equações não homogêneo (A.1). Devido à característica de possuir coeficientes

variantes, a determinação de possíveis funções que obedecem (A.1), através do método dos coeficientes a determinar, torna-se mais complexa que no caso onde os coeficientes são constantes, de modo que outra abordagem será utilizada para obtenção da reposta em regime permanente.

Cada uma das variáveis em (A.1) pode ser escrita como uma série de Fourier,

$$i'_c = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I'_{c_n} e^{jn\omega t} \quad (\text{A.5})$$

$$\Delta v'_{C_s} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \Delta V'_{C_{s_n}} e^{jn\omega t} \quad (\text{A.6})$$

$$\Delta v'_{C_d} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \Delta V'_{C_{d_n}} e^{jn\omega t} \quad (\text{A.7})$$

$$\hat{I}'_s \cos(2\omega t + \phi) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I'_{s_n} e^{jn\omega t} \quad (\text{A.8})$$

$$\hat{I}'_d \cos(\omega t + \alpha) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I'_{d_n} e^{jn\omega t} \quad (\text{A.9})$$

onde,

$$I'_{s_n} = \begin{cases} \frac{\hat{I}'_s}{2} e^{j\phi} & \text{se } n = 2 \\ \frac{\hat{I}'_s}{2} e^{-j\phi} & \text{se } n = -2 \\ 0 & \text{se } |n| \neq 2 \end{cases} \quad (\text{A.10})$$

$$I'_{d_n} = \begin{cases} \frac{\hat{I}'_d}{2} e^{j\alpha} & \text{se } n = 1 \\ \frac{\hat{I}'_d}{2} e^{-j\alpha} & \text{se } n = -1 \\ 0 & \text{se } |n| \neq 1 \end{cases} \quad (\text{A.11})$$

Considerando a propriedade da série de Fourier relativa aos coeficientes do produto de dois sinais [62],

$$ab \iff \sum_{l=-\infty}^{\infty} A_l B_{n-l}, \quad (\text{A.12})$$

e a propriedade relativa aos coeficientes da derivada de um sinal [62],

$$\frac{da}{dt} \iff jn\omega A_n, \quad (\text{A.13})$$

é possível escrever a relação entre os coeficientes de Fourier das variáveis de interesse, de acordo com (A.1),

$$\begin{cases} jn\omega C_{eq}\Delta V'_{C_{s_n}} = -GI'_{c_n} + I'_{s_n} \\ jn\omega C_{eq}\Delta V'_{C_{d_n}} = -\frac{M}{2}I'_{c_{n-1}} - \frac{M}{2}I'_{c_{n+1}} + I'_{d_n} \\ jn\omega 4LI'_{c_n} = -4RI'_{c_n} + G\Delta V'_{C_{s_n}} + \frac{M}{2}\Delta V'_{C_{d_{n-1}}} + \frac{M}{2}\Delta V'_{C_{d_{n+1}}} \end{cases} \quad (\text{A.14})$$

## A.1 Componentes harmônicos da corrente de circulação

Do sistema de relações de recorrências não homogêneo com coeficientes não constantes (A.14), obtém-se a seguinte relação de recorrência para os coeficientes da corrente de circulação

$$A_n^{+2} I'_{c_{n+2}} + A_n^0 I'_{c_n} + A_n^{-2} I'_{c_{n-2}} = B_{s_n}^0 I'_{s_n} + B_{d_n}^{-1} I'_{d_{n-1}} + B_{d_n}^{+1} I'_{d_{n+1}}, \quad (\text{A.15})$$

onde,

$$\begin{aligned} A_n^{+2} &= -(n+n^2)M^2 \\ A_n^0 &= j32(n-n^3)\zeta\omega_r + 16n^2(n^2-1)\omega_r^2 + 4(1-n^2)G^2 - 2n^2M^2 \\ A_n^{-2} &= M^2(n-n^2) \\ B_{s_n}^0 &= 4(1-n^2)G \\ B_{d_n}^{-1} &= -2(n+n^2)M \\ B_{d_n}^{+1} &= 2(n-n^2)M. \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

Os parâmetros  $\zeta$ , o fator de amortecimento, e  $\omega_r$ , a frequência relativa da fonte CA utilizados em (A.16), são definidos como

$$\zeta = \frac{R_a}{2} \sqrt{\frac{C_{eq}}{L_a}} \quad (\text{A.17})$$

$$\omega_r = \frac{\omega}{\omega_a} = \sqrt{L_a C_{eq}} \cdot \omega. \quad (\text{A.18})$$

Onde  $\omega_a$  é a frequência de ressonância dos elementos reativos de um braço.

Substituindo (A.10) e (A.11) em (A.15), obtém-se os coeficientes do lado direito desta equação,  $B_n = B_{s_n}^0 I_{s_n} + B_{d_n}^{-1} I_{d_{n-1}} + B_{d_n}^{+1} I_{d_{n+1}}$ , dados por

$$B_n = \begin{cases} -12G\hat{I}'_{s,e}e^{j\phi} - 6M\hat{I}'_{d,e}e^{j\alpha} & \text{se } n = 2 \\ -12G\hat{I}'_{s,e}e^{-j\phi} - 6M\hat{I}'_{d,e}e^{-j\alpha} & \text{se } n = -2, \\ 0 & \text{se } |n| \neq 2 \end{cases} \quad (\text{A.19})$$

onde verifica-se que o sinal de entrada do sistema que modela a corrente de circulação, representado por (A.15), possui apenas uma componente de segunda harmônica.

A não presença dos termos  $I'_{c_{n-1}}$  e  $I'_{c_{n+1}}$  em (A.15) indica o desacoplamento entre os harmônicos pares e ímpares, de modo que, levando em consideração (A.19), (A.15) pode ser dividida em duas equações,

$$\begin{cases} A_n^{+2} I'_{c_{n+2}} + A_n^0 I'_{c_n} + A_n^{-2} I'_{c_{n-2}} = B_n & \text{se } n \text{ par} \\ A_n^{+2} I'_{c_{n+2}} + A_n^0 I'_{c_n} + A_n^{-2} I'_{c_{n-2}} = 0 & \text{se } n \text{ ímpar} \end{cases}. \quad (\text{A.20})$$

As equações em (A.20) podem ser representadas na forma matricial,

$$\mathbf{A}_p \mathbf{I}'_{c_p} = \mathbf{B} \quad (\text{A.21})$$

$$\mathbf{A}_i \mathbf{I}'_{c_i} = \mathbf{0}. \quad (\text{A.22})$$





Uma matriz similar é apresentada [64], onde um procedimento baseado no fato de que a potência transferida pelos harmônicos é nula é usado para computar a amplitude dos harmônicos presentes na corrente de circulação.

A amplitude e a fase dos harmônicos pares podem ser calculados através de

$$\hat{I}_{c_n} = 2\hat{I} |I'_{c_n}| \quad (\text{A.30})$$

$$\phi_{c_n} = \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im}(I'_{c_n})}{\text{Re}(I'_{c_n})} \right), \quad (\text{A.31})$$

enquanto que a corrente eficaz em um dos braços do conversor é calculada aproximadamente por meio de

$$I'_{L_{a\,rms}} = \sqrt{\frac{1}{8} + \left( \frac{M}{4G} \cos(\phi) \right)^2 + 2 \sum_{n=2}^{2H} |I'_{c_n}|^2}. \quad (\text{A.32})$$

## A.2 Componentes harmônicos das tensões dos capacitores

Os harmônicos presentes na corrente de circulação influenciam diretamente na ondulação de tensão dos capacitores. Caracterizar os principais harmônicos presentes nestas tensões é necessário para um correto dimensionamento dos capacitores caso o conversor MMC opere sem controle da corrente de circulação.

Para  $n \neq 0$ ,  $\Delta V'_{C_{s_n}}$  e  $\Delta V'_{C_{d_n}}$  podem ser calculados diretamente das duas primeiras equações em (A.14),

$$\Delta V'_{C_{s_n}} = \frac{I'_{s_n} - GI'_{c_n}}{jn\omega C_{eq}} \quad (\text{A.33})$$

$$\Delta V'_{C_{d_n}} = \frac{2I'_{d_n} - M(I'_{c_{n-1}} + I'_{c_{n+1}})}{j2n\omega C_{eq}}. \quad (\text{A.34})$$

Definindo uma nova normalização para as tensões nos capacitores como

$$\Delta V''_C = \omega C_{eq} \Delta V'_C, \quad (\text{A.35})$$

(A.33) e (A.34) podem ser reescritas como

$$\Delta V''_{C_{s_n}} = \frac{I'_{s_n} - GI'_{c_n}}{jn} \quad (\text{A.36})$$

$$\Delta V''_{C_{d_n}} = \frac{2I'_{d_n} - M(I'_{c_{n-1}} + I'_{c_{n+1}})}{j2n}. \quad (\text{A.37})$$

Já que  $I'_{s_n}$  e  $I'_{c_n}$  são não nulos apenas para  $n$  par,  $\Delta V''_{C_{s_n}}$  possui apenas harmônicos de ordem par. O oposto ocorre para  $V''_{C_{d_n}}$ , já que  $I'_{d_n}$ ,  $I'_{c_{n-1}}$  e  $I'_{c_{n+1}}$  são não nulos apenas para  $n$  ímpar. Levando isso em consideração e fazendo  $n = 1$  na terceira equação em (A.14), conclui-se que

$$\Delta V''_{C_{d_0}} = 0. \quad (\text{A.38})$$

Ou seja, a diferença entre as ondulações de tensão dos capacitores equivalentes dos braços positivo e negativo possui média nula. O mesmo não é válido para a soma. Resolvendo a terceira equação em (A.14) para  $\Delta V''_{C_{s_n}}$  e  $n = 0$ , e considerando a normalização (A.35) obtém-se

$$V''_{C_{s_0}} = -\frac{M}{2G} (V_{d_{-1}} + V_{d_1}). \quad (\text{A.39})$$

Os termos  $V_{d_{-1}}$  e  $V_{d_1}$  podem ser obtidos da segunda equação em (A.14), substituindo  $k$  por  $-1$  e  $1$  respectivamente. Com isso, chega-se na seguinte expressão para  $V''_{C_{s_0}}$ .

$$\Delta V''_{C_{s_0}} = \frac{jM}{2G} \left[ I_{d_1} - I_{d_{-1}} + \frac{M}{2} (I_{c_{-2}} - I_{c_2}) \right]. \quad (\text{A.40})$$

Como os pares  $I_{d_1}$  e  $I_{d_{-1}}$ ,  $I_{c_{-2}}$  e  $I_{c_2}$  são conjugados complexos, (A.40) pode ser ainda simplificada, resultando em

$$\Delta V''_{C_{s_0}} = \frac{M}{G} \left[ -\text{Im}(I_{d_1}) + \frac{M}{2} \text{Im}(I_{c_2}) \right]. \quad (\text{A.41})$$

Lembrando que  $v_{C_s} = v_{C_n} + v_{C_p}$  e  $v_{C_d} = v_{C_n} - v_{C_p}$ , os coeficientes da série de Fourier de índice 0 das tensões nos capacitores equivalentes podem ser calculados levando-se em consideração (A.38) e (A.41), obtendo-se

$$\Delta V''_{C_{p_0}} = V''_{C_{n_0}} = \frac{M}{2G} \left[ -\text{Im}(I_{d_1}) + \frac{M}{2} \text{Im}(I_{c_2}) \right]. \quad (\text{A.42})$$

Os demais coeficientes, para  $n > 0$ , são obtidos de (A.36) e (A.37),

$$\Delta V''_{C_{p_n}} = \frac{1}{2jn} \left[ I_{s_n} - I_{d_n} - GI_{c_n} + \frac{M}{2} (I_{c_{n-1}} + I_{c_{n+1}}) \right] \quad (\text{A.43})$$

$$\Delta V''_{C_{n_n}} = \frac{1}{2jn} \left[ I_{s_n} + I_{d_n} - GI_{c_n} - \frac{M}{2} (I_{c_{n-1}} + I_{c_{n+1}}) \right]. \quad (\text{A.44})$$

É importante salientar que os resultados obtidos acima são aproximações. A consideração  $i'_{dc} = \frac{M}{4G}$  admitida nas equações (3.55) e (3.56), que desconsidera a potência dissipada nos resistores de braço, traz como pior consequência a imprecisão da equação (A.42). Isto ocorre principalmente devido à queda de tensão CC sobre as resistências  $R_a$ , decorrente da corrente  $i_{dc}$ , que pode ser bem maior que a tensão  $v_{C_s}$ .

Não existe meio, conhecido pelo autor, de calcular-se o valor pico-a-pico de um sinal diretamente através dos coeficientes de Fourier. O procedimento mais simples consiste na reconstrução do sinal no domínio do tempo e a busca dos valores máximo e mínimo. Assim, a tensão instantânea no capacitor equivalente do braço positivo pode ser reconstituída, a partir dos coeficientes  $\Delta V'_{C_{p_n}}$ , com

$$\Delta v''_{C_p} = \sum_{n=0}^{2H-1} 2\text{Re} \left( \Delta V'_{C_{p_n}} e^{jn\omega t} \right). \quad (\text{A.45})$$

Logo, o valor pico-a-pico normalizado da tensão de um capacitor equivalente é dado por

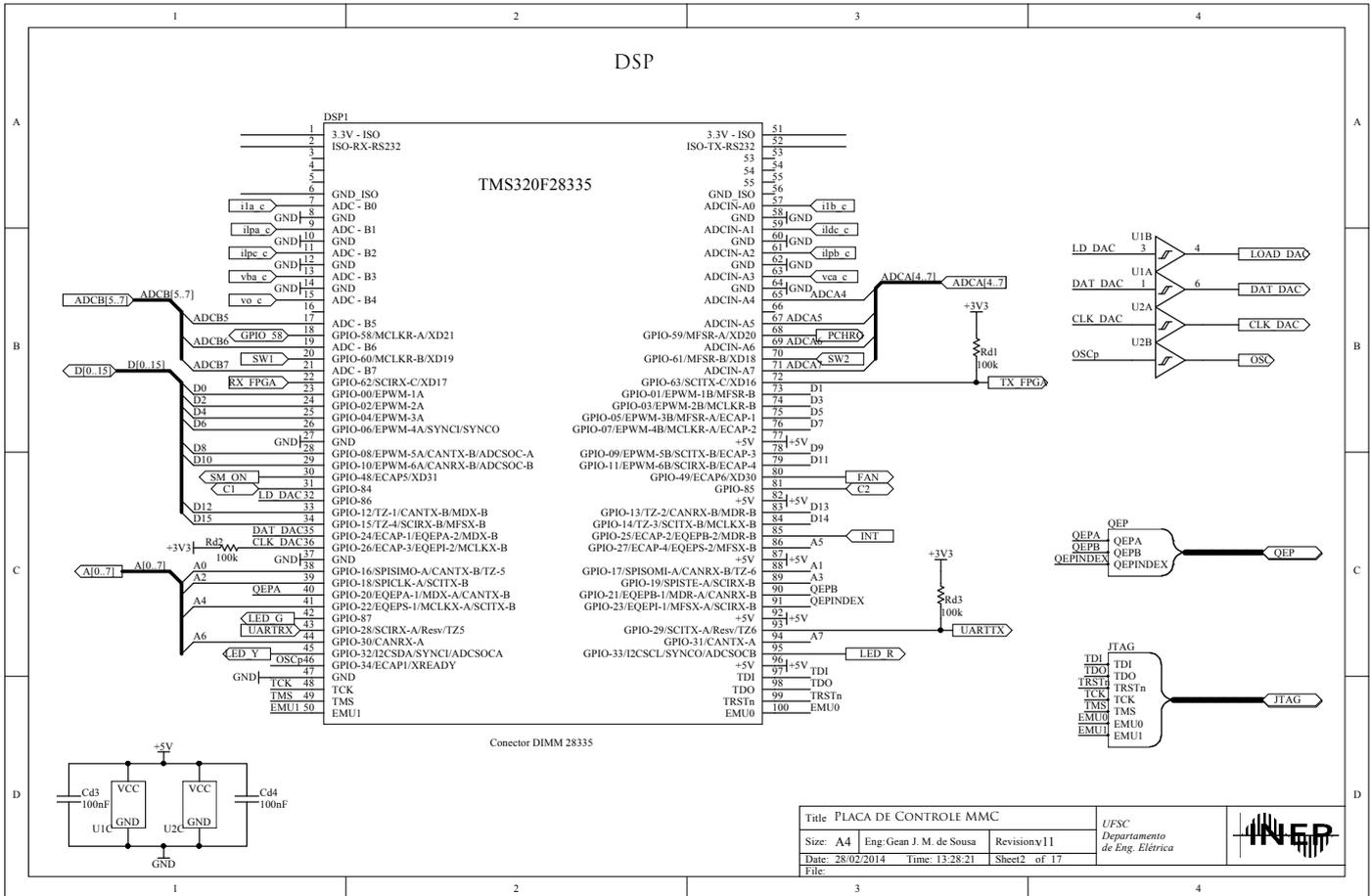
$$\Delta V_C^{pp''} = \max(\Delta v''_{C_p}) - \min(\Delta v''_{C_p}). \quad (\text{A.46})$$



## APÊNDICE B

### Diagramas esquemáticos da placa de controle do conversor MMC

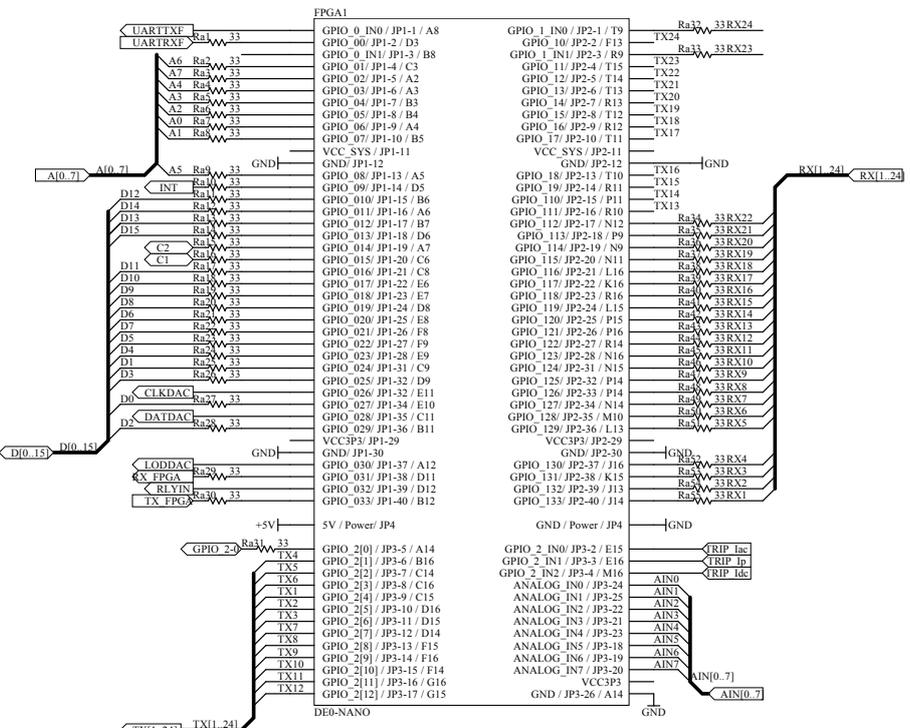




Title PLACA DE CONTROLE MMC		UFSC	
Size: A4	Eng: Gean J. M. de Sousa	Departamento de Eng. Elétrica	
Date: 28/02/2014	Time: 13:28:21	Sheet2 of 17	
File:			

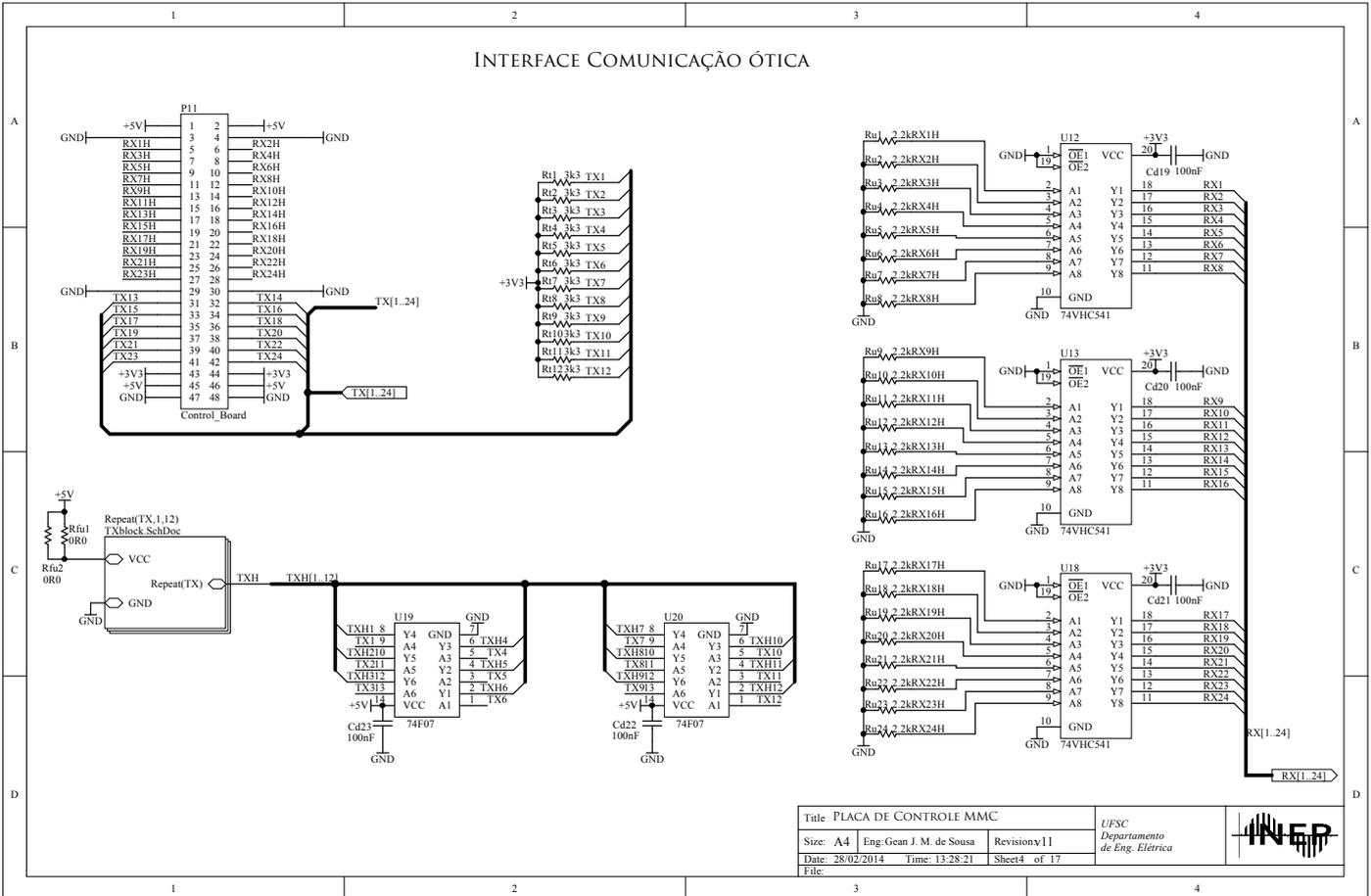
216

### FPGA



Title PLACA DE CONTROLE MMC		UFSC		
Size: A4	Eng: Gean J. M. de Sousa	Revisão: 01		Departamento de Eng. Elétrica
Date: 28/02/2014	Time: 13:28:21	Sheet: 3 of 17		
File:				

### INTERFACE COMUNICAÇÃO ÓTICA

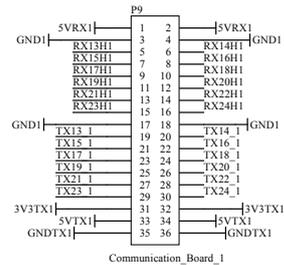
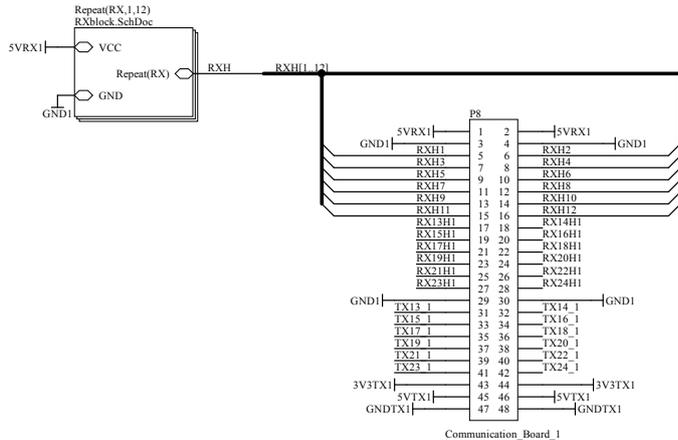


Title	PLACA DE CONTROLE MMC
Size:	A4
Date:	28/02/2014
File:	
Eng:	Geam J. M. de Sousa
Revision:	011
Time:	13:28:21
Sheet:	4 of 17

UFSC  
Departamento  
de Eng. Elétrica

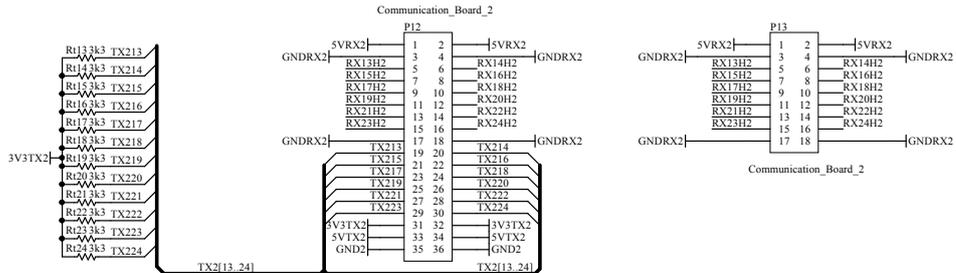
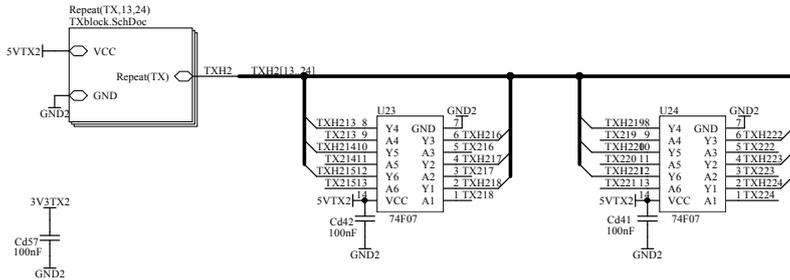


# PLACA DE COMUNICAÇÃO ÓTICA 1



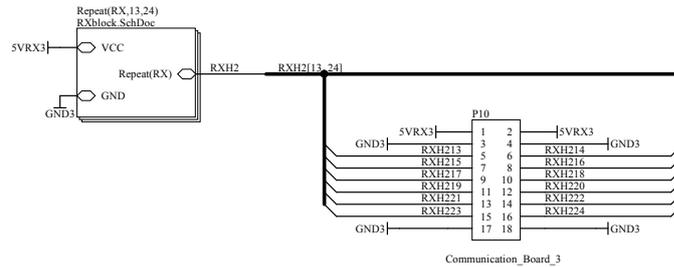
Title PLACA DE CONTROLE MMC			
Size: A4	Eng: Gean J. M. de Sousa	Revision: 01	
Date: 28/02/2014	Time: 13:28:21	Sheet: 5 of 17	
File:			

## PLACA DE COMUNICAÇÃO ÓTICA 2



Title PLACA DE CONTROLE MMC		UFSC Departamento de Eng. Elétrica		
Size: A4	Eng: Gean J. M. de Sousa			Revisão: 011
Date: 28/02/2014	Time: 13:28:21			Sheet: 6 of 17
File:				

## PLACA DE COMUNICAÇÃO ÓTICA 3

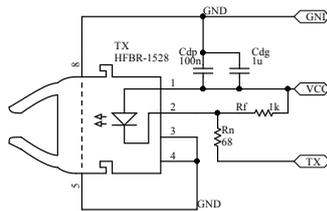


Title: PLACA DE CONTROLE MMC		
Size: A4	Eng: Gean J. M. de Sousa	Revision: 01
Date: 28/02/2014	Time: 13:28:21	Sheet: 7 of 17
File:		

UFSC  
Departamento  
de Eng. Elétrica



# TRANSMISSOR

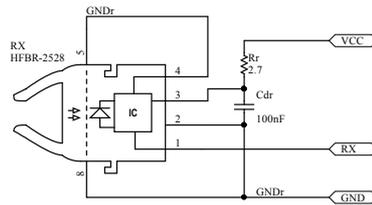


Title PLACA DE CONTROLE MMC			
Size: A4	Eng: Gean J. M. de Sousa	Revision: 011	
Date: 28/02/2014	Time: 13:28:22	Sheet: 8 of 17	
File:			

UFSC  
Departamento  
de Eng. Elétrica

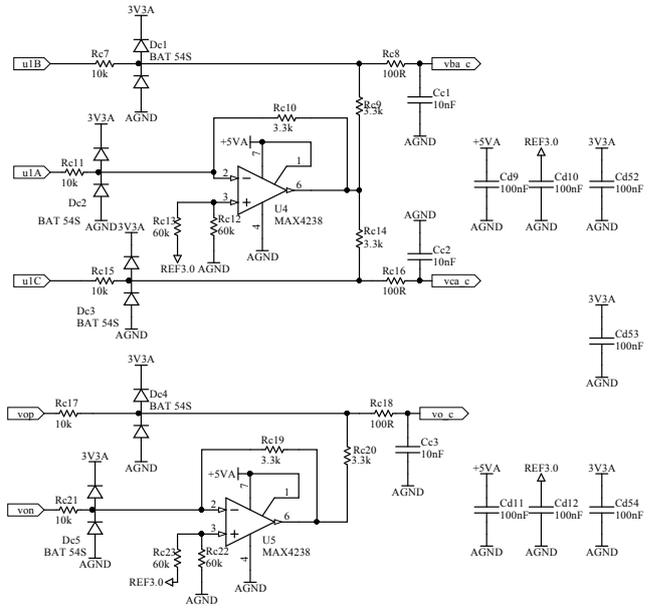
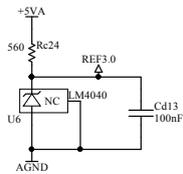
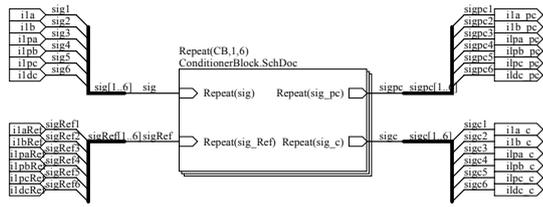


## RECEPTOR



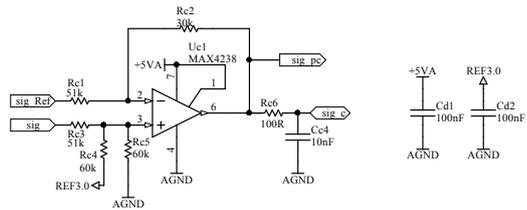
Title PLACA DE CONTROLE MMC			<i>UFSC</i> Departamento de Eng. Elétrica	
Size: A4	Eng: Gean J. M. de Sousa	Revision: 011		
Date: 28/02/2014	Time: 13:28:22	Sheet: 9 of 17		
File:				

## CONDICIONAMENTO DE TENSÕES E CORRENTES



Title PLACA DE CONTROLE MMC		UFSC	
Size: A4	Eng: Gean J. M. de Sousa	Revisão: 011	
Date: 28/02/2014	Time: 13:28:22	Sheet: 10 of 17	
File:			

## BLOCO CONDICIONADOR DE SINAL



Title PLACA DE CONTROLE MMC

Size: A4 Eng: Gean J. M. de Sousa

Revisão: 01

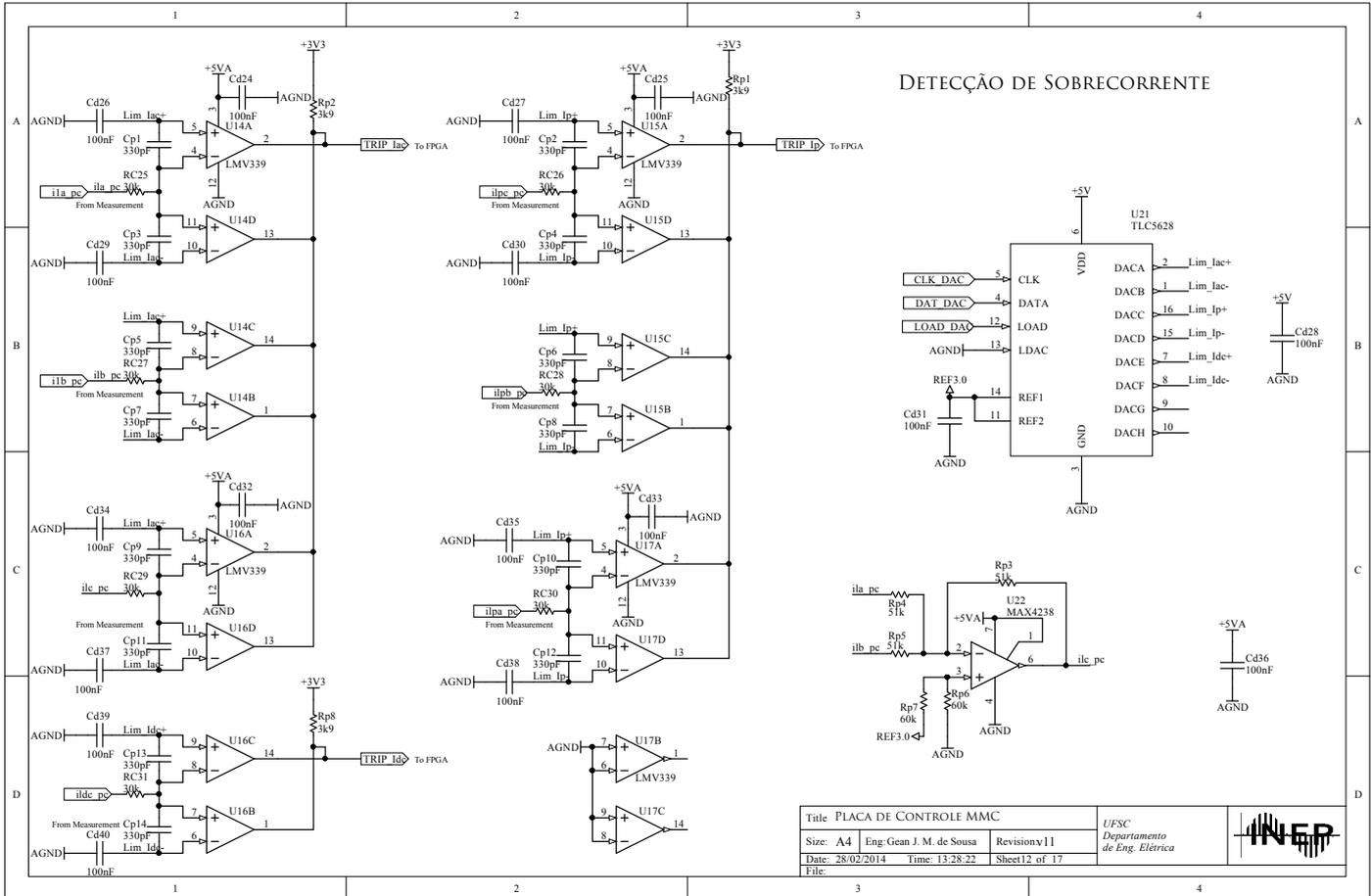
Date: 28/02/2014 Time: 13:28:22

Sheet 11 of 17

File:

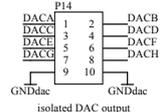
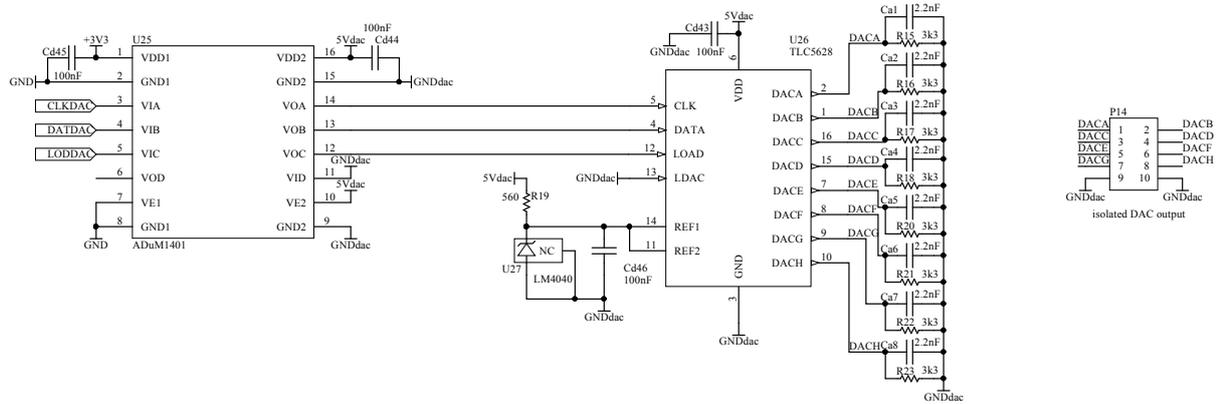
UFSC  
Departamento  
de Eng. Elétrica

# DETECÇÃO DE SOBRECORRENTE



Title PLACA DE CONTROLE MMC		UFSC	
Size: A4	Eng: Gean J. M. de Sousa	Departamento de Eng. Elétrica	
Date: 28/02/2014	Time: 13:28:22	Sheet12 of 17	
File:			

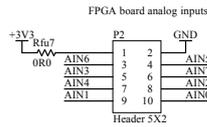
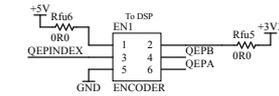
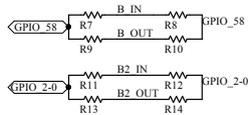
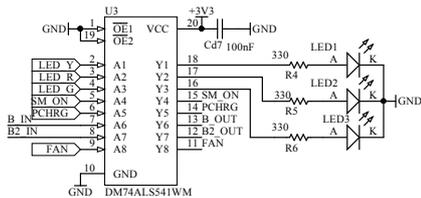
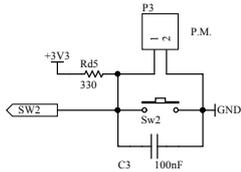
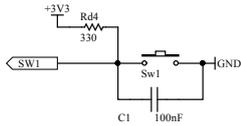
# DAC ISOLADO



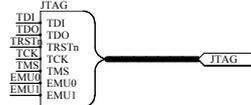
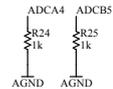
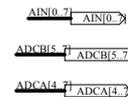
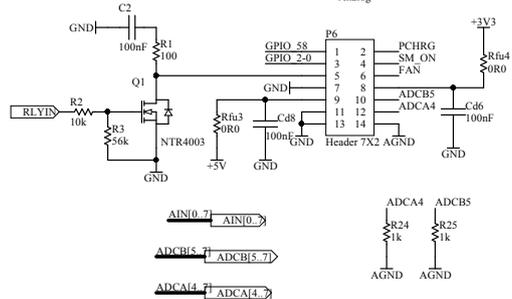
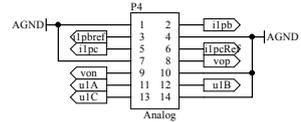
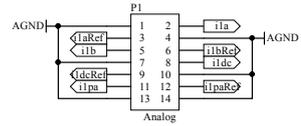
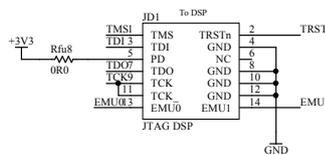
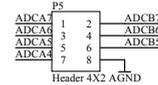
Title: PLACA DE CONTROLE MMC			UFSC Departamento de Eng. Elétrica	
Size: A4	Eng: Gean J. M. de Sousa	Revision: 011		
Date: 28/02/2014	Time: 13:28:22	Sheet: 13 of 17		
File:				

226

## INTERFACES

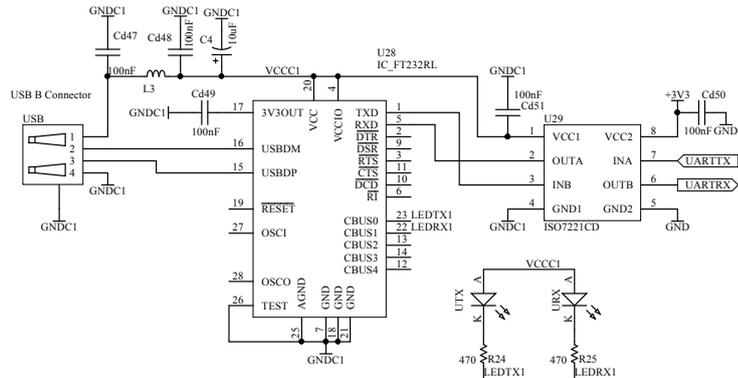


DSP remaining analog inputs



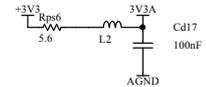
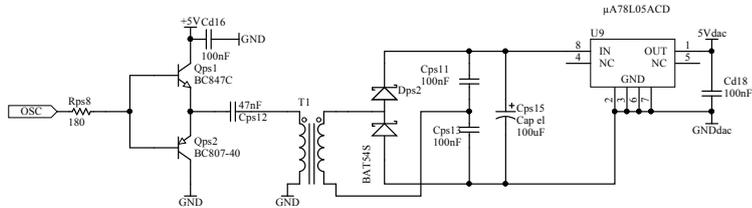
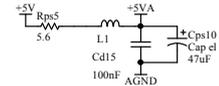
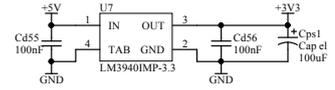
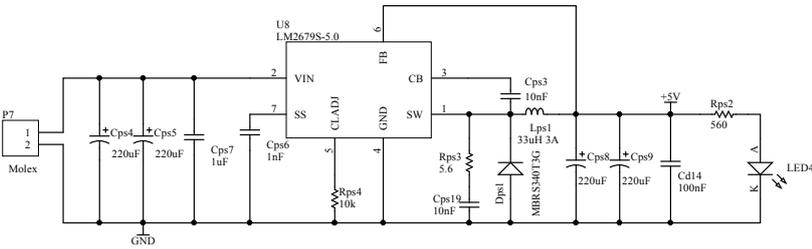
Title	PLACA DE CONTROLE MMC	UFSC		
Size	A4	Eng: Gean J. M. de Sousa		Departamento de Eng. Elétrica
Date	28/02/2014	Time: 13:28:22		Revision: 11
File				Sheet 14 of 17

# CONVERSOR USB SERIAL ISOLADO



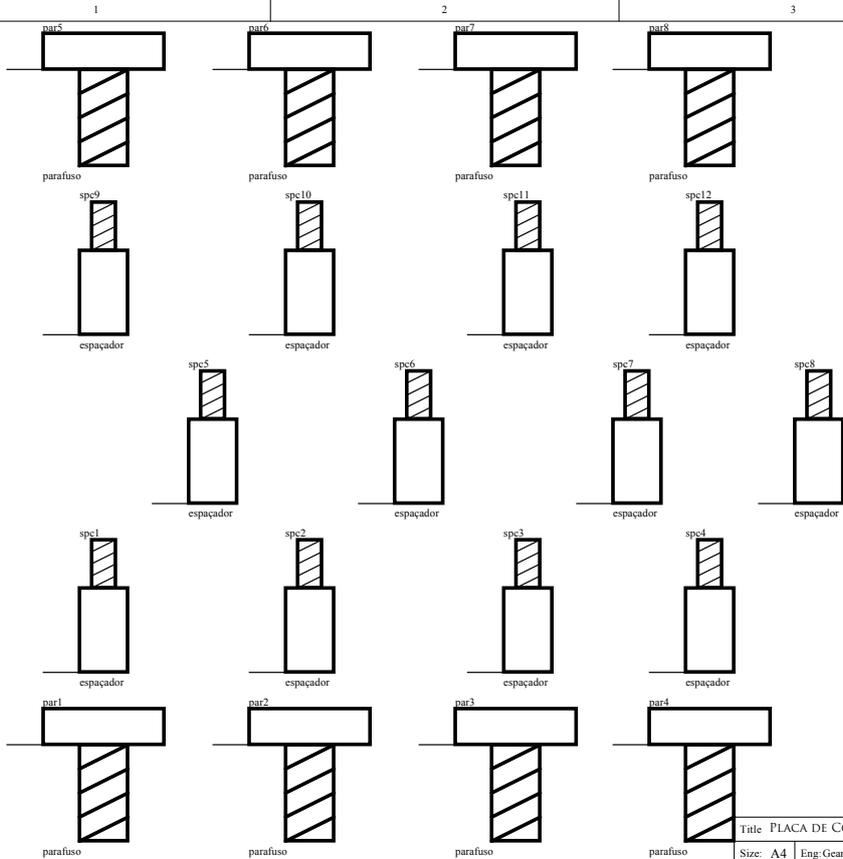
Title PLACA DE CONTROLE MMC		UFSC	
Size: A4	Eng: Gean J. M. de Sousa	Revisão: 011	
Date: 28/02/2014	Time: 13:28:22	Sheet: 15 of 17	
File:			

## REGULADORES DE TENSÃO



Title: PLACA DE CONTROLE MMC			UFSC	
Size: A4	Eng: Gean J. M. de Sousa	Revision: 011	Departamento de Eng. Elétrica	
Date: 28/02/2014	Time: 13:28:22	Sheet 16 of 17		
File:				

PARAFUSOS



Title: PLACA DE CONTROLE MMC		
Size: A4	Eng: Gean J. M. de Sousa	Revision: 011
Date: 28/02/2014	Time: 13:28:22	Sheet: 17 of 17
File:		

UFSC  
Departamento  
de Eng. Elétrica

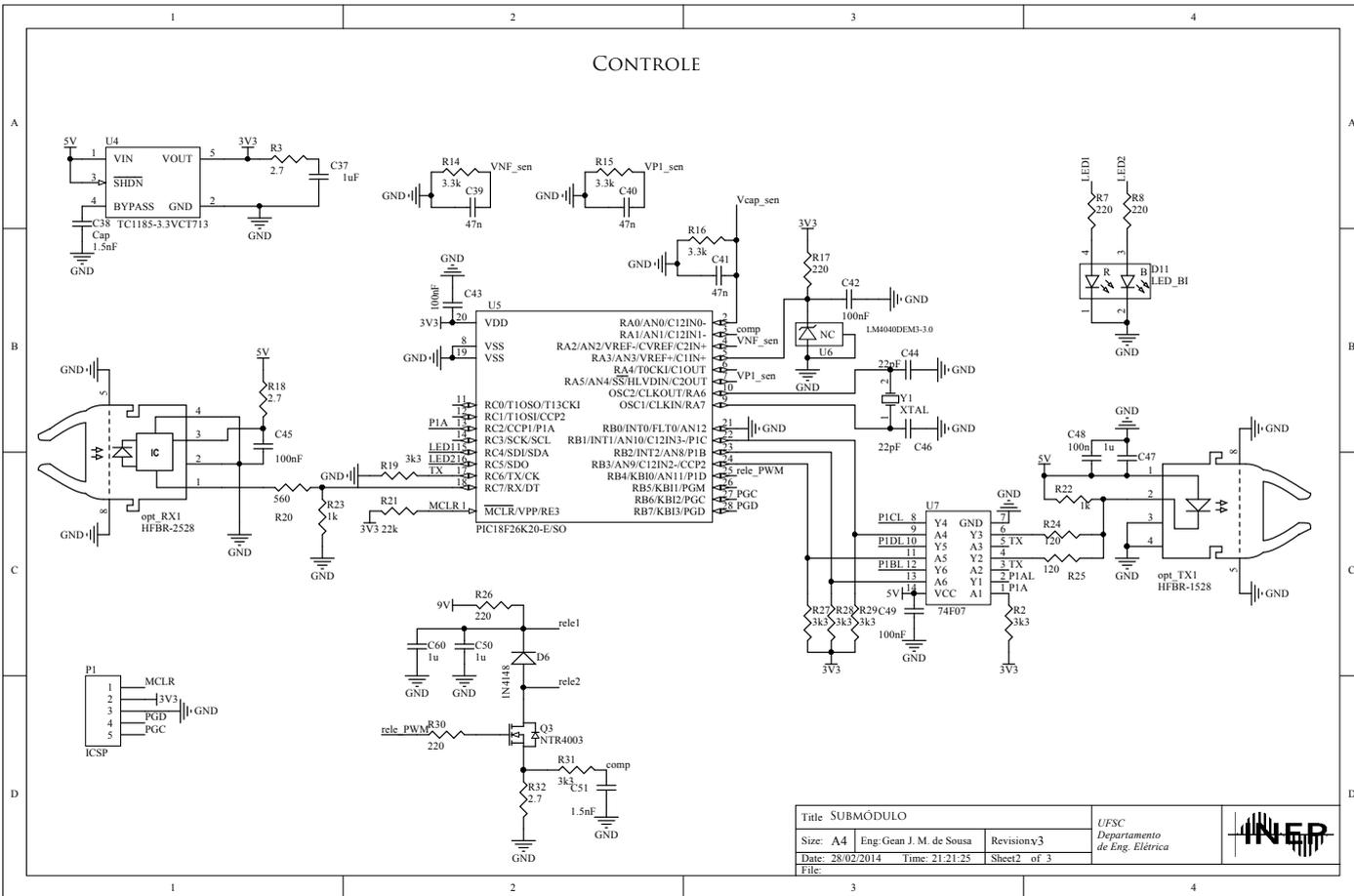


## APÊNDICE C

### Diagramas esquemáticos de um submódulo do MMC



# CONTROLE



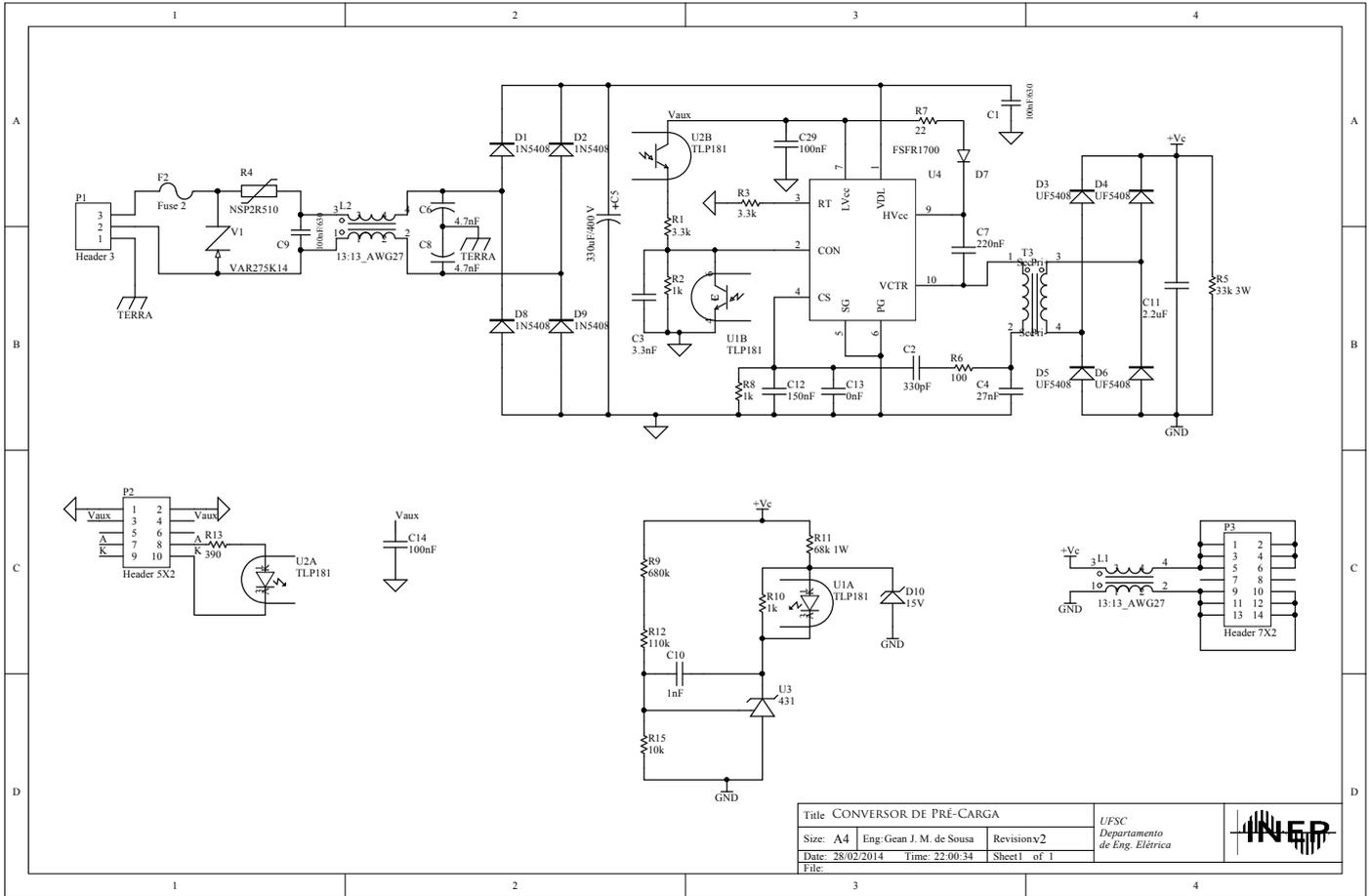
233

Title SUBMÓDULO			
Size: A4	Eng: Gean J. M. de Sousa	Revisão: y3	
Date: 28/02/2014	Time: 21:21:25	Sheet: 2 of 3	
File:			



## APÊNDICE D

### Diagrama esquemático do conversor de pré-carga

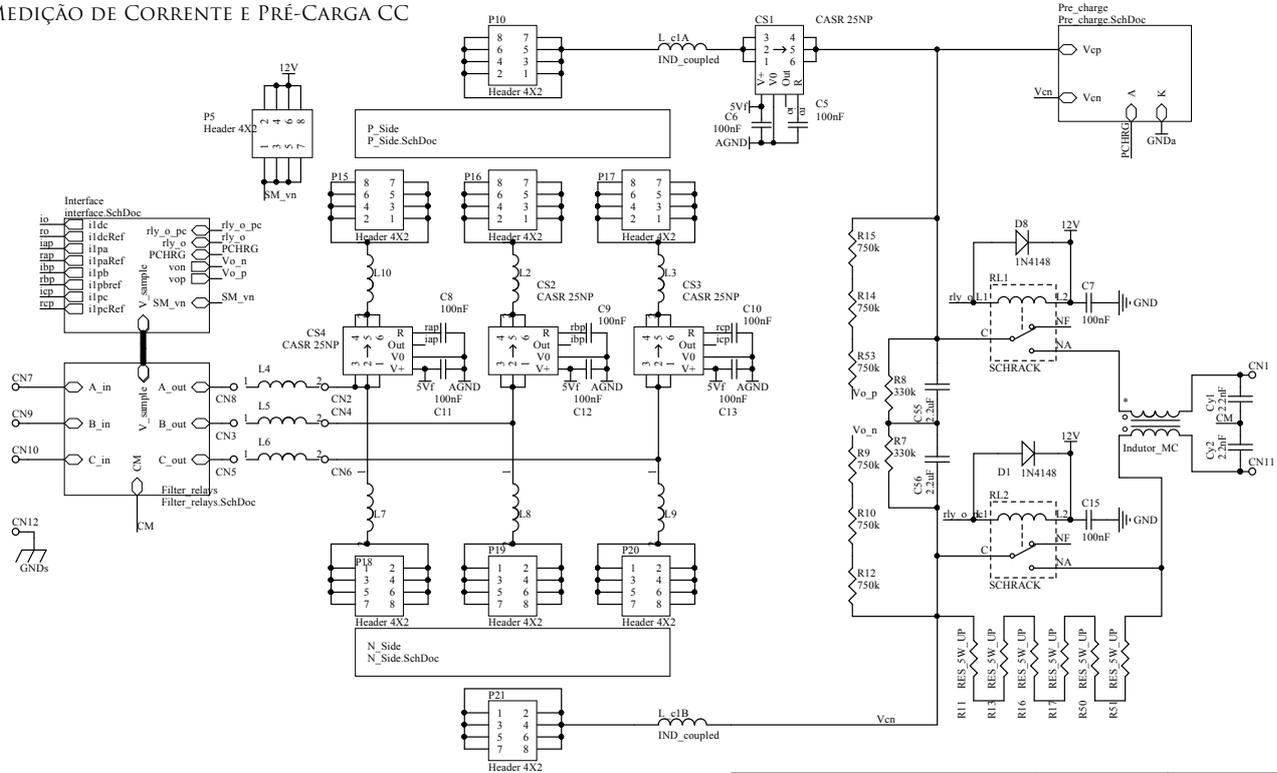


Title CONVERSOR DE PRÉ-CARGA			UFSC	
Size: A4	Eng: Gean J. M. de Sousa	Revisão: y2	Departamento de Eng. Elétrica	
Date: 28/02/2014	Time: 22:00:34	Sheet: 1 of 1		
File:				

## APÊNDICE E

Diagramas esquemáticos da  
placa de conexão, filtros e  
proteção

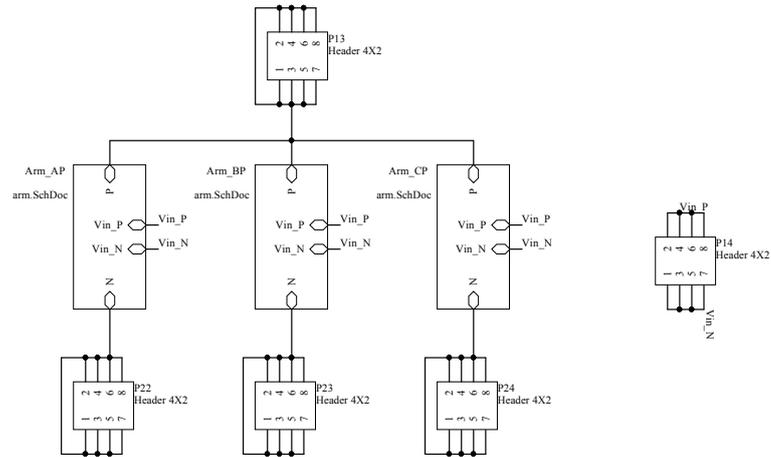
# MEDIÇÃO DE CORRENTE E PRÉ-CARGA CC



Title FILTRAGEM, MEDIÇÃO E PROTEÇÃO		UFSC	
Size: A4	Eng: Gean J. M. de Sousa	Departamento de Eng. Elétrica	
Date: 28/02/2014	Time: 23:04:45	Revision: y3	
File:		Sheet: 1 of 7	

238

## CONEXÕES DOS BRAÇOS POSITIVOS



Title FILTRAGEM, MEDIÇÃO E PROTEÇÃO

Size: A4 Eng: Gean J. M. de Sousa

Revisão: y3

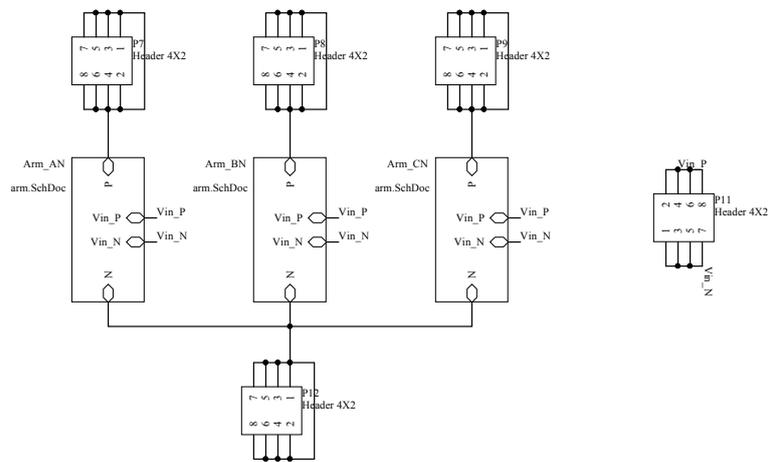
Date: 28/02/2014 Time: 23:04:46

Sheet2 of 7

File:

UFSC  
Departamento  
de Eng. Elétrica

## CONEXÕES DOS BRAÇOS NEGATIVOS

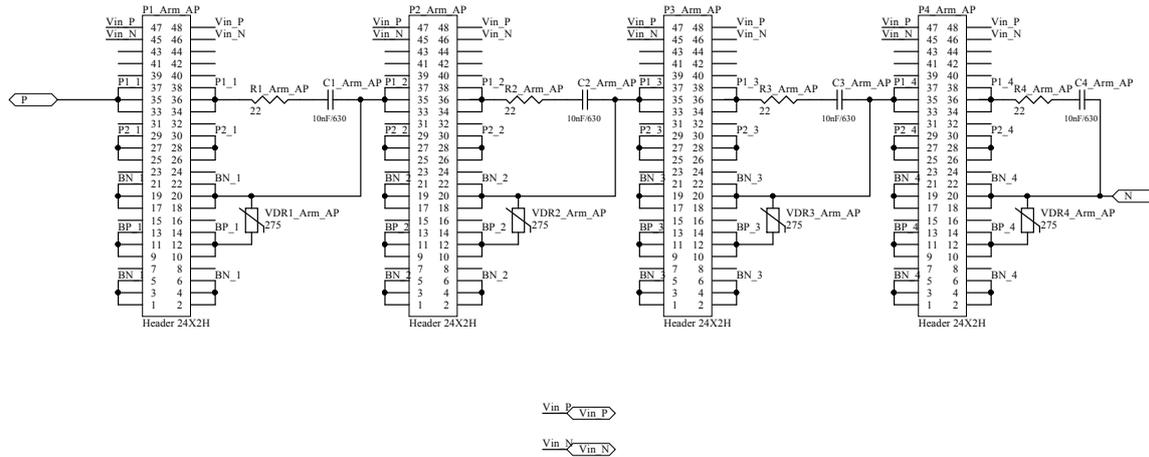


Title: FILTRAGEM, MEDIÇÃO E PROTEÇÃO		
Size: A4	Eng: Gean J. M. de Sousa	Revisão: y3
Date: 28/02/2014	Time: 23:04:46	Sheet3 of 7
File:		

UFSC  
Departamento  
de Eng. Elétrica

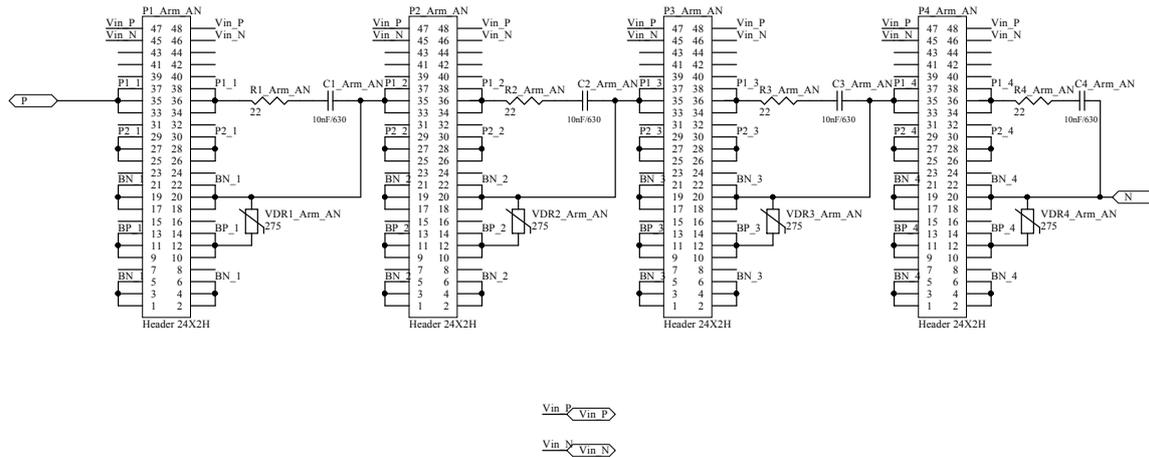


### CONEXÕES DOS SUBMÓDULOS



Title FILTRAGEM, MEDIÇÃO E PROTEÇÃO			UFSC	
Size: A4	Eng: Gean J. M. de Sousa	Revisão: y3	Departamento de Eng. Elétrica	
Date: 28/02/2014	Time: 23:04:46	Sheet: 4 of 7		
File:				

## CONEXÕES DOS SUBMÓDULOS

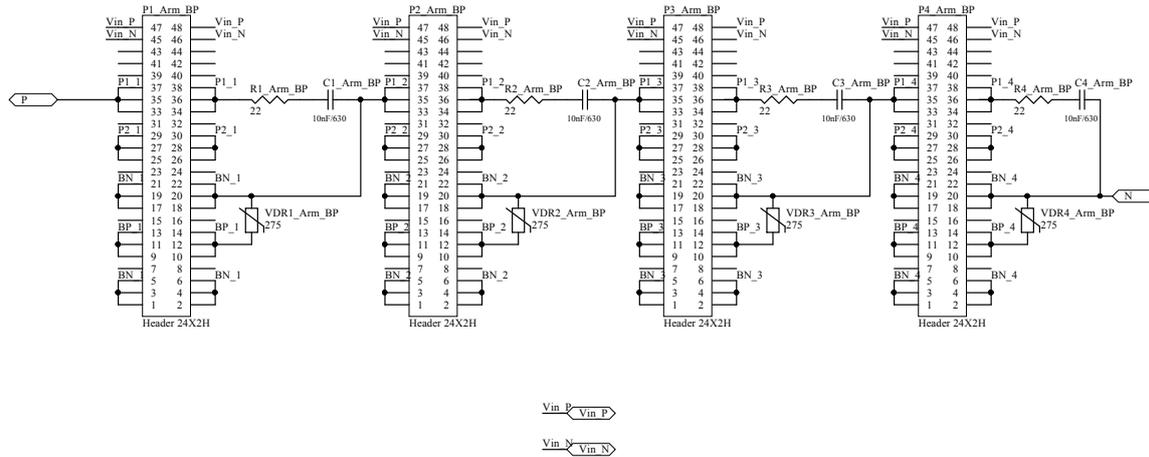


Title FILTRAGEM, MEDIÇÃO E PROTEÇÃO  
 Size: A4 Eng: Gean J. M. de Sousa Revisão: y3  
 Date: 28/02/2014 Time: 23:04:46 Sheet4 of 7  
 File:

UFSC  
 Departamento  
 de Eng. Elétrica

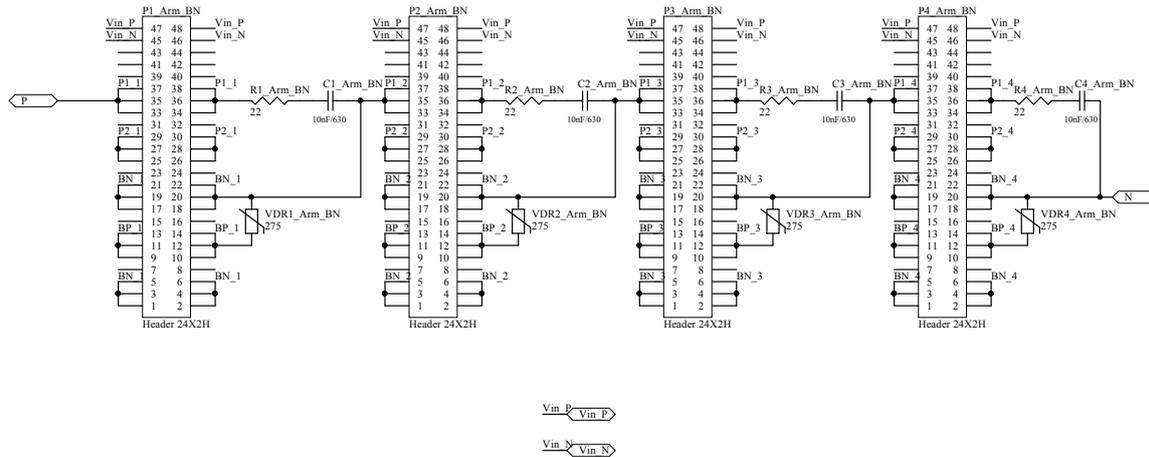


### CONEXÕES DOS SUBMÓDULOS



Title FILTRAGEM, MEDIÇÃO E PROTEÇÃO			UFSC	
Size: A4	Eng: Gean J. M. de Sousa	Revisão: y3	Departamento de Eng. Elétrica	
Date: 28/02/2014	Time: 23:04:46	Sheet: 4 of 7		
File:				

## CONEXÕES DOS SUBMÓDULOS

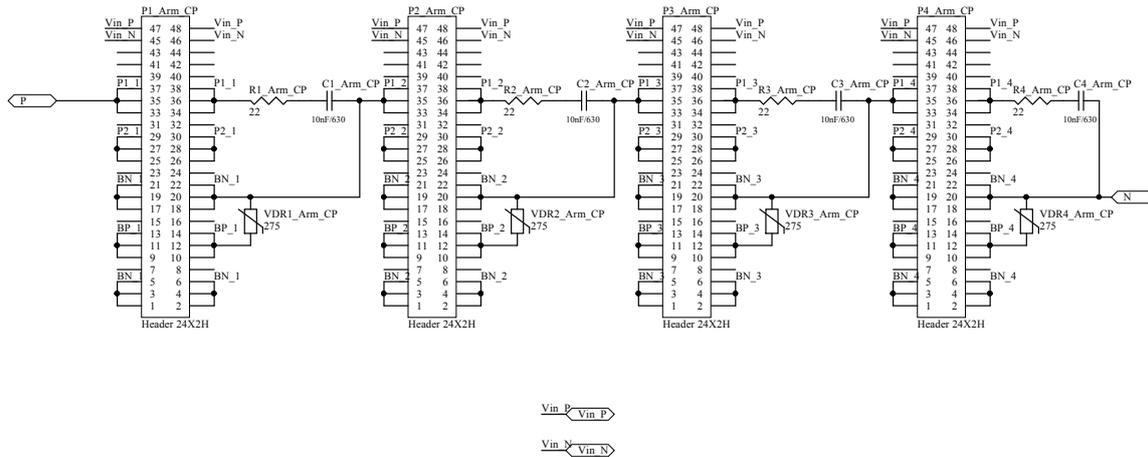


Title FILTRAGEM, MEDIÇÃO E PROTEÇÃO  
 Size: A4 Eng: Gean J. M. de Sousa Revisão: y3  
 Date: 28/02/2014 Time: 23:04:46 Sheet4 of 7  
 File:

UFSC  
 Departamento  
 de Eng. Elétrica

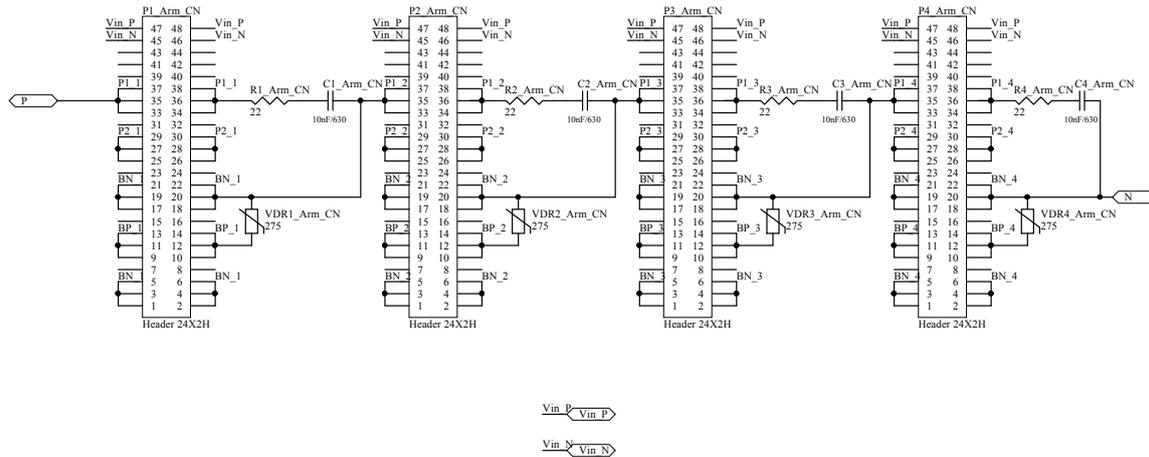


### CONEXÕES DOS SUBMÓDULOS



Title FILTRAGEM, MEDIÇÃO E PROTEÇÃO			UFSC Departamento de Eng. Elétrica	
Size: A4	Eng: Gean J. M. de Sousa	Revisão: y3		
Date: 28/02/2014	Time: 23:04:46	Sheet4 of 7		
File:				

## CONEXÕES DOS SUBMÓDULOS

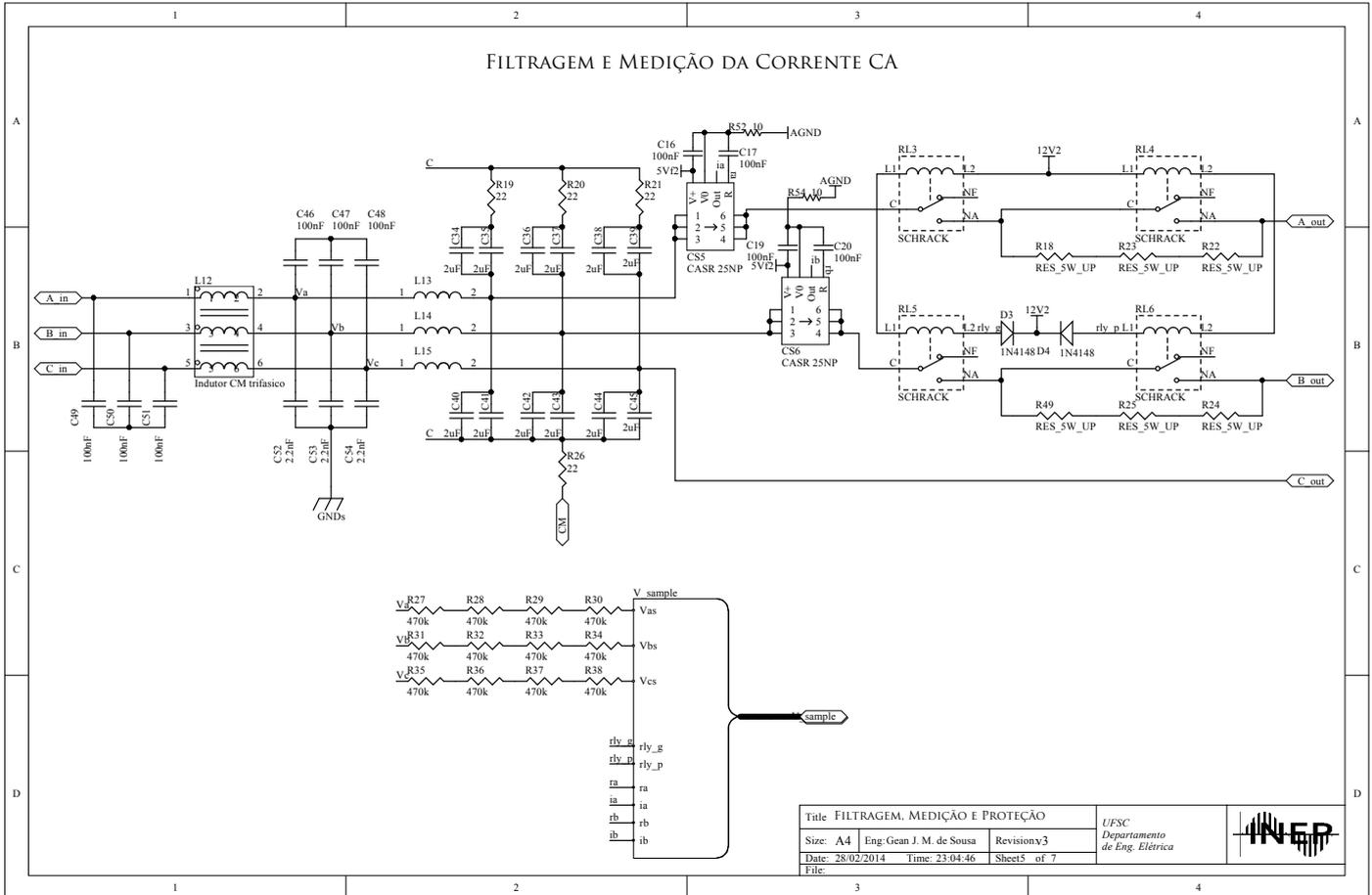


Title FILTRAGEM, MEDIÇÃO E PROTEÇÃO  
 Size: A4 Eng: Gean J. M. de Sousa Revisão: y3  
 Date: 28/02/2014 Time: 23:04:46 Sheet4 of 7  
 File:

UFSC  
 Departamento  
 de Eng. Elétrica

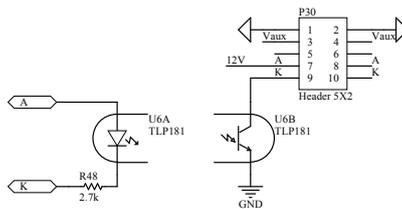
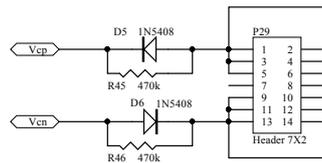
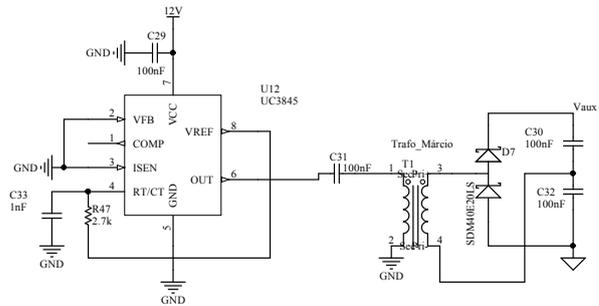


### FILTRAGEM E MEDIÇÃO DA CORRENTE CA



Title FILTRAGEM, MEDIÇÃO E PROTEÇÃO		UFSC Departamento de Eng. Elétrica		
Size: A4	Eng: Gean J. M. de Sousa			Revisão: y3
Date: 28/02/2014	Time: 23:04:46			Sheet: 5 of 7
File:				

### CONEXÃO E FONTE AUXILIAR DO CIRCUITO DE PRÉ-CARGA



Title FILTRAGEM, MEDIÇÃO E PROTEÇÃO			UFSC
Size: A4	Eng: Gean J. M. de Sousa	Revisão: y3	Departamento de Eng. Elétrica
Date: 28/02/2014	Time: 23:04:47	Sheet: 6 of 7	
File:			





Dissertação apresentada ao Programa de  
Pós-graduação em Engenharia Elétrica,  
Departamento de Elétrica, do Centro Tecnológico  
da Universidade Federal de Santa Catarina,  
como requisito para obtenção do Título de  
Mestre em Engenharia Elétrica

Orientador: Marcelo Lobo Heldwein, Dr. sc. ETH

Florianópolis, 2014