



CONTROLE PREDITIVO COM NÚMERO REDUZIDO DE ESTADOS APLICADO
A CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR

Laís Ferreira Crispino

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Rio de Janeiro
Fevereiro de 2017

CONTROLE PREDITIVO COM NÚMERO REDUZIDO DE ESTADOS APLICADO
A CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR

Laís Ferreira Crispino

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO
LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA
(COPPE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE
DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE
EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Examinada por:

Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim, Dr.-Ing.

Prof. Edson Hirokazu Watanabe, D. Eng.

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

Prof. Lucas Frizera Encarnação, D. Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL
FEVEREIRO DE 2017

Crispino, Laís Ferreira

Controle Preditivo com Número Reduzido de Estados
Aplicado a Conversor Multinível Modular/ Laís Ferreira
Crispino. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2017.

XIII, 90 p.: il.; 29,7 cm.

Orientador: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Dissertação (Mestrado) - UFRJ/ COPPE/ Programa de
Engenharia Elétrica, 2017.

Referências Bibliográficas: p. 79 – 84.

1. CMM. 2. MPC. 3. Conversor Multinível. I. Rolim,
Luís Guilherme Barbosa. II. Universidade Federal do Rio
de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III.
Título.

*Aos meus pais Roberto e Rosemary, por
todo apoio, dedicação e amor
incondicionais.*

*Ao meu amor Alexandre, por estar sempre
ao meu lado, acreditando em mim e me
incentivando a enfrentar os desafios.*

*À minha avó Maria Amélia, por ser tão
importante em minha vida.*

Amo vocês.

Agradecimentos

Primeiramente a Deus, pela vida e a sabedoria necessária para enfrentar os desafios e conquistar meus objetivos.

Ao professor Luís Guilherme Barbosa Rolim, pela oportunidade e confiança no meu trabalho, e pela assídua orientação. É eterna a minha gratidão por todos os ensinamentos a mim passados.

Aos meus pais Roberto e Rosemary, que tanto amo e admiro, pelo apoio e incentivo nessa trajetória acadêmica que escolhi seguir. Por vocês e para vocês, sempre!

À minha avó Maria Amélia, que é a luz da minha vida e minha grande admiradora!

Ao meu noivo Alexandre, por estar sempre ao meu lado, me apoiando e incentivando nos meus novos desafios, e por dar sentido a tudo.

Aos colegas do Laboratório de Eletrônica de Potência, pelas constantes trocas de experiências e conhecimentos, em especial ao José Rafael Batista Lebre. E ao Ulisses Miranda, pelo apoio e troca de experiências na bancada experimental.

Aos grandes e eternos amigos Igor Paladino Gomes da Costa e Thiago Valentin, pelo companheirismo e amizade, mesmo com a distância.

Ao CNPq e à COPPETEC, pelo apoio financeiro ao longo desta trajetória.

A todos que participaram direta ou indiretamente deste trabalho, meu sincero muito obrigada!

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.).

CONTROLE PREDITIVO COM NÚMERO REDUZIDO DE ESTADOS APLICADO A CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR

Laís Ferreira Crispino

Fevereiro/2017

Orientador: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Programa: Engenharia Elétrica

O conversor multinível modular (CMM) tem sido um tema de grande interesse para os pesquisadores da área de eletrônica de potência e, por isso, tem-se estudado o emprego dessa topologia nas mais diversas áreas de aplicação, principalmente em sistemas de transmissão em corrente contínua em alta tensão. Neste sentido, este trabalho descreve o modelo do conversor CMM, com submódulos em meia ponte e ponte completa, associado a uma estratégia de controle preditivo com base em modelos. Esta estratégia utiliza um número reduzido de estados para controle do fluxo de potência entregue à rede, o qual é realizado mediante a regulação das correntes do lado CA do conversor, além de minimizar as componentes de correntes circulantes. O algoritmo usado para balancear as tensões dos capacitores foi desenvolvido com base em algoritmos de ordenação, mas também foi feito uso do conceito de função de custo. Para verificar o desempenho da estratégia de controle adotada, foram feitas análises qualitativas por meio de testes de simulação. Estes testes foram realizados no ambiente de simulações de circuitos PSIM, no qual foi modelado todo o circuito através de sua interface gráfica, e a lógica do sistema de controle foi programada em linguagem C. Foram realizados, ainda, testes em um protótipo experimental cujo circuito é referente a uma perna do CMM, e os resultados obtidos confirmam o modelo. Vale ressaltar que nesses testes não foi analisada a corrente circulante.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

PREDICTIVE CONTROL WITH REDUCED NUMBER OF STATES APPLIED TO
MODULAR MULTILEVEL CONVERTER

Laís Ferreira Crispino

February/2017

Advisor: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Department: Electrical Engineering

The modular multilevel converter (MMC) has been a subject of increasing interest for power electronics researchers. Therefore, the use of this topology in the most diverse application areas has been studied, especially in high voltage direct current transmission systems. Thus, this work describes the MMC converter model, considering both half and full-bridge submodules, associated with a model predictive control strategy, which considers a reduced number of states to control the power flow delivered to the grid, through AC current regulation; and for minimizing circulating current components. The algorithm used to implement the balancing of submodules' capacitor voltages was developed based on sorting methods, but also considering the cost function idea. In order to verify the performance of the adopted strategy, qualitative analyses were made based on simulation results conducted in the environment of circuit simulation PSIM, in which the logic of the control system was programmed in C language. Tests were also carried out on an experimental prototype whose circuit refers to one leg of the MMC, and the results obtained confirm the model. In these tests the circulating current was not analyzed.

Sumário

Capítulo 1 Introdução	1
1.1 Aplicações.....	3
1.2 Motivação	5
1.3 Objetivos.....	5
1.4 Publicações associadas a este trabalho	6
1.5 Estrutura do Trabalho	6
Capítulo 2 Modelagem e Dimensionamento do Conversor Multinível Modular (CMM).....	8
2.1 Topologia do CMM	8
2.1.1 Submódulo em Meia Ponte	10
2.1.2 Submódulo em Ponte Completa	13
2.2 Modelagem Analítica do CMM.....	16
2.2.1 Correntes no CMM.....	19
2.2.2 Tensão nos capacitores	20
2.3 Dimensionamento do CMM	21
2.3.1 Indutor buffer.....	21
2.3.2 Capacitor dos submódulos.....	23
2.4 Conclusões Parciais	25
Capítulo 3 Controle	26
3.1 Revisão Bibliográfica	26
3.1.1 Métodos de Modulação PWM seno-triângulo e tabelado	27
3.1.2 Controle preditivo com base em modelos (MPC)	29
3.2 Controle do CMM conectado à rede utilizando MPC com número de estados reduzido	32
3.2.1 Controle das Correntes CA.....	34

3.2.2	Controle das Correntes Circulantes	37
3.2.3	Algoritmo de Balanceamento das Tensões dos Capacitores (ABTC).....	39
3.3	Conclusões Parciais	43
Capítulo 4 Resultados de Simulação		45
4.1	Considerações sobre a simulação	45
4.2	Modelagem do sistema	47
4.3	CMM Trifásico	51
4.4	Simulação para testes na bancada experimental	58
4.5	Conclusões Parciais	61
Capítulo 5 Resultados Experimentais		63
5.1	Considerações sobre a bancada experimental.....	63
5.2	Circuitos, componentes e equipamentos utilizados	65
5.2.1	Implementação do algoritmo de balanceamento das tensões no DSP.....	67
5.3	Circuito Monofásico	69
5.4	Conclusões Parciais	75
Capítulo 6 Conclusão.....		77
6.1	Conclusões do Trabalho.....	77
6.2	Trabalhos Futuros	78
Referências Bibliográficas		79
Apêndice A Montagem Experimental.....		85
A.1	Submódulo	85
A.1.1	Capacitor.....	85
A.1.2	Chave IGBT.....	86
A.1.3	Driver e Fonte para o Driver	86
A.1.4	Regulador CC e Medição da tensão CC	86
A.2	Indutor Iarm	87
A.3	Interface do submódulo, dos pulsos de chaveamento e conversor A/D	87

A.4	Alimentação externa	89
A.5	Mapeamento dos sinais periféricos	89

Lista das Principais Siglas

BT - Baixa Tensão
CA - Corrente Alternada
CC - Corrente Contínua
CCAT - Corrente Contínua em Alta Tensão
CCS - *Code Composer Studio*
CMM - Conversor Multinível Modular
D1, D2, D3, D4 - Diodos dos submódulos
DSP - *Digital Signal Processor*
HVDC - *High Voltage Direct Current*
IGBT - Insulated Gate Bipolar Transistor
MPC - *Model Predictive Control*
MT - Média Tensão
PCC - Ponto de Conexão Comum
PWM - *Pulse Width Modulation*
S1, S2, S3, S4 - Chaves semicondutoras (IGBT)
SPI - *Serial Peripheral Interface*
SM – SubMódulo
T1, T2 - Terminais dos submódulos
VSC - *Voltage Sourced Converter*

Lista dos Principais Símbolos

C	Capacitor do submódulo
C_{exp}	Capacitor usado na bancada experimental para fazer o <i>split</i> do elo CC
f	Frequência
f_s	Frequência de amostragem
$s(t)$	Função de chaveamento para o capacitor em um dado período
H	Constante de inércia do conversor
i_a	Corrente na fase ‘a’ do sistema CA
i_{+a}	Corrente no braço superior da perna ‘a’ do CMM
i_{-a}	Corrente no braço inferior da perna ‘a’ do CMM
i_{az}	Corrente circulante na fase ‘a’ do CMM
i_{cc}	Corrente medida no lado CC do CMM
I_{cc}	Corrente CC nominal
l_{arm}	Indutor de braço
r_{arm}	Resistor de braço
N_{sm}	Número de submódulos por braço do CMM
N_{pon}	Número de submódulos ligados no braço superior
N_{non}	Número de submódulos ligados no braço inferior
p	Potência real
q	Potência imaginária
S	Potência aparente nominal
T_s	Período de amostragem
v_{cap}	Tensão medida no capacitor do submódulo
V_{cap}	Tensão nominal do capacitor do submódulo
v_{cc}	Tensão CC medida nos terminais do conversor
V_{cc}	Tensão nominal do elo CC
v_{out_a}	Tensão medida na saída da fase ‘a’ do CMM
e_{out_a}	Tensão de saída interna na fase ‘a’ do CMM
v_{+a}	Tensão medida no braço superior da perna ‘a’ do CMM
v_{-a}	Tensão medida no braço inferior da perna ‘a’ do CMM
v_{sa}	Tensão medida na fase ‘a’ do sistema

v_{T1T2} Tensão medida nos terminais do submódulo
 ω Frequência angular

Capítulo 1

Introdução

A topologia de conversor multinível modular (CMM) foi proposta primeiramente por (LESNICAR e MARQUARDT, 2003), com submódulos em meia ponte, conforme mostrado na Figura 1.1, e visando sua aplicação em sistema CCAT (Corrente Contínua em Alta Tensão), ou em inglês HVDC (*High Voltage Direct Current*). Esta topologia de VSC (*Voltage Source Converter*) apresenta diversas vantagens quando comparada às topologias de VSCs de dois e três níveis, e também das demais topologias de conversores multiníveis. Dentre essas vantagens pode-se relacionar:

- capacidade de sintetizar tensões no lado CA do conversor com menor conteúdo harmônico, permitindo dispensar o uso de filtros e transformadores para uma quantidade de submódulos elevada, aumentando a capacidade de transmissão;
- maior qualidade de potência entregue no lado CA do conversor, devido à menor distorção harmônica;
- menores perdas no conversor, devido à operação em frequências de chaveamento menores, no caso de usar a modulação PWM como estratégia de chaveamento, além de aumentar a eficiência do conversor;
- sua característica modular, o que concede a esta topologia a vantagem de ser escalável para diferentes níveis de potência e tensão, bastando modificar o número de submódulos conectados em cada braço, e ajustando o controle. Além disso, a característica modular permite a utilização de submódulos redundantes integrando a estrutura. Esses submódulos somente são utilizados para compor a tensão de saída, quando um submódulo que esteja sendo usado para tal apresente falha de operação. O submódulo com falha é, pois, substituído pelo redundante, sem a necessidade de parar de pronto a operação do conversor para manutenção.

Entretanto, um desafio de trabalhar com o CMM está na complexidade da sua estrutura. Além da necessidade de reduzir as componentes de corrente circulantes inerentes a essa topologia, e que aumentam as perdas no conversor.

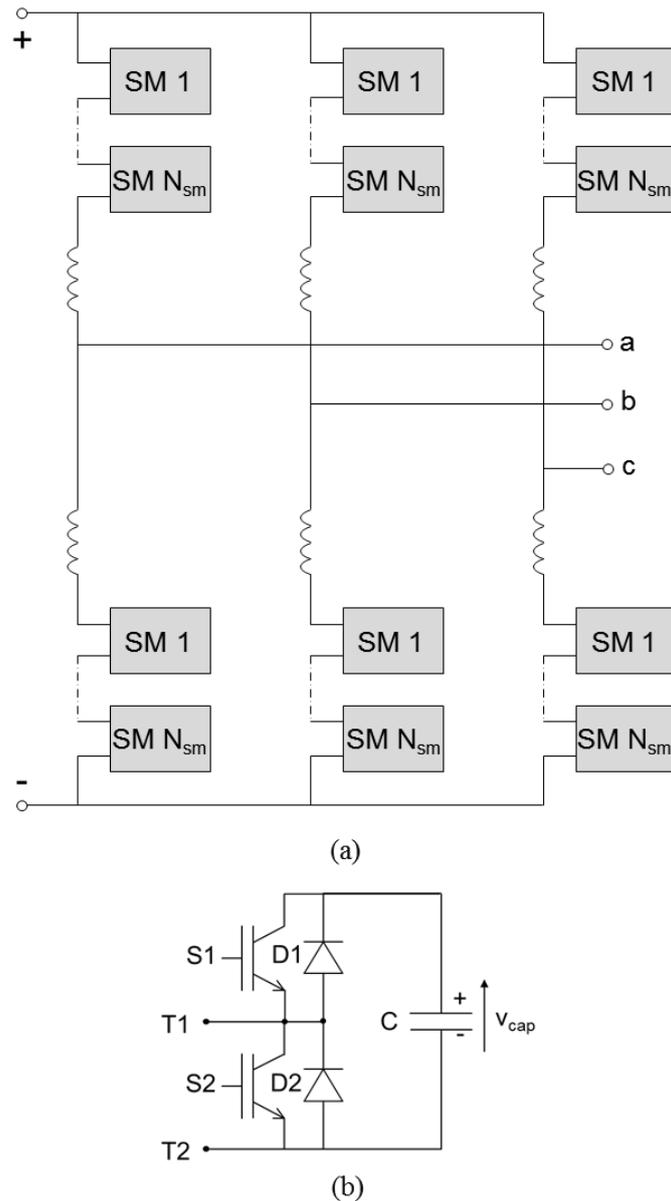


Figura 1.1 (a) CMM a ser estudado; (b) estrutura dos submódulos em meia ponte.

Em virtude das vantagens apresentadas de se utilizar o CMM frente às demais topologias de conversores VSCs, o presente trabalho propõe analisar a aplicação da técnica de controle preditivo com base em modelos, ou MPC (*Model Predictive Control*) em CMM. Essa técnica de controle utiliza o modelo analítico do sistema para prever o valor no instante seguinte das variáveis a serem controladas, e utiliza funções de custo para tomar as decisões corretas com base em um conjunto de possibilidades finito. A abordagem do MPC utilizada neste trabalho considera um número reduzido de estados. Além disso, é feita uma análise de equivalência entre a abordagem de MPC

utilizada e o algoritmo de ordenamento, quando aplicados ao balanceamento das tensões nos capacitores.

1.1 Aplicações

A primeira e mais difundida área de aplicação do CMM é a transmissão em CCAT. Existem na literatura diversos trabalhos publicados empregando essa topologia de conversor em sistemas CCAT, usando diferentes topologias de submódulos, diferentes estratégias de controle e de modulação. Uma compilação desses trabalhos pode ser encontrada no *review* publicado por (DEBNATH, QIN, *et al.*, 2015). É interessante ressaltar que o primeiro sistema CCAT usando CMM foi comissionado pela Siemens, o HVDC - Plus (*Power Link Universal System*) (DAVIES, DOMMASCHK, *et al.*, 2009). O nome deste projeto pioneiro é Trans Bay, e ele transmite até 400 MW, com tensão no elo CC de 200 kV, e foi colocado em operação no ano de 2010. Desde então, o HVDC – Plus já foi utilizado em outros projetos já comissionados pela Siemens como, por exemplo: o HelWin1 de 576 MW instalado em 2014, o SylWin1 de 864 MW instalado em 2015 e o BorWin2 de 800 MW instalado em 2015, todos eles foram usados para ligar fazendas eólicas *offshore* situadas no mar do Norte, à costa Alemã; e o INELFE, sistema CCAT de 2000 MW de capacidade ligando França à Espanha, colocado em operação em 2015. Até 2020, outros elos têm previsão de entrega pela Siemens, como é o caso do COBRACable, ligando a Dinamarca à Holanda, e o Nemo Link, ligando o Reino Unido à Bélgica, ambos com o objetivo de contribuir para a criação de um mercado integrado de energia na União Europeia.

Além da Siemens, a ABB e a Alstom também possuem sistemas CCAT usando CMM já instalados como, por exemplo: o DolWin1 da ABB de 800 MW instalado em 2013, o DolWin2 também da ABB de 900 MW instalado em 2015, e o elo South-West da Alstom de 1440 MW instalado em 2014 (FALAHI, 2015).

Além dos sistemas de transmissão CCAT, existem na literatura do CMM algumas outras áreas de aplicação sendo estudadas como, por exemplo, o uso do CMM em compensadores estáticos, STATCOM. Neste sentido, pode ser citado o SVC – Plus, também desenvolvido pela Siemens (GEMMELL, DORN, *et al.*, 2008). Há também na literatura estudos de CMM para acionamento de motores de média tensão (HAGIWARA, NISHIMURA, *et al.*, 2009).

Recentemente, devido à conscientização da população mundial com relação ao aquecimento global e à poluição, ambas agravadas pela geração de energia a partir de fontes de energia não renováveis, vem sendo cada vez mais estudado o uso de fontes de energia renováveis como, por exemplo, a energia eólica, a PV (*PhotoVoltaic*), dentre outras. Nesse contexto, também é possível encontrar na literatura estudos propondo o uso de conversores do tipo CMM nesses sistemas de geração. Em (CARR, DAS, *et al.*, 2015), foi mostrado um estudo considerando o CMM para conexão direta MVDC (*Medium Voltage Direct Current*) de uma fazenda eólica *offshore*, mostrando que o uso desta topologia de conversor pode ser interessante para aplicações deste tipo.

Além da energia proveniente dos ventos, a PV tem se destacado nas pesquisas científicas ao redor do mundo, devido à sua disponibilidade abundante e inesgotável, e por ser uma fonte de energia segura e de baixo impacto ambiental, quando comparada às demais, apesar de seu alto custo de implantação e de ser intermitente. Conforme mencionado em (RAJASEKAR e GUPTA, 2012), quando se utiliza a topologia convencional de conversor com dois níveis na geração de energia PV, o sistema é capaz de injetar a máxima potência no sistema com fator de potência unitário, porém o conteúdo harmônico para frequências elevadas de chaveamento ainda é alta, assim como a tensão aplicada nas chaves do conversor. Ainda, as perdas do conversor também são maiores devido à alta frequência de chaveamento. Neste sentido, começaram a surgir trabalhos que exploram o uso de conversores multiníveis para geração PV. E, conforme mencionado anteriormente, dentre as topologias de conversores multinível existentes, o CMM é a que apresenta maiores vantagens e, portanto, vem sendo explorada mais amplamente. Em (RAJASEKAR e GUPTA, 2012) e (MEI, XIAO, *et al.*, 2013) foi usado um CMM monofásico com sistema de conversão de potência de um único estágio, não sendo necessário usar conversores CC/CC. Enquanto em (ALAJMI, AHMED, *et al.*, 2011), foi usada a mesma topologia de CMM monofásico para o conversor PV, porém com sistema de dois estágios de conversão.

Por fim, uma aplicação pouco abordada na literatura, mas bastante promissora no futuro próximo, principalmente no Brasil com a descoberta do Pré-Sal, é em sistemas submarinos de transmissão e distribuição de energia na produção de petróleo e gás em águas profundas, ou DC-SETDS (*Direct Current Subsea Electric Transmission and Distribution System*), conforme mencionado em (SOUSA e HELDWEIN, 2013).

1.2 Motivação

Nos últimos anos o CMM vem ganhando grande destaque nas mais diversas aplicações, como foi mostrado na subseção anterior. Isso se deve às grandes vantagens que essa topologia apresenta frente às demais topologias de conversores. Nesse sentido, a comunidade científica vem buscando, cada vez mais, novas e mais eficientes soluções para os desafios técnicos associados tanto com a operação, quanto com o controle do CMM. Dentre esses desafios podem ser destacados: a garantia de bom desempenho na ocorrência de curtos-circuitos no lado CC para os sistemas CMM – CCAT; o desenvolvimento de algoritmos de balanceamento das tensões nos capacitores mais rápidos e eficazes para o caso de CMM com número elevado de submódulos; minimização das componentes de corrente circulante, inerentes a essa topologia; e a redução do custo de implantação, pois essa topologia é composta de uma quantidade maior de componentes, quando comparada às demais, principalmente pela sua estrutura modular.

Este trabalho tem a motivação de analisar a aplicação da técnica MPC com número reduzido de estados para controlar as correntes CA, a partir de referências de potência real e imaginária, e minimizar as componentes de corrente circulante. Além disso, foi desenvolvido um algoritmo de balanceamento das tensões nos capacitores simplificado, e com tempo de execução reduzido.

1.3 Objetivos

O presente trabalho propõe estudar o controle integrado das correntes de saída e correntes circulantes em um CMM, mediante a aplicação da técnica MPC. Contudo, a abordagem do MPC utilizada neste trabalho é diferente da tradicionalmente encontrada na literatura. Em vez de considerar no conjunto de teste todos os possíveis estados para todas as chaves do CMM, considerou-se os possíveis níveis de tensão de saída a serem sintetizados pelo conversor. Essa estratégia é explicada detalhadamente no Capítulo 3, e é mostrado que essa abordagem resulta em um conjunto reduzido de estados a serem testados, quando comparada à tradicional. Além disso, desenvolveu-se um algoritmo de balanceamento das tensões dos capacitores também com base nos conceitos do MPC, e também considerando um conjunto reduzido de estados a serem testados. Essa

abordagem, a formulação e as simplificações feitas nesse algoritmo de balanceamento resultaram em um algoritmo equivalente ao de ordenamento (*sorting*). Vale ressaltar que, uma vez que a estratégia de controle MPC é usada, torna-se desnecessário usar técnicas de modulação.

A estratégia de controle desenvolvida é validada primeiramente em simulação para o circuito CMM trifásico conectado à rede, e para o circuito monofásico a ser testado em um protótipo experimental de CMM monofásico. Em seguida, são realizados os testes experimentais propriamente ditos.

É detalhado, ainda, o dimensionamento dos componentes usados tanto no protótipo do CMM monofásico, quanto na bancada de teste. São apresentados também, os circuitos necessários para fazer a interface entre o microcontrolador utilizado (modelo F28335, da família C2000 da *Texas Instruments*) e os demais circuitos do CMM, incluindo os de medição das tensões e correntes.

O *software* usado para as simulações do sistema de potência é o PSIM, porém com os algoritmos de controle escritos em linguagem de programação C. Para carregar e monitorar a execução dos códigos referentes ao controle e ao tratamento dos dados adquiridos no microcontrolador, é usada a interface do ambiente integrado *Code Composer Studio (CCS)*, da *Texas Instruments*.

1.4 Publicações associadas a este trabalho

Dois artigos foram aceitos e apresentados até o presente momento como resultado deste trabalho, um no XXI Congresso Brasileiro de Automática (CBA) outro na 12th *IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*: (CRISPINO e ROLIM, 2016a e 2016b).

1.5 Estrutura do Trabalho

No Capítulo 2 é apresentada a estrutura do CMM. Assim, são definidos os componentes deste tipo de conversor, explicando suas funções e modos de operação. Nesse capítulo também é apresentada a modelagem deste conversor, primeiramente para o circuito monofásico, e depois para o trifásico. Em seguida, é analisado o comportamento das correntes internas desta topologia de conversor, e como elas

influenciam no *ripple* das tensões dos capacitores dos submódulos. E, por fim, são apresentados alguns dos conceitos mais utilizados na literatura, e que foram considerados neste trabalho para o dimensionamento tanto do indutor de braço, quanto do capacitor do submódulo.

No Capítulo 3 é apresentada uma breve revisão bibliográfica acerca das estratégias de controle mais usadas na literatura do CMM. Em seguida são mostradas as estratégias de controle utilizadas neste trabalho, tanto para o controle da corrente CA e da corrente circulante do conversor, quanto para o balanceamento das tensões dos capacitores.

No Capítulo 4 são apresentadas, primeiramente, algumas considerações acerca das simulações realizadas, a fim de esclarecer como foram implementadas as rotinas de controle programadas em código C. Em seguida, são apresentados os critérios usados no dimensionamento do modelo da rede usada neste projeto. Por fim, são apresentados os resultados obtidos a partir da simulação do sistema CMM trifásico ligado à rede; e do circuito CMM monofásico que foi usado nos testes realizados com o protótipo experimental, os quais foram feitos considerando uma carga passiva.

O Capítulo 5 inicia com a abordagem de algumas considerações importantes acerca do protótipo experimental usado nos testes, dos procedimentos realizados previamente ao teste, e da aquisição dos sinais medidos, tanto através do protocolo SPI, quanto através dos conversores A/D do próprio microcontrolador usado. São mostrados os circuitos, os componentes e os equipamentos usados no protótipo, bem como a estrutura do *hardware* utilizado. Por fim, são apresentados e discutidos os resultados dos testes feitos com o circuito monofásico do CMM.

No Capítulo 6 encontram-se as conclusões obtidas por este trabalho e as propostas de trabalhos futuros.

Capítulo 2

Modelagem e Dimensionamento do Conversor Multinível Modular (CMM)

Neste capítulo é descrita a estrutura do CMM, bem como seus princípios de operação para as duas topologias de submódulos mais difundidas na literatura. Além disso, é apresentada a modelagem deste conversor, fazendo uma análise de suas correntes e das tensões nos capacitores. Por fim, são mostradas as metodologia mais difundidas na literatura para o dimensionamento dos componentes do CMM.

2.1 Topologia do CMM

O CMM consiste em uma topologia de conversor multinível com estrutura modular, ou seja, com submódulos idênticos conectados em cascata. Existem diferentes configurações para essa topologia de conversor, e neste trabalho foi utilizado o CMM trifásico em conexão dupla estrela (HAGIWARA e AKAGI, 2008).

Na Figura 2.1 é apresentada a estrutura geral do CMM em estudo. Ele é composto de três pernas, uma para cada fase do sistema, e cada perna é formada por um braço superior e outro inferior. Um braço, por sua vez, é composto por um mesmo número de submódulos idênticos, N_{sm} , conectados em série com um indutor denominado *buffer* ou de braço, l_{arm} , usado para limitar o *ripple* de corrente nos instantes de chaveamento (HAGIWARA e AKAGI, 2008). Na Figura 2.1 são indicadas, também, as principais variáveis do CMM usadas ao longo deste trabalho, tais como: a tensão medida no elo CC, v_{cc} ; a tensão medida no capacitor do submódulo, v_{cap} ; as tensões medidas nos braços superior, v_{+k} , e inferior, v_{-k} ; e as correntes medidas nos braços superior, i_{+k} , e inferior, i_{-k} , onde k indica a fase, ou perna.

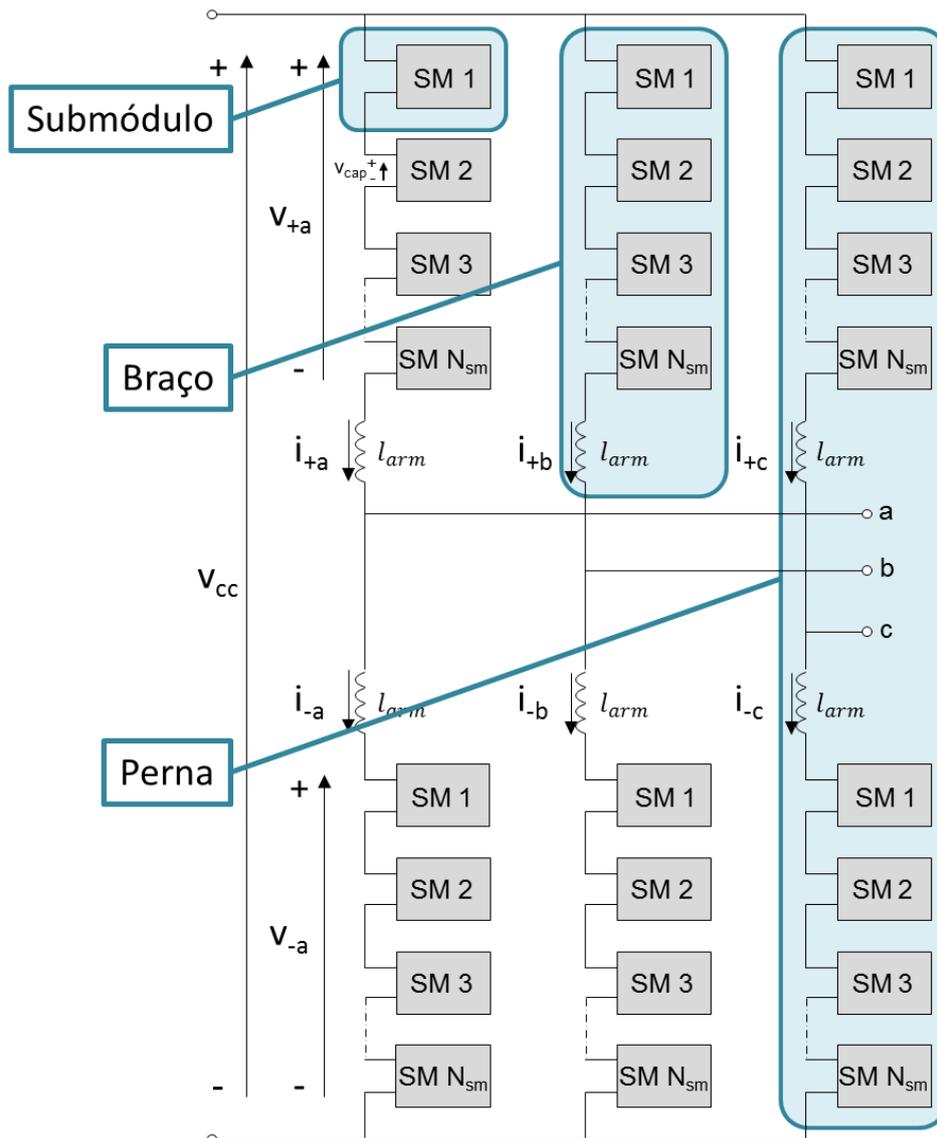


Figura 2.1 CMM trifásico.

O número de submódulos por braço a serem usados no CMM pode ser definido a partir do número de níveis desejado na tensão sintetizada no lado CA, sendo que para N_{sm} submódulos por braço, é possível obter $N_{sm} + 1$ níveis na tensão de fase CA de saída. Outro critério, mais rigoroso, é avaliar a tensão nominal de cada submódulo, a qual é definida pela tensão do capacitor e das chaves, neste trabalho o IGBT. Assim, sabendo que para garantir tensão CA sintetizada na saída do conversor com valor médio zero, é necessário que metade dos submódulos de uma perna estejam conectados, ou seja, que seus capacitores estejam conectados em série. Então a soma das tensões dos N_{sm} submódulos conectados deve ser igual à tensão medida no elo CC v_{cc} :

$$V_{\text{cap}} = \frac{V_{\text{cc}}}{N_{\text{sm}}}, \quad (2.1)$$

onde:

- V_{cap} é a tensão nominal dos capacitores dos submódulos;
- V_{cc} é a tensão nominal do elo CC.

Dessa forma, o número de submódulos por braço N_{sm} pode ser ajustado para que a tensão nominal de cada submódulo seja suportada pelo capacitor e chaves do mesmo. Neste trabalho são usados quatro submódulos por braço, $N_{\text{sm}} = 4$. Como o protótipo a ser testado é especificado para 500 V nominais no elo CC, a tensão nominal no capacitor de cada submódulo é de 125 V e, tanto os capacitores, quanto os IGBTs do protótipo, suportam essa tensão.

Vale ressaltar, ainda, que quanto maior o número de submódulos de um CMM, menor será o seu conteúdo harmônico, ou THD (*Total Harmonic Distortion*), pois a saída CA sintetizada pelo conversor se aproxima mais de uma senóide. Entretanto, a complexidade computacional para executar o algoritmo de controle desse conversor também aumenta, bem como os custos do *hardware*. Esses fatores também são importantes e devem ser considerados no projeto do CMM.

A seguir são mostrados os modos de operação das duas topologias de submódulos mais difundidas e utilizadas na literatura, o submódulo em meia ponte e em ponte completa. Sua escolha pode ser feita com base na aplicação para a qual o CMM será utilizado, conforme mencionado em (AKAGI, 2011). Porém, vale ressaltar que, além dessas duas, existem na literatura outras topologias também eficazes e com número de componentes reduzido, como é o caso do submódulo em ponte semicompleta (LEBRE, 2014).

2.1.1 Submódulo em Meia Ponte

O submódulo em meia ponte, também conhecido como *chopper-cell*, é composto de duas chaves IGBTs com diodos em antiparalelo e um capacitor, conforme mostrado na Figura 2.2. Esta configuração possui dois modos de operação: com S1 conduzindo e S2 bloqueada, o capacitor é inserido entre os terminais do submódulo (T1 e T2) e este modo de operação é designado “Modo 1”; e com S1 bloqueada e S2 em condução, o submódulo fica em estado de *bypass* (capacitor desconectado) e esse modo é designado “Modo 2”.

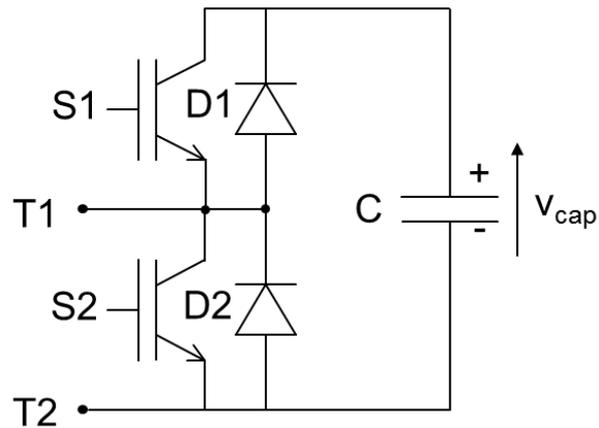


Figura 2.2 Submódulo em meia ponte.

Conforme mencionado no parágrafo anterior, durante a operação do submódulo no Modo 1, a chave S1 é mantida habilitada, ou seja, podendo conduzir ou não, enquanto a chave S2 está aberta. Dessa forma, quando a corrente entra por T1 e sai por T2, ela passa pelo diodo D1 e pelo capacitor no sentido de carregá-lo. Já quando a corrente entra por T2 e sai por T1, ela passa pelo capacitor no sentido de descarregá-lo e pela chave S1. Neste modo de operação, independente do sentido da corrente, a tensão nos terminais do submódulo v_{T1T2} será igual à tensão no capacitor v_{cap} . Analogamente, durante a operação no Modo 2, em que a chave S1 está aberta e a S2 habilitada, a corrente não passa pelo capacitor e a tensão nos terminais do submódulo v_{T1T2} será nula, independente do sentido em que a corrente flui no braço. Dessa forma, a variação de carga no capacitor é nula e sua tensão é mantida constante.

Na Figura 2.3 são mostrados os modos de operação para esse tipo de submódulo, e na Tabela 2.1 encontram-se resumidos os estados de operação. Os estados são designados como: '0', quando a chave está desabilitada; '1', quando a chave está habilitada e conduzindo; e 'X' indica que a chave está habilitada, mas não necessariamente em condução.

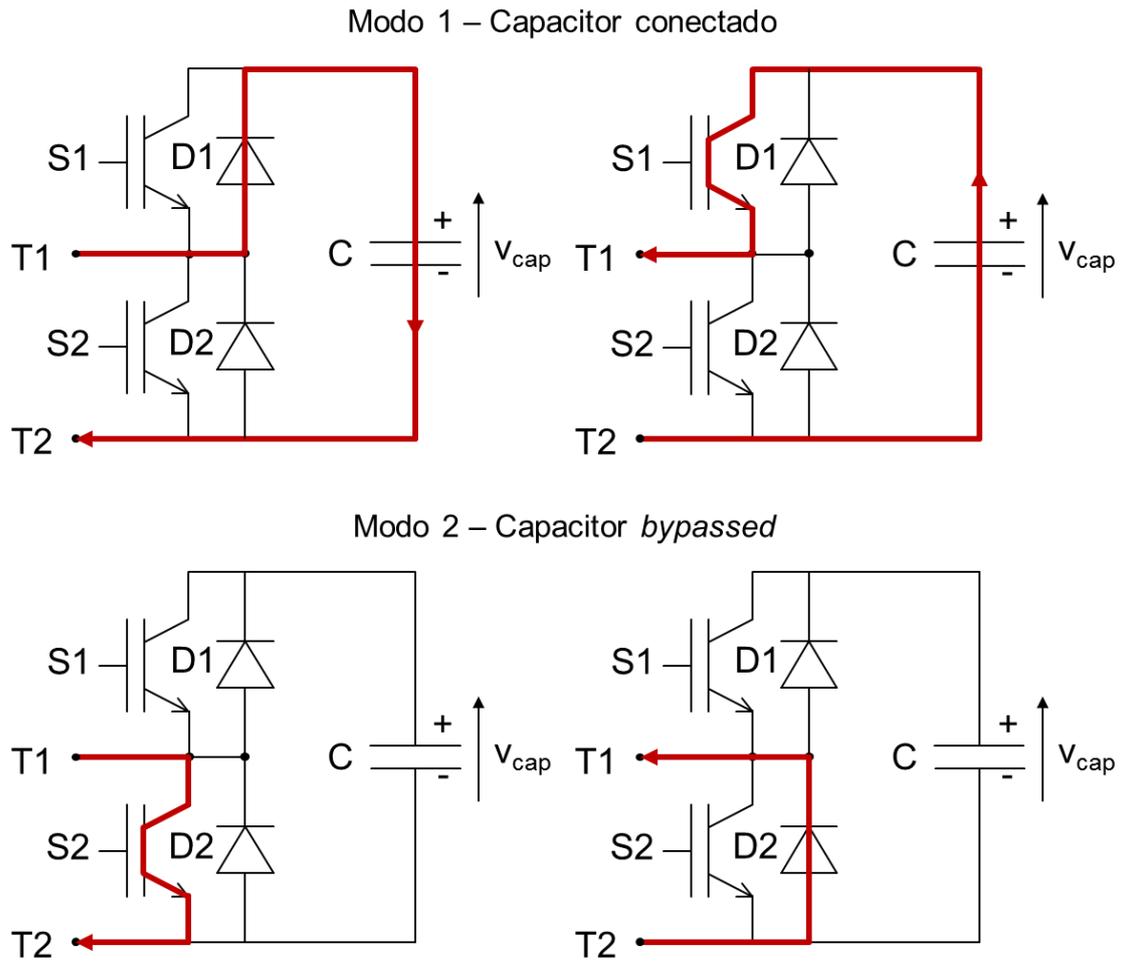


Figura 2.3 Modos de operação para o submódulo em meia ponte.

Tabela 2.1 Modos de operação para o submódulo em meia ponte.

	Estado das chaves		Elemento em condução	V_{T1T2}	Variação de tensão no capacitor
	S1	S2			
Modo 1	X	0	D1	V_{cap}	Carregando
	1	0	S1	V_{cap}	Descarregando
Modo 2	0	1	S2	0	Nula
	0	X	D2	0	Nula

2.1.2 Submódulo em Ponte Completa

O submódulo em ponte completa, também conhecido como submódulo em ponte H, possui dois ramos compostos, cada um, de duas chaves IGBT com diodos em antiparalelo, e esses dois ramos são conectados em paralelo com um capacitor, conforme mostrado na Figura 2.4. Esta configuração possui três modos de operação, que se diferenciam pela tensão aplicada aos terminais do submódulo (v_{T1T2}): no “Modo 1” v_{T1T2} é positiva ($+v_{cap}$), no “Modo 2” v_{T1T2} é nula e no “Modo 3” v_{T1T2} é negativa ($-v_{cap}$). Para aplicações em que a tensão de entrada do elo CC varie de forma indeterminada, como é o caso de aplicações com determinadas fontes de energia renováveis (vento e sol), esta topologia de submódulo é mais adequada (AKAGI, 2011). De qualquer forma, ela também pode operar como um submódulo em meia ponte, sem utilizar o nível de tensão negativa (mantendo a chave S3 aberta e a S4 habilitada, conforme mostrado na Tabela 2.2), e o controle para o CMM é o mesmo.

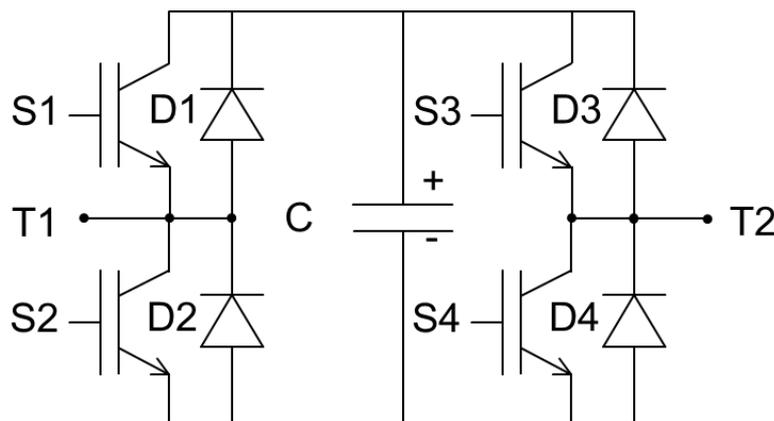


Figura 2.4 Submódulo em ponte completa.

Na Figura 2.5 é apresentado o “Modo 1”, no qual a tensão aplicada nos terminais do submódulo é positiva. Neste modo, as chaves S1 e S4 são habilitadas, enquanto as chaves S2 e S3 estão abertas. Dessa forma, quando a corrente entra por T1 e sai por T2, ela passa pelos diodos D1 e D4, e pelo capacitor no sentido de carregá-lo. Já quando a corrente entra por T2 e sai por T1, ela passa pelas chaves S1 e S4, e pelo capacitor no sentido de descarregá-lo. Independente do sentido da corrente, a tensão nos terminais do submódulo v_{T1T2} será igual à tensão no capacitor v_{cap} quando operando neste modo.

Modo 1 – Capacitor conectado ($+v_{cap}$)

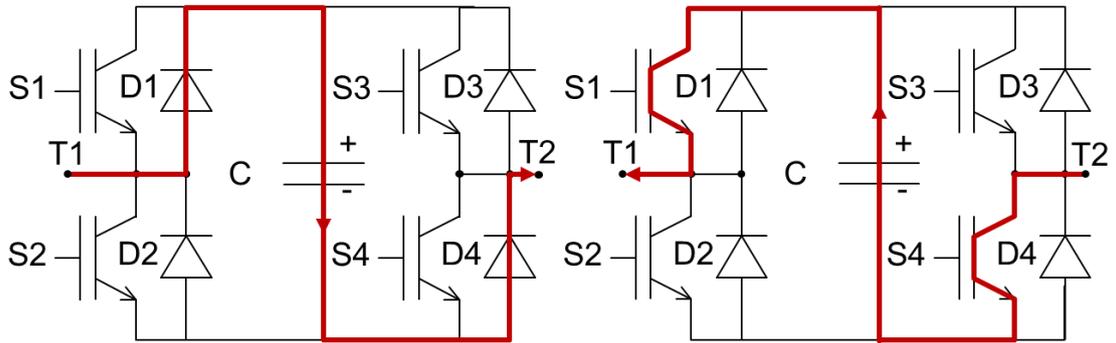
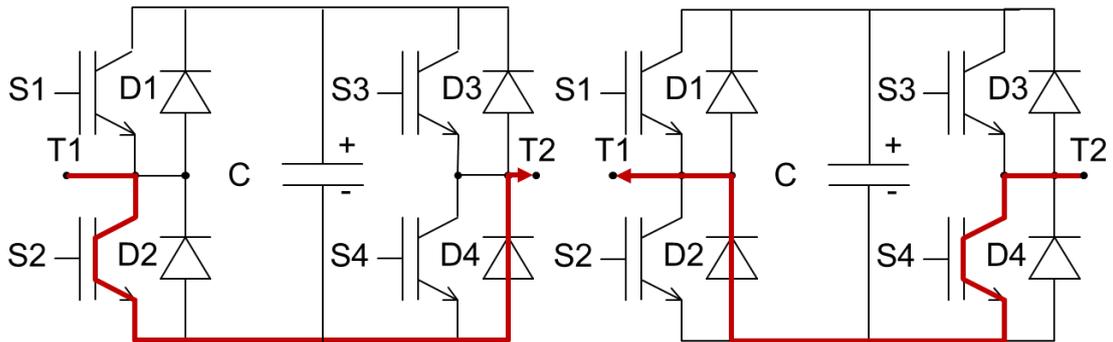


Figura 2.5 Modo 1 de operação para o submódulo em ponte completa.

Modo 2 – Capacitor *bypassed*

estado de operação 1



estado de operação 2

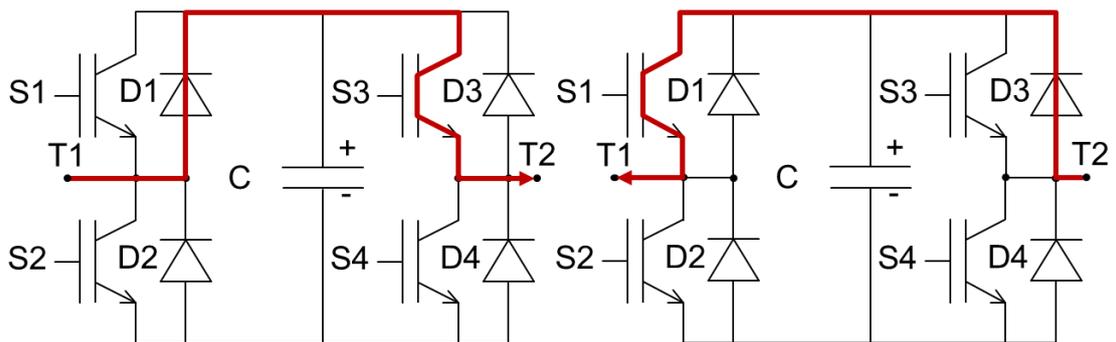


Figura 2.6 Modo 2 de operação para o submódulo em ponte completa.

Na Figura 2.6 é apresentado o “Modo 2” de operação, ou modo *bypass*, no qual a tensão aplicada nos terminais do submódulo é nula. Ele apresenta dois estados redundantes de operação. No primeiro, as chaves S2 e S4 são habilitadas, enquanto as chaves S1 e S3 estão abertas. Assim, quando a corrente entra por T1 e sai por T2, ela passa pela chave S2 e pelo diodo D4; e quando a corrente entra por T2 e sai por T1, ela passa pela chave S4 e pelo diodo D2. O segundo é análogo, porém com as chaves S1 e S3 habilitadas, e S2 e S4 abertas. Independente do sentido da corrente, a tensão nos terminais do submódulo v_{T1T2} será nula.

Por fim, na Figura 2.7 é apresentado o “Modo 3”, no qual a tensão aplicada nos terminais do submódulo é negativa. Neste modo, as chaves S2 e S3 são habilitadas, enquanto as chaves S1 e S4 estão abertas. Portanto, quando a corrente entra por T1 e sai por T2, ela passa pelas chaves S2 e S3, e pelo capacitor no sentido de descarregá-lo. Já quando a corrente entra por T2 e sai por T1, ela passa pelos diodos D2 e D3, e pelo capacitor no sentido de carregá-lo. Independente do sentido da corrente, a tensão nos terminais do submódulo v_{T1T2} será igual ao inverso da tensão no capacitor $-v_{cap}$.

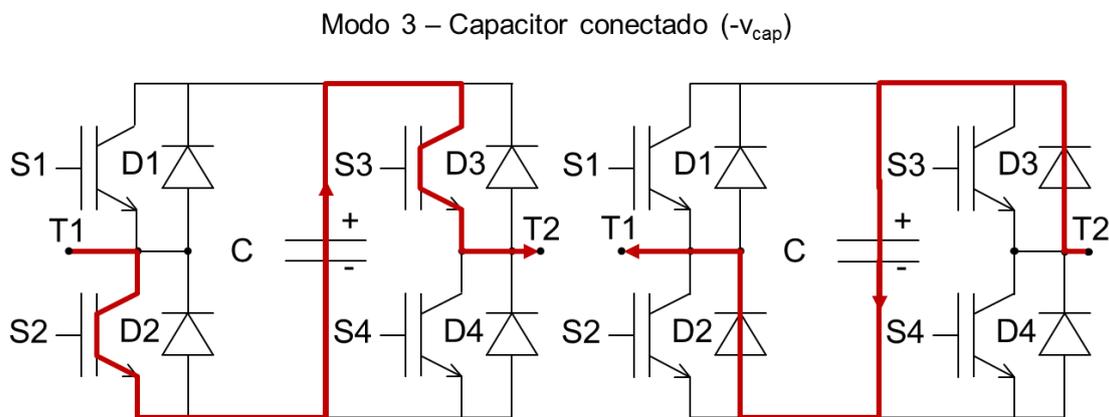


Figura 2.7 Modo 3 de operação para o submódulo em ponte completa.

Na Tabela 2.2 encontram-se resumidos os estados de operação para o submódulo em ponte completa. Vale ressaltar novamente que, o submódulo em ponte completa pode operar como meia ponte, mantendo a chave S3 aberta e a S4 habilitada.

Tabela 2.2 Modos de operação para o submódulo em ponte completa.

	Estado das chaves				Elementos em condução	V_{T1T2}	Variação de tensão no capacitor
	S1	S2	S3	S4			
Modo 1	X	0	0	X	D1, D4	$+V_{cap}$	Carregando
	1	0	0	1	S1, S4	$+V_{cap}$	Descarregando
Modo 2	0	1	0	X	S2, D4	0	Nula
	0	X	0	1	D2, S4	0	Nula
	X	0	1	0	D1, S3	0	Nula
	1	0	X	0	S1, D3	0	Nula
Modo 3	0	1	1	0	S2, S3	$-V_{cap}$	Descarregando
	0	X	X	0	D2, D3	$-V_{cap}$	Carregando

2.2 Modelagem Analítica do CMM

Considerando que as cargas são balanceadas em cada fase, primeiramente é feita a análise do circuito monofásico, mostrado na Figura 2.8.

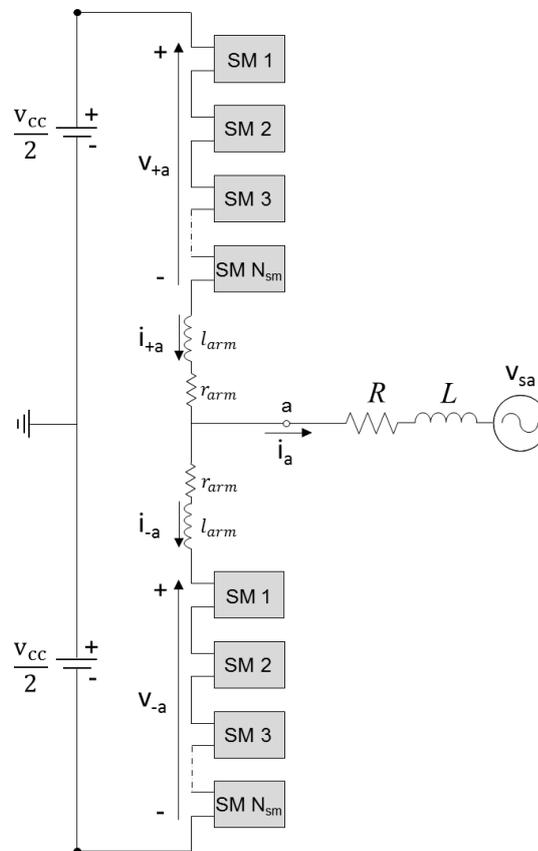


Figura 2.8 CMM monofásico.

Para obter as equações do CMM monofásico, aplica-se a Lei das Tensões de Kirchhoff (LTK) aos braços superior e inferior, e a Lei das Correntes de Kirchhoff (LCK) no ponto de conexão com o lado CA:

$$\frac{v_{cc}}{2} - v_{+a} - r_{arm}i_{+a} - l_{arm} \frac{di_{+a}}{dt} = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + v_{sa}, \quad (2.2)$$

$$\frac{v_{cc}}{2} - v_{-a} - r_{arm}i_{-a} - l_{arm} \frac{di_{-a}}{dt} = -Ri_a - L \frac{di_a}{dt} - v_{sa}, \quad (2.3)$$

$$i_a = i_{+a} - i_{-a}, \quad (2.4)$$

$$v_{out_a} = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + v_{sa}, \quad (2.5)$$

onde:

- v_{+a} e v_{-a} são as tensões nos braços superior e inferior;
- v_{sa} é a tensão da fonte no sistema CA;
- v_{out_a} é a tensão de saída do CMM;
- i_{+a} e i_{-a} são as correntes nos braços superior e inferior;
- i_a é a corrente que flui no lado CA;
- l_{arm} representa a indutância em cada braço do CMM;
- r_{arm} representa a resistência interna do próprio indutor de braço;
- R e L representam a impedância equivalente da rede a qual o CMM será conectado.

Assim, subtraindo (2.2) de (2.3) e substituindo (2.4) e (2.5), obtém-se a equação da tensão sintetizada na saída do conversor; enquanto substituindo apenas (2.4), obtém-se a equação da corrente que flui no lado CA, ambas dadas por:

$$v_{out_a} = -\frac{r_{arm}}{2}i_a - \frac{l_{arm}}{2} \frac{di_a}{dt} + \frac{v_{-a} - v_{+a}}{2}, \quad (2.6)$$

$$\left(\frac{l_{arm}}{2} + L\right) \frac{di_a}{dt} + \left(\frac{r_{arm}}{2} + R\right) i_a = \frac{v_{-a} - v_{+a}}{2} - v_{sa}. \quad (2.7)$$

Por fim, vale ressaltar que, diferentemente de um VSC de dois níveis, o indutor de braço presente no circuito interno do CMM, influencia diretamente no lado CA do sistema.

No caso do CMM trifásico, mostrado na Figura 2.9, pode-se considerar que sua operação é análoga à do monofásico e, portanto, as equações desenvolvidas acima podem ser aplicadas para cada uma das três pernas, mas defasadas de 120 graus. Entretanto, para o circuito trifásico, verifica-se a presença de componentes de corrente que circulam entre as três fases, mas sem aparecer nos lados CA e CC do conversor. Essas componentes são chamadas de correntes circulantes, e encontram-se destacadas em cor azul na Figura 2.9. Elas são abordadas na subseção a seguir.

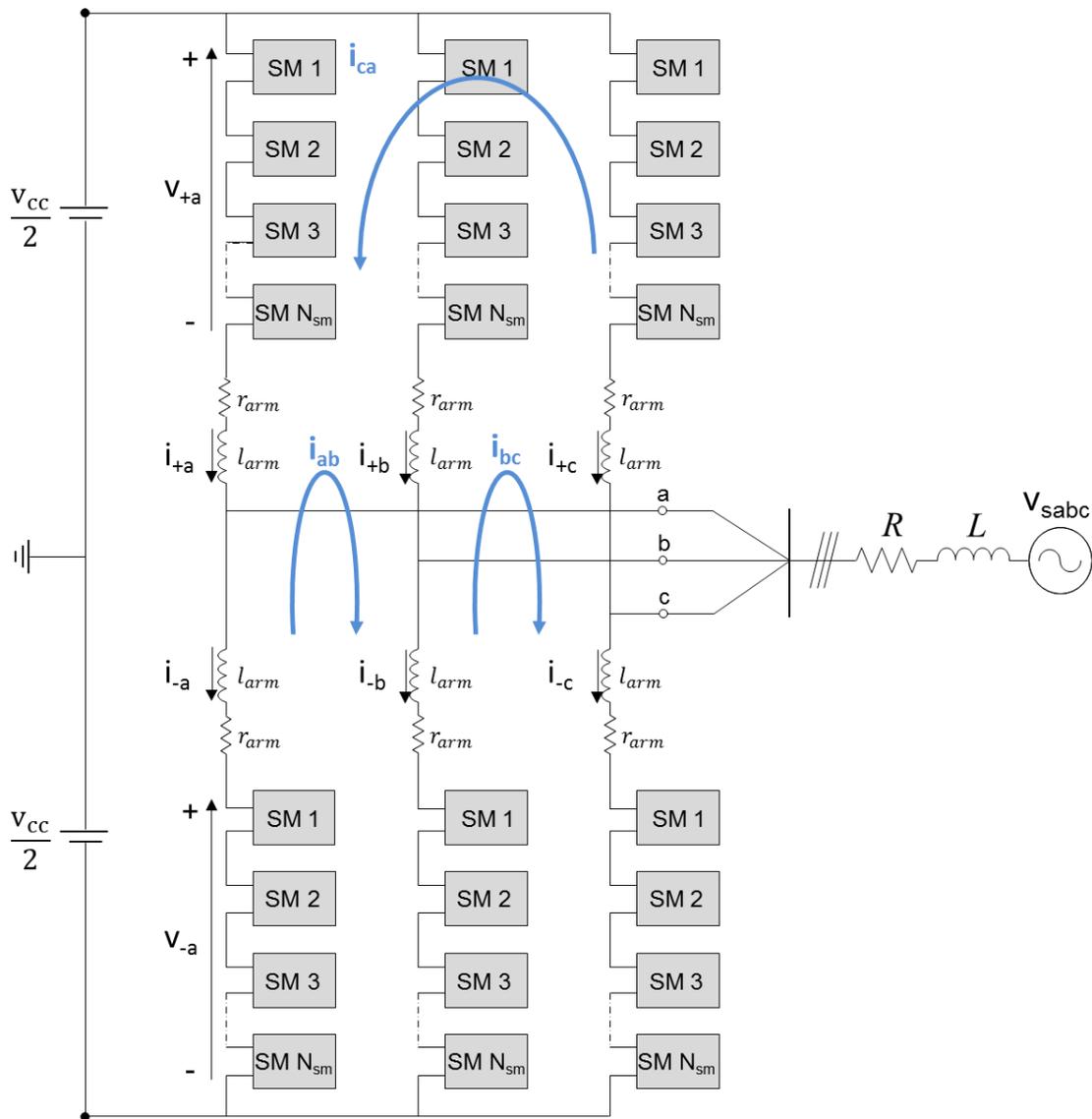


Figura 2.9 CMM trifásico.

2.2.1 Correntes no CMM

A presença de correntes circulantes no CMM é uma importante consideração a ser feita durante o dimensionamento dos componentes desse circuito. Apesar dessas componentes não fluírem para os lados CA e CC, elas permanecem no circuito interno do CMM, aumentando as perdas do conversor, bem como o *ripple* das tensões nos capacitores. Dessa forma, além de resultarem em um superdimensionamento dos componentes do CMM (ANTONOPOULOS, ÄNGQUIST, *et al.*, 2009), essas componentes podem gerar desbalanços e distúrbios durante transitórios (SAEEDIFARD e IRAVANI, 2010). Para entender a origem delas, é necessário compreender a relação das correntes nesse conversor.

Analisando novamente a Figura 2.9 e aplicando a LCK nos nós que ligam o elo CC ao CMM, tem-se:

$$i_{cc} = i_{+a} + i_{+b} + i_{+c} = i_{-a} + i_{-b} + i_{-c}, \quad (2.8)$$

onde:

- i_{+a} , i_{+b} , i_{+c} são as correntes nos braços superiores do CMM trifásico;
- i_{-a} , i_{-b} , i_{-c} são as correntes nos braços inferiores do CMM trifásico;
- i_{cc} é a corrente medida no elo CC.

Considerando o sistema balanceado, com as tensões das pernas constantes e iguais a v_{cc} , e que a soma das correntes do lado CA deve ser nula a cada instante, então a corrente i_{cc} se divide igualmente pelos três braços, superiores ou inferiores. Assim, a parcela de i_{cc} em cada braço deve ser igual a um terço desta corrente:

$$i_{+k_{cc}} = i_{-k_{cc}} = \frac{i_{cc}}{3}, \quad (k = a, b, c). \quad (2.9)$$

Além disso, a partir de (2.4), oriunda da LCK aplicada ao nó que liga o CMM ao lado CA do sistema, considerando um sistema balanceado, e sabendo que a corrente no elo CC deve ser constante. Então, as correntes CA devem se distribuir igualmente pelos braços superior e inferior de suas respectivas fases. Assim, a parcela da corrente de linha em cada braço deve ser igual à metade do seu valor, para cada fase:

$$i_{+k_{ca}} = -i_{-k_{ca}} = \frac{i_k}{2} \quad (k = a, b, c). \quad (2.10)$$

A potência instantânea em cada perna do CMM apresenta uma componente oscilante em duas vezes a frequência fundamental do sistema CA (2ω), gerando uma

componente oscilante também em 2ω na tensão de cada submódulo (PAUCAR, 2014). Então, a tensão em cada braço do CMM pode ter essa mesma componente oscilatória e, conseqüentemente, a corrente em cada braço também. Essa componente de corrente com frequência em 2ω , é denominada corrente circulante i_{kz} .

Assim, considerando o princípio da superposição, as correntes em cada braço são reescritas como:

$$i_{+k} = \frac{i_{cc}}{3} + \frac{i_k}{2} + i_{kz} \quad (k = a, b, c), \quad (2.11)$$

$$i_{-k} = \frac{i_{cc}}{3} - \frac{i_k}{2} + i_{kz} \quad (k = a, b, c). \quad (2.12)$$

As componentes de corrente circulante podem ser minimizadas através de técnicas de controle específicas que levem em consideração a sua presença no CMM, e também através do dimensionamento do indutor de braço e do capacitor do submódulo. Valores elevados de capacitância do submódulo reduzem essa componente, porém resultam em um aumento indesejado no volume do equipamento. Já no caso do indutor de braço, para um dado valor de capacitância do submódulo, quanto maior a indutância, menor é a componente de 2ω circulando pelo CMM, porém maior é o tempo de resposta do sistema para mudanças no valor da corrente. Essas considerações devem ser analisadas durante o dimensionamento.

2.2.2 Tensão nos capacitores

Além das componentes de corrente, é necessário compreender o comportamento da tensão nos capacitores do CMM, pois para gerar a tensão de saída CA com forma de onda desejada próxima à senoidal pura, é necessário que a tensão do capacitor de cada submódulo varie dentro de uma faixa pequena de tensão. Neste trabalho essa faixa é especificada para 5% da tensão nominal do capacitor, conforme será mostrado na Seção 2.4. Para tal, é necessário implementar técnicas de controle que efetuem o balanceamento das tensões dos capacitores, de forma a garantir que eles tenham baixa oscilação de tensão e comportamento dinâmico equilibrado. Esse tópico é abordado detalhadamente no Capítulo 3.

Esse *ripple* de tensão está relacionado à energia que entra e sai do capacitor e à sua capacitância, ou seja, a capacidade de armazenamento de energia e, também, com o tempo de carga e descarga do mesmo. Essa variação pode ser definida pela expressão do carregamento, ou descarregamento, do capacitor:

$$\Delta v_{\text{cap}} = \frac{1}{C} \int_{t_i}^{t_f} i_{+a} s(t) dt, \quad (2.13)$$

onde:

- C é a capacitância de um submódulo;
- s(t) é a função de chaveamento do submódulo para um determinado período.

A equação (2.13) foi descrita para um submódulo superior da fase a, mas é análoga para submódulos inferiores, dependendo apenas da corrente usada. Além disso, a função de chaveamento pode mudar a cada período de amostragem, e de um capacitor para o outro, pois depende de quais capacitores são conectados ou não pelo controle das correntes CA e circulantes, e seu controle de balanceamento da tensão. Assim, uma das técnicas para dimensionar o capacitor a partir do limite de *ripple* aceitável para a aplicação, considera o pior caso, no qual $s(t) = 1$ durante todo tempo de carga, onde i_{+a} é positiva.

2.3 Dimensionamento do CMM

Nesta seção são apresentados os métodos de cálculo utilizados para dimensionamento do indutor de braço e capacitor do submódulo.

2.3.1 Indutor buffer

O indutor *buffer* tem o objetivo principal de limitar a corrente no braço do CMM na ocorrência de uma falta, mantendo sua variação, di/dt , dentro dos limites permitidos pela chave, neste trabalho o IGBT. Além disso, este componente pode ser dimensionado de forma a auxiliar na redução da componente de corrente circulante. Entretanto, deve ser levado em consideração que, dependendo do seu valor, ele pode limitar o fluxo de potência nominal no sistema.

Na especificação para fabricação ou compra deste componente, é necessário considerar a parcela CC de corrente que flui nos braços do CMM e, portanto, nesses indutores. Neste trabalho, foi considerada a potência nominal suprida pelo lado CC do conversor igual a 5 kVA. Então, para a tensão CC de 500 V, a corrente I_{cc} é igual a 10 A, e a parcela desta corrente em cada perna no CMM é igual a um terço, ou seja, aproximadamente 3,5 A.

Em (TU, XU, *et al.*, 2010) são abordados dois critérios para dimensionar esse indutor. Na primeira, é encontrada a relação matemática entre o indutor *buffer* e a amplitude da corrente circulante, dada por:

$$I_{\text{arm}} = \frac{1}{8\omega^2 CV_{\text{cap}}} \left(\frac{P}{3I_{\pm kz}} + V_{\text{cc}} \right), \quad (k = a, b, c) \quad (2.14)$$

onde:

- $I_{\pm kz}$ é a amplitude da corrente circulante;
- ω é a frequência angular fundamental do sistema, neste trabalho aproximadamente 377 rad/s;
- P é a potência ativa trifásica total na entrada do CMM.

Contudo, conforme já mencionado, esse indutor também deve ser capaz de limitar a variação de corrente no CMM na ocorrência de uma falta. Assim, considerando o pior caso, onde a falta ocorre no lado CC do conversor, então o segundo critério para o dimensionamento do indutor é dado por:

$$I_{\text{arm}} \geq \frac{V_{\text{cc}}}{2 \left. \frac{di}{dt} \right|_{\text{máx}}}, \quad (2.15)$$

onde:

- $di/dt|_{\text{máx}}$ é a variação máxima permitida pela chave, dada normalmente em A/ μ s.

Inicialmente, utilizou-se o primeiro critério considerando um limite para a magnitude da corrente circulante de 5% do valor de pico da componente fundamental da corrente de braço do CMM. Esta amplitude de pico da corrente de braço é definida como metade da amplitude de pico de referência da componente fundamental da corrente CA, vide (2.11) e (2.12). Assim, considerando essa especificação e o valor calculado para o capacitor, a ser mostrado na seção seguinte, (2.14) resulta em $I_{\text{arm}} = 5$ mH, que representa 10% indutância base do conversor, $L_{\text{base}} = 50$ mH, calculada através de:

$$L_{\text{base}} = \frac{V_{\text{linha}}^2(\text{rms})}{S\omega} = \frac{1}{S\omega} \left(\frac{V_{\text{cc}} \sqrt{3}}{2 \sqrt{2}} \right)^2, \quad (2.16)$$

onde S é a potência aparente trifásica total. Vale ressaltar que a magnitude da corrente circulante pode ser ainda mais reduzida por meio de estratégias de controle apropriadas (MOON, KIM, *et al.*, 2013) e (LIMA, 2016).

O segundo critério considera a máxima variação suportada pela chave IGBT usada, que é de aproximadamente 40 A/ μ s, e define o valor limite mínimo para o indutor de braço. Assim, utilizando (2.15) verifica-se que $l_{arm} \geq 6,25 \mu\text{H}$, e o valor de $l_{arm} = 5 \text{ mH}$ previamente definido satisfaz essa restrição.

Ainda, foi verificado na literatura que esse valor está dentro da faixa usada para CMMs de ordem de grandeza similar ao utilizado neste trabalho, como, por exemplo, o sistema experimental testado em (ANTONOPOULOS, ILVES, *et al.*, 2010) e o sistema simulado em (THE, BÖCKER, *et al.*, 2012).

2.3.2 Capacitor dos submódulos

Para dimensionar o capacitor do submódulo, foi considerada (2.13). Ainda, conforme mencionado na subseção 2.2.2, sabe-se que as funções de chaveamento podem variar entre dois períodos consecutivos, em virtude da rotina de balanceamento dos capacitores e controle das correntes CA e circulantes. Portanto, para dimensionar esse componente foi utilizado o critério de variação de carga no capacitor, considerando a função de chaveamento $s(t)$ correspondente a 50% do ciclo de trabalho. O ciclo de trabalho, por sua vez, é definido como o intervalo onde a corrente do respectivo braço, $i_{\pm k}$, é positiva e em valor máximo, representando o carregamento máximo do capacitor, ou seja, a máxima variação de tensão positiva sofrida por ele. Assim, (2.13) é reescrita como:

$$\Delta v_{cap} = 0.5 \times \frac{1}{C} \left[\underbrace{\sqrt{2} \left(\frac{S}{3 V_{fn(rms)}} \right) \frac{1}{\pi}}_{i_{\pm k}(CA)} + \underbrace{\frac{1}{3} \frac{P}{V_{CC}}}_{i_{\pm k}(CC)} \right] \frac{T_{60}}{2}, \quad (2.17)$$

onde:

- S é a potência aparente nominal do CMM;
- P é a potência ativa nominal do CMM;
- $V_{fn(rms)}$ é a tensão fase-neutro rms;
- T_{60} é o período da frequência fundamental, que neste trabalho é 60 Hz.

Neste trabalho, foi considerado aceitável um *ripple* de 5%, ou seja, $\Delta v_{cap} \leq 0.05 V_{cap}$, e o valor de capacitância calculado por (2.17) foi $C \geq 6000 \mu\text{F}$. Ainda, quanto maior a capacitância, maior a capacidade de armazenamento de energia, aumentando o volume do equipamento. Portanto, adotou-se o valor de capacitância de cada submódulo

como sendo $C = 6000 \mu\text{F}$. Esse valor foi testado em simulação, e os resultados obtidos indicaram um *ripple* de 3%, corroborando a sua escolha.

Outro método para dimensionar um capacitor, é através da especificação de capacidade de armazenamento de energia deste componente. Assim, sabendo que a energia armazenada no capacitor é dada por:

$$E_{\text{cap}} = \frac{1}{2} CV_{\text{cap}}^2, \quad (2.18)$$

então, a energia total armazenada no CMM pode ser definida por (ZYGMANOWSKI, GRZESIK, *et al.*, 2013):

$$E_{\text{TOTAL}} = 6N_{\text{sm}} \left(\frac{1}{2} CV_{\text{cap}}^2 \right) = 6N_{\text{sm}} \left(\frac{1}{2} C \left(\frac{V_{\text{cc}}}{N_{\text{sm}}} \right)^2 \right) = 3 \frac{C}{N_{\text{sm}}} V_{\text{cc}}^2. \quad (2.19)$$

Portanto, o valor da capacitância, para cada submódulo, pode ser escrito em função da energia total do CMM por:

$$C = N_{\text{sm}} E_{\text{TOTAL}} \frac{1}{3V_{\text{cc}}^2}. \quad (2.20)$$

Uma das formas de determinar a energia total armazenada pelo CMM é através do conceito de constante de inércia, H , usado em máquinas síncronas. Esta constante de inércia H é definida como o intervalo de tempo hipotético necessário para descarregar toda a energia armazenada nos capacitores, caso a potência durante a descarga fosse mantida constante em seu valor nominal (CAVALIERE, 2001). A definição de constante de inércia é dada por:

$$H = \frac{E_{\text{TOTAL}}}{S}. \quad (2.21)$$

Considerando o valor de capacitância previamente calculado, $C = 6000 \mu\text{F}$, a constante de inércia é de, aproximadamente, 225 ms. Esse valor é maior que o comumente encontrado na literatura (ZYGMANOWSKI, GRZESIK, *et al.*, 2013), pois N_{sm} e S influenciam inversamente no valor dessa constante, e são menores neste trabalho. Esse conceito de inércia também pode ser usado para mensurar o *footprint* do conversor, uma vez que está diretamente relacionada com sua capacidade de armazenar energia. Essa segunda metodologia não é muito frequente na literatura de CMM, mas é bem definida para projetos com máquinas síncronas e, portanto, pode ser usado de forma análoga para o CMM.

2.4 Conclusões Parciais

Neste capítulo foram discutidos os princípios de operação do CMM. Primeiramente, foram apresentadas e discutidas as duas topologias de submódulos mais difundidas na literatura, meia ponte e ponte completa. Em seguida, foi apresentada a modelagem do CMM, primeiramente para o circuito monofásico, e posteriormente estendido ao trifásico. Além disso, foi feita uma análise acerca das correntes circulantes presentes nesta topologia de conversor e justificada a importância de minimizá-las. Além disso, foram feitos alguns esclarecimentos com relação ao *ripple* presente na tensão dos capacitores dos submódulos. Por fim, foram mostradas as técnicas mais difundidas na literatura para dimensionamento do indutor *buffer* e do capacitor dos submódulos; e foi detalhada a metodologia usada neste trabalho. De posse das equações que modelam o sistema, o próximo passo se refere ao projeto do controle do CMM. O próximo capítulo aborda algumas das estratégias de controle bem consolidadas na literatura, e ressalta as estratégias adotadas neste trabalho, justificando suas escolhas.

Capítulo 3

Controle

Neste capítulo é feito um breve resumo dos métodos de controle e de modulação existentes na literatura, e que se aplicam ao CMM. Em seguida é desenvolvida a metodologia de controle abordada neste trabalho, que tem como objetivo, além do controle da corrente que flui no lado CA do conversor, a minimização da corrente circulante e o balanceamento das tensões dos capacitores.

3.1 Revisão Bibliográfica

Como o CMM é uma topologia de conversor de tensão, muitas das técnicas de controle e modulação usadas em VSCs tradicionais de dois níveis, podem também ser aplicadas ao CMM. No entanto, como a estrutura do CMM inclui N_{sm} submódulos por braço com diferente distribuição de tensão entre eles, além de um indutor l_{arm} , é necessário fazer algumas adaptações nessas técnicas. O controle do CMM tem a vantagem de conseguir rastrear de forma mais precisa a referência, uma vez que esse conversor é capaz de sintetizar maior quantidade de níveis na tensão de saída CA. Entretanto, como ele possui $6 \times N_{sm}$ capacitores na configuração trifásica, a energia deve ser distribuída da maneira mais equilibrada possível entre esses elementos. Além disso, há também a presença de componentes de corrente circulante, inerentes a essa topologia de conversor, e que devem também ser minimizadas através do controle.

Uma das metodologias de controle encontradas na literatura do CMM, e que é usada frequentemente em VSCs de dois níveis, é o controle vetorial desacoplado, no qual os eixos d e q estão em quadratura e, portanto, são independentes e responsáveis por controlar potência real e imaginária, respectivamente (GUAN, XU, *et al.*, 2011), (PAUCAR, 2014) e (LEBRE, 2014). Esse algoritmo de controle fornece a referência de tensão a ser sintetizada na saída CA do conversor, que para o CMM vai ser a referência usada para determinar a quantidade de submódulos que devem ser conectados em cada braço, superior $N_{p_{on}}$ ou inferior $N_{n_{on}}$. Existem várias formas de se determinar esse

número de submódulos a serem conectados, dentre elas estão diferentes versões de modulação por largura de pulso (PWM), inclusive o SHE-PWM (*Selective Harmonic Elimination*). Ambos são abordados de forma sucinta a seguir.

Entretanto, a metodologia utilizando modulação PWM requer a sintonização de diversos controladores PI, que se não forem bem projetados, podem levar à instabilidade da malha de controle. Para evitar esse problema, alguns trabalhos vêm utilizando o controle preditivo por modelos (MPC – *Model Predictive Control*) para o CMM como, por exemplo, (QIN e SAEEDIFARD, 2012a e 2012b), (MOON, GWON, *et al.*, 2015) e (GONG, DAI, *et al.*, 2016). Ele não necessita do uso de controladores PI, além de não usar nenhum tipo de modulação. Algumas das vantagens de se empregar o controle preditivo são: poder usar o modelo analítico do sistema e, com isso, considerar possíveis não-linearidades, trabalhar com um conjunto finito de estados a serem testados, e simples implementação digital.

3.1.1 Métodos de Modulação PWM seno-triângulo e tabelado

Na literatura do CMM já existem diversas técnicas de modulação PWM, tanto usando apenas uma referência, quanto usando múltiplas referências (DEBNATH, QIN, *et al.*, 2015). Nas técnicas de modulação usando uma única referência são necessárias múltiplas portadoras. E essa quantidade de portadoras é definida por N_{sm} , uma vez que o número de submódulos a serem ligados em uma perna deveria ser sempre constante. Entretanto, já existem trabalhos que mostram a eficácia no controle da corrente circulante quando são usadas duas referências independentes para cada braço de uma mesma perna, resultando que os números de submódulos a serem conectados nos braços superior e inferior não sejam mais necessariamente complementares e constantes para uma mesma perna (LEBRE, DIAS, *et al.*, 2015).

Dentre as técnicas de modulação PWM pode ser destacada o PD-PWM (*Phase Disposition Pulse Width Modulation*), no qual as portadoras triangulares possuem a mesma fase, porém níveis CC diferentes e, portanto, cada portadora é alocada em uma faixa de valores específica da referência. Além disso, a amplitude das portadoras é igual e definida pela mesma porcentagem do sinal de referência. A Figura 3.1 ilustra como funciona essa técnica de modulação aplicada a um CMM com $N_{sm} = 4$.

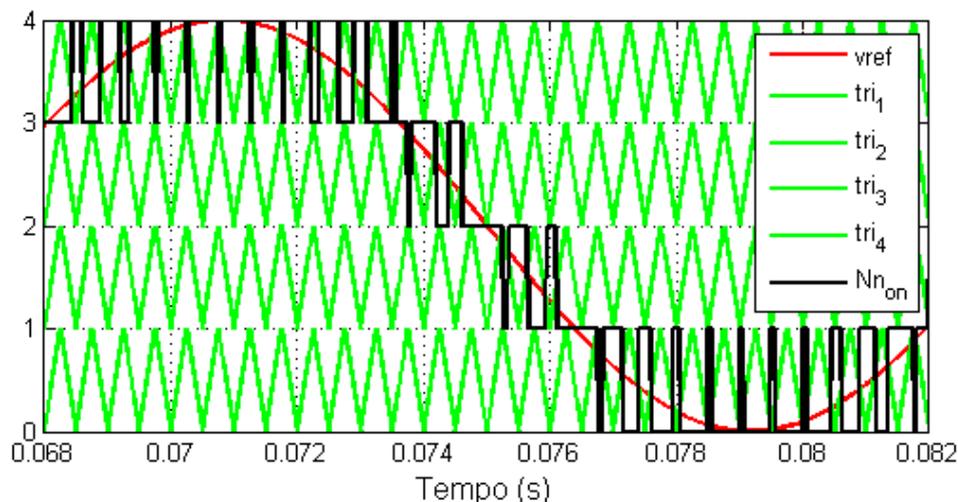


Figura 3.1 PD-PWM.

O PD-PWM possui duas variações: o POD-PWM (*Phase Opposition Disposition*), no qual as portadoras inferiores estão em contrafase com relação às superiores; e o APOD-PWM (*Alternate Phase Opposition Disposition*), onde as portadoras dos submódulos estão em contrafase entre si, ou seja, as fases das portadoras se alternam de um submódulo para o outro, em sequência. Em (CARRARA, GARDELLA, *et al.*, 1992) é possível encontrar um estudo detalhado sobre esses três métodos.

Outras técnicas encontradas na literatura foram: PS-PWM (*Phase Shifted*), onde há uma portadora para cada submódulo de mesma amplitude e equidefasadas entre si (HAGIWARA e AKAGI, 2008), sendo necessário que cada submódulo tenha seu próprio sinal de referência; e a técnica de modulação vetorial ou SV-PWM (*Space-vector*) proposto em (GUPTA e KHAMBADKONE, 2007)

Apesar de bastante difundida na literatura, a modulação PWM usando a comparação seno-triângulo para aplicações com CMM pode apresentar alguns desafios quando é necessário implementar digitalmente em um microcontrolador. No caso dos DSPs (*Digital Signal Processors*), por exemplo, os canais de I/O destinados ao PWM, não podem ser usados diretamente, uma vez que o PWM em aplicações com CMM tem como objetivo gerar a referência de número de submódulos a serem ligados, e não os pulsos de chaveamento. Além disso, a quantidade de moduladores PWM usualmente encontrada em DSPs é limitada a poucas unidades, o que dificulta o seu uso para elevada quantidade de submódulos. Uma possibilidade para contornar essas limitações é utilizar interrupções geradas pelo PWM para executar rotinas de seleção de submódulos

e enviar os respectivos pulsos de comando por saídas digitais do tipo GPIO (*General Purpose Input/Output*). Dessa forma, é possível utilizar um único DSP para uma quantidade maior de submódulos. Essa ideia pode ser estendida para sistemas de maior porte, acrescentando um controlador central com função supervisória, para sincronizar a operação dos diferentes grupos de submódulos acionados por DSPs individuais. As FPGAs (*Field Programmable Gate Array*) também costumam ser bastante usadas, principalmente pela sua capacidade de executar instruções em paralelo, reduzindo o tempo de execução do algoritmo de controle como um todo.

Existe, ainda, o método de eliminação seletiva de harmônicos (SHE), que tem como base a análise e decomposição de Fourier da tensão de saída. A partir dela é possível calcular os ângulos de condução de forma a eliminar, ou minimizar, os harmônicos de baixa ordem na tensão de saída. Esses ângulos são pré-calculados e armazenados em uma tabela de consulta (*look-up table*), para vários índices de modulação (KONSTANTINOU, CIOBOTARU, *et al.*, 2013) e (TOLBERT, PENG, *et al.*, 1999). Entretanto, implementar esse método digitalmente exige um espaço na memória crescente com o número de submódulos do CMM, que deve ser levado em consideração nas premissas de um projeto experimental.

3.1.2 Controle preditivo com base em modelos (MPC)

De acordo com (RODRIGUEZ e CORTES, 2012), a característica principal do controle preditivo é que ele se beneficia da natureza discreta dos conversores de potência, e utiliza o modelo analítico do sistema para calcular previsões do comportamento futuro das variáveis controladas do mesmo e, assim, com base em um critério de otimização pré-definido, escolher a melhor ação de controle a ser tomada. Essa técnica de controle possui diferentes métodos, que são classificados como: controle *deadbeat*, controle por histerese, controle com base em trajetória e o MPC, que pode ser subdividido em MPC de conjunto de teste finito ou contínuo. Vale ressaltar que, dentre esses métodos, o *deadbeat* e o MPC com conjunto de teste contínuo necessitam de técnicas de modulação. Neste trabalho, a sigla MPC se refere ao MPC de conjunto de teste finito, também chamado na literatura de FS-MPC (*Finite Set MPC*) ou FCS-MPC (*Finite Control Set MPC*).

Algumas das vantagens de se trabalhar com o controle preditivo é que por ele usar o modelo analítico do sistema, é possível incluir as não-linearidades do mesmo, diferentemente dos métodos que usam modulação PWM associada a controladores

lineares. Uma vez que esses controladores são lineares, se o sistema for não-linear, é necessário linearizar o modelo em torno de um ponto de operação. Além disso, esses métodos com controladores lineares apresentam estrutura em cascata, obtendo resposta transitória mais lenta. Dessa forma, o controle preditivo além de ter uma resposta dinâmica mais rápida, apresenta melhor operação do sistema para qualquer condição, uma vez que não necessita linearizá-lo em torno de um único ponto.

Entretanto, uma das desvantagens do controle preditivo é que ele pode requerer grande quantidade de operações matemáticas, tornando o algoritmo computacionalmente denso se comparado aos métodos clássicos de controle. Porém, com os microcontroladores atuais, é possível implementar essa técnica de controle com menos restrições de tempo de processamento.

Neste trabalho escolheu-se usar o MPC, devido à facilidade de implementação digital do controle, e ao fato de não ser necessário usar técnicas de modulação. Além disso, o MPC, dentre os diferentes métodos de controle preditivo, possui um critério de otimização mais flexível, expresso através de funções de custo a serem minimizadas. Ele considera um conjunto finito de possibilidades de teste, oriundo do conjunto finito de estados das chaves do conversor, e escolhe dentre as possíveis configurações de chaves, a que minimiza essas funções de custo pré-definidas. Dessa forma, a saída do controlador são os próprios estados das chaves, ou pulsos de chaveamento. A essas funções de custo podem facilmente ser adicionadas limitações e restrições, além de poder controlar diferentes variáveis e de forma desacoplada.

O MPC já é bem consolidado em diversas aplicações com conversores de potência de dois níveis e multinível, e nos últimos anos vem sendo cada vez mais estudada a sua aplicação em conversores do tipo CMM (VAZQUEZ, RODRIGUEZ, *et al.*, 2016). Em (QIN e SAEEDIFARD, 2012a e 2012b), por exemplo, foi proposta uma estratégia de controle MPC para CMM considerando uma única função de custo para controlar todas as variáveis desejadas, que é a forma convencional de se usar o controle preditivo. Esta função é composta de três termos, uma para controle da corrente CA, outro responsável pelo balanceamento das tensões dos capacitores dos submódulos, e o último para controle das componentes de corrente circulante; cada um com seu respectivo fator de peso, o qual designa a importância daquele termo para o controle do sistema (CORTÉS, KOURO, *et al.*, 2009). Entretanto, cada termo da função de custo foi computado com base nos estados das chaves do conversor e, portanto, foi necessário testar todas as

possíveis combinações de estados das chaves, que para um CMM de N_{sm} submódulos por braço é igual a:

$$C_{2N_{sm}}^{N_{sm}} = \frac{2N_{sm}!}{N_{sm}!(2N_{sm} - N_{sm})!} = \frac{2N_{sm}!}{N_{sm}!N_{sm}!}, \quad (3.1)$$

que são as combinações de todos os submódulos de uma perna ($2N_{sm}$) tomados em conjuntos compostos da quantidade de submódulos por braço (N_{sm}), considerando que necessariamente deve-se ter um número constante de submódulos ligados. No caso deste trabalho, por exemplo, para $N_{sm} = 4$ teriam 70 possibilidades de configuração das chaves para serem testadas. Entretanto, conforme mencionado na Subseção 3.1.1, o número de submódulos ligados não será necessariamente constante e igual ao número de submódulos em um braço (LEBRE, DIA, *et al.*, 2015) e, portanto, o conjunto de possibilidades de teste pode ser maior que o calculado por (3.1). De qualquer forma, é possível perceber que, com o aumento do número de submódulos do CMM, o conjunto de teste para o MPC aumenta consideravelmente.

Tendo em vista esse problema com o tamanho do conjunto de testes, que se reflete diretamente no custo computacional do algoritmo e na viabilidade de implementá-lo em uma plataforma digital, seja ela um DSP ou uma FPGA, em (MOON, GWON, *et al.*, 2015) foi proposta uma nova abordagem para o MPC, com número reduzido de estados a serem considerados.

Nesta nova abordagem foram feitos três *loops* de controle MPC, cada um com uma determinada função de custo para seu respectivo objetivo: controle da corrente CA, controle das componentes de corrente circulante e balanceamento das tensões dos capacitores. E, em vez de considerar todas as possibilidades de configuração das chaves, foram considerados no conjunto de teste os possíveis níveis de tensão na saída. Essa abordagem é análoga a considerar os estados das chaves em um conversor de dois níveis, pois nele a configuração das chaves já indica a própria tensão sintetizada na saída (RODRIGUEZ, PONTT, *et al.*, 2007):

$$v = V_{cc} \mathbf{S}_{estados}, \quad (3.2)$$

onde:

- v é a tensão de saída do VSC de dois níveis;
- V_{cc} é a tensão no elo CC deste conversor;
- $\mathbf{S}_{estados}$ é o vetor de estados das chaves.

Entretanto, no CMM existe mais de uma configuração de chaves para um mesmo nível de tensão na saída, o que só acontece com o VSC de dois níveis quando se deseja tensão de saída nula (duas possibilidades, sendo elas as três chaves superiores ON ou OFF). Se desejar-se ligar somente um submódulo em um determinado braço, por exemplo, existem N_{sm} possíveis configurações das chaves, pois cada um dos N_{sm} submódulos de um mesmo braço poderiam ser selecionados. No entanto, se for usado o nível de tensão de saída como variável a ser testada, para cada quantidade de submódulos a serem ligados, existe somente um nível de tensão de saída associado. Com isso, o conjunto de possibilidades a serem testadas é significativamente reduzido. Assim, considerando a primeira estratégia empregada no trabalho de (MOON, GWON, *et al.*, 2015) e $N_{sm} = 4$, o número total de testes somando as possibilidades para os três *loops*, resulta em um total de 24 possibilidades, quase um terço do conjunto necessário para o MPC convencional mostrado primeiramente.

Neste trabalho é utilizada a mesma abordagem proposta por (MOON, GWON, *et al.*, 2015), pois ela é mais rápida que a convencional e, portanto, mais interessante para implementação digital deste controle. Porém, é aplicada uma estratégia diferente para o algoritmo de balanceamento das tensões dos capacitores, conforme mostrado na seção a seguir.

3.2 Controle do CMM conectado à rede utilizando MPC com número de estados reduzido

São encontradas na literatura diferentes estratégias para gerar as referências de corrente CA a partir das potências real e imaginária desejadas como, por exemplo, usando o sistema de referência dq desacoplado (GUAN, XU, *et al.*, 2011) ou usando a teoria pq (AKAGI, WATANABE, *et al.*, 2007). Neste trabalho foi adotada a Teoria pq, ou teoria das potências instantâneas, considerando o sistema de referência $\alpha\beta$. As componentes α e β das tensões e correntes podem ser obtidas a partir das respectivas componentes no sistema abc, aplicando-se a transformação direta de Clarke, conforme mostrado na página 43 de (AKAGI, WATANABE, *et al.*, 2007).

Na Teoria pq, as potências real e imaginária são calculadas no sistema de referência $\alpha\beta$ a partir de:

$$p = v_{\alpha}i_{\alpha} + v_{\beta}i_{\beta}, \quad (3.3)$$

$$q = v_{\beta}i_{\alpha} - v_{\alpha}i_{\beta}. \quad (3.4)$$

Assim, combinando (3.3) e (3.4) obtêm-se as equações que calculam as referências de corrente dadas as referências de potência:

$$i_{\alpha}^* = p^* \frac{v_{\alpha}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} + q^* \frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2}, \quad (3.5)$$

$$i_{\beta}^* = p^* \frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} - q^* \frac{v_{\alpha}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2}. \quad (3.6)$$

Por fim, utiliza-se a transformada inversa de Clarke \mathbf{M} para obter as referências de corrente no sistema de referência abc:

$$\mathbf{M} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \quad (3.7)$$

$$i_{abc}^* = \mathbf{M}i_{\alpha\beta}^*. \quad (3.8)$$

O diagrama em blocos completo do controle é mostrado na Figura 3.2. E os *loops* de controle referentes às correntes CA, correntes circulantes e balanceamento das tensões dos capacitores, são explicados nas subseções a seguir.

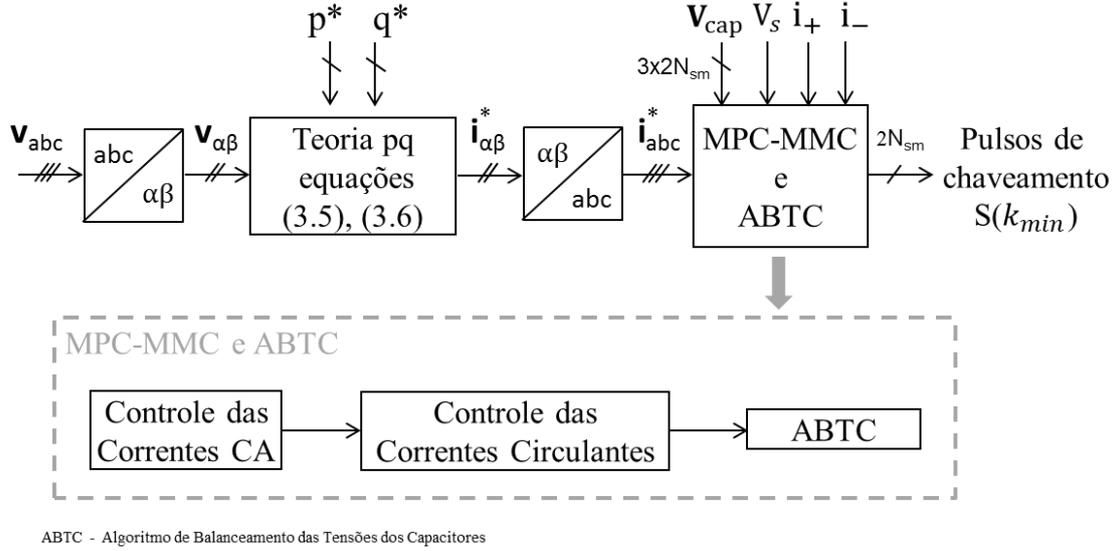


Figura 3.2 Diagrama em blocos do controle do CMM conectado à rede.

3.2.1 Controle das Correntes CA

O objetivo principal no controle de um sistema com VSC conectado à rede é regular as correntes trifásicas no lado CA deste conversor de acordo com uma dada referência, que será, então, a tarefa do primeiro *loop* de controle do CMM. Conforme mencionado anteriormente, o MPC se utiliza do valor predito das variáveis a serem controladas, e neste trabalho são usados os possíveis níveis de tensão de saída como conjunto de teste. Sendo assim, o valor predito da corrente CA pode ser obtido em função das tensões nos braços superior e inferior do CMM através de (2.6), considerando a tensão de saída interna do CMM, e_{out} , ou seja, antes da queda de tensão no indutor:

$$e_{out,a} = \frac{v_{-a} - v_{+a}}{2}, \quad (3.9)$$

para a fase ‘a’ do CMM. A título de esclarecimento, as equações desenvolvidas nessa seção consideram sempre a fase ‘a’, mas podem ser analogamente escritas para as fases ‘b’ e ‘c’. Para discretizar as equações adotou-se o método de integração numérica de equações diferenciais *Backward Euler*:

$$y_{t+T_s} = y_t + T_s f(y_{t+T_s}, t_{t+T_s}), \quad (3.10)$$

onde:

- y representa a variável de estado a ser obtida através da integração numérica;

- T_s é o período de amostragem;
- f é a derivada de y com relação ao tempo, t .

Combinando as equações do modelo do sistema (2.2), (2.3) e (2.4), e fazendo a integração numérica pelo método *Backward Euler* mostrada em (3.10), o valor predito da corrente CA é dado por:

$$i_a(t + T_s) = K_1 \left[\frac{1}{2} (v_{-a}(t + T_s) - v_{+a}(t + T_s)) - v_{sa}(t + T_s) + \frac{K_2}{T_s} i_a(t) \right], \quad (3.11)$$

onde:

- $K_1 = \frac{1}{\left(\frac{K_2}{T_s} + \frac{r_{arm}}{2} + R\right)}$;
- $K_2 = \frac{l_{arm}}{2} + L$;
- $v_{sa}(t + T_s)$ é a tensão estimada da rede no instante seguinte e pode ser aproximada pelo valor medido no instante atual.

Ainda, para obter uma relação entre a corrente CA e a tensão de saída predita, substitui-se (3.9) em (3.11) obtendo-se

$$i_a(t + T_s) = K_1 \left[e_{out_a}(t + T_s) - v_{sa}(t + T_s) + \frac{K_2}{T_s} i_a(t) \right]. \quad (3.12)$$

Como o objetivo deste *loop* é controlar a corrente CA de forma que ela seja o mais próxima possível de sua referência, então a função de custo, g_i , é definida como:

$$g_i = |i_a^*(t + T_s) - i_a(t + T_s)|, \quad (3.13)$$

onde i_a^* é a referência para a corrente na fase 'a'.

Sabendo que a variável a ser testada em (3.12) é a tensão de saída interna do CMM ($e_{out_a}^*$), então o conjunto de possibilidades a serem testadas é dado por:

$$e_{out_a}^* \in \{0, 1, \dots, N_{sm}\} \times V_{cap} - \frac{V_{cc}}{2}. \quad (3.14)$$

Assim, a partir do controle das correntes CA, obtém-se o valor necessário de tensão a ser sintetizada na saída do CMM, e que pode ser reescrita em termos das tensões nos braços superior e inferior como se segue:

$$v_{+a}^* = \frac{V_{cc}}{2} - e_{out_a}^* \quad (3.15)$$

$$v_{-a}^* = \frac{V_{cc}}{2} + e_{out_a}^* \quad (3.16)$$

e assumindo os valores dentro da faixa

$$v_{+a}^*, v_{-a}^* = \frac{V_{cc}}{N_{sm}} \times \{0, 1, \dots, N_{sm}\}. \quad (3.17)$$

Por fim, o diagrama de fluxo deste *loop* de controle encontra-se resumido na Figura 3.3, considerando a fase ‘a’ do CMM.

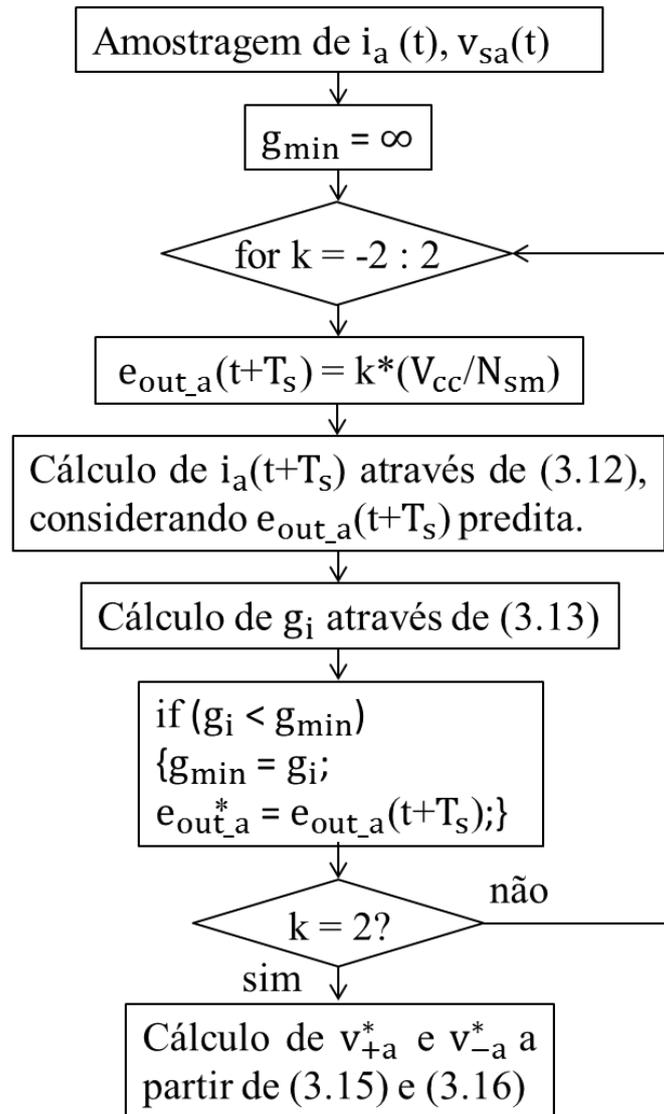


Figura 3.3 CMM-MPC para as correntes do lado CA do CMM, com $N_{sm} = 4$ (Adaptada de (MOON, GWON, *et al.*, 2015)).

3.2.2 Controle das Correntes Circulantes

Além do controle das correntes trifásicas CA, que tem como objetivo garantir que as potências real e imaginária desejadas fluam no sistema, foi explicada no Capítulo 2 a importância de minimizar as componentes de corrente circulante inerentes ao CMM, que são responsáveis por aumentar o *ripple* das tensões nos capacitores, bem como as perdas no conversor. Dessa forma, neste segundo *loop* de controle, as referências para tensão nos braços superior e inferior calculadas pela regulação da corrente CA são modificadas de forma a cumprir o segundo objetivo, que é reduzir o valor dessas componentes que oscilam predominantemente no segundo harmônico.

Considerando a mesma abordagem usada no controle das correntes CA, as variáveis do conjunto de teste para minimização da função de custo são os possíveis níveis de tensão de saída. Então, o valor predito das correntes circulantes tem que ser obtido em função da tensão de saída, ou das tensões nos braços superior e inferior do CMM, para cada fase.

Primeiramente, são somadas (2.11) e (2.12) referentes às correntes nos braços superior e inferior, e obtém-se:

$$i_{az} = \frac{i_{+a} + i_{-a}}{2} - \frac{i_{cc}}{3}. \quad (3.18)$$

onde i_{az} é a componente de corrente circulante na fase 'a'.

Então, (2.2) e (2.3) são somadas e a equação resultante é reescrita em função da componente de corrente circulante usando (3.18), conforme mostrado por:

$$i_{az}(t + T_S) = K_3(v_{cc} - v_{-a}^*(t + T_S) - v_{+a}^*(t + T_S)) + i_{az}(t), \quad (3.19)$$

onde $K_3 = T_S/(2l_{arm})$ e $i_{az}(t + T_S)$ está expressa em função das referências de tensão para os braços superior e inferior calculadas previamente para regulação da corrente CA.

Neste algoritmo de controle foi usada a estratégia já mencionada na seção 3.1.1 e que foi apresentada no artigo de (LEBRE, DIAS, *et al.*, 2015). Nele foi mostrada a eficácia do controle da corrente circulante, quando usadas duas referências independentes para cada braço de uma mesma perna e, com isso, o número de submódulos a serem conectados nos braços superior e inferior não seriam mais necessariamente complementares e constantemente iguais a N_{sm} para uma mesma perna.

A abordagem feita neste trabalho considera os níveis de tensão na saída. Assim,

fazer com que a quantidade de submódulos a serem conectados nos braços de uma perna não seja complementar e constante, significa acrescentar ou decrementar pelo menos um nível nas tensões de referência calculadas pelos *loops* de controle anteriores. Dessa forma, o conjunto de teste para minimização da função de custo será composto de possíveis níveis a serem adicionados ou subtraídos da referência anteriormente calculada. Ainda, analisando (3.9) e (3.11) é possível perceber que esse nível V_{az} a ser adicionado às tensões de braço não interfere na tensão de saída, nem nas correntes CA do CMM, uma vez que as tensões nos braços superior e inferior aparecem subtraídas uma da outra.

Nesse trabalho, em função do pequeno número de níveis $N_{sm} + 1$, quando comparado à maioria dos CMMs encontrados na literatura, somente dois níveis de tensão foram alocados a V_{az} , que assume os seguintes valores:

$$V_{az} = \frac{V_{cc}}{N_{sm}} \times \{-1, 0, 1\}. \quad (3.20)$$

Dessa forma, (3.19) é reescrita a seguir:

$$\begin{aligned} i_{az}(t + T_S) = & K_3(v_{cc} \\ & - [(v_{-a}^*(t + T_S) + V_{az}) + (v_{+a}^*(t + T_S) + V_{az})]) \\ & + i_{az}(t). \end{aligned} \quad (3.21)$$

Como o objetivo deste *loop* é minimizar o máximo possível o valor das componentes de corrente circulante, então a função de custo, g_z , é definida como:

$$g_z = |i_{az}(t + T_S)|. \quad (3.22)$$

Assim, as tensões de referência para os braços superior e inferior são redefinidas da seguinte forma:

$$v_{+a-z}^* = v_{+a}^*(t + T_S) + V_{az}^*, \quad (3.23)$$

$$v_{-a-z}^* = v_{-a}^*(t + T_S) + V_{az}^*, \quad (3.24)$$

e podem assumir os seguintes valores

$$v_{+a-z}^*, v_{-a-z}^* = \frac{V_{cc}}{N_{sm}} \times \{0, 1, \dots, N_{sm}\}. \quad (3.25)$$

O diagrama de fluxo deste *loop* de controle encontra-se resumido na Figura 3.4, considerando a fase ‘a’ do CMM.

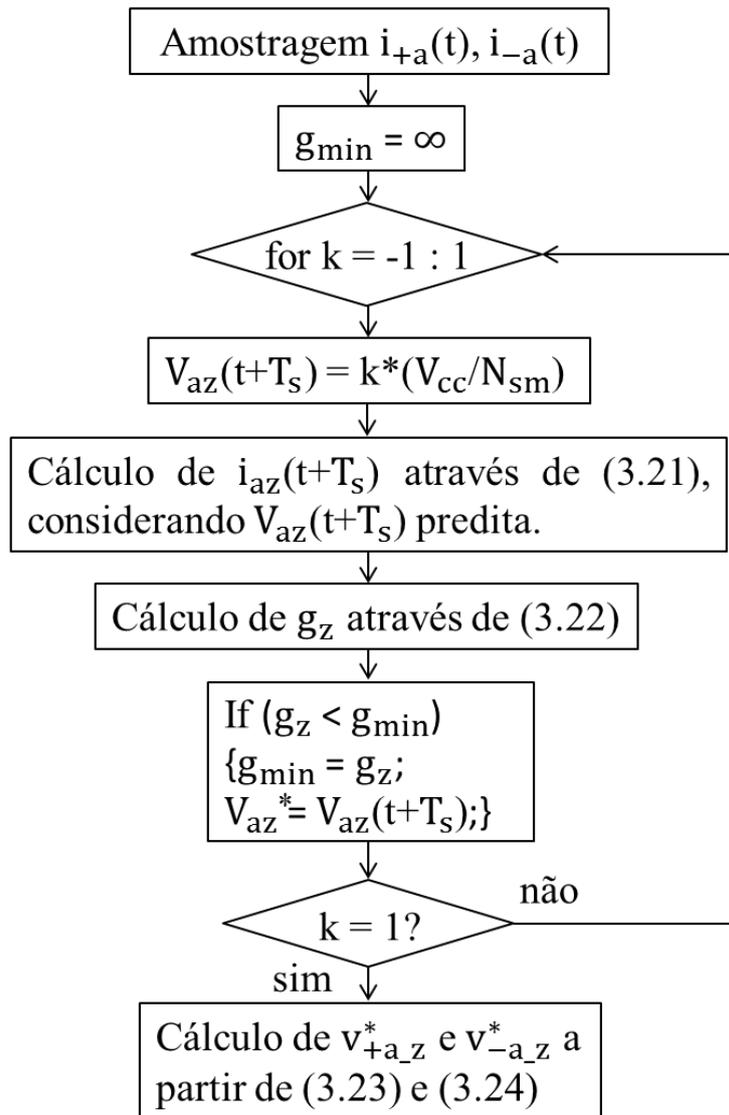


Figura 3.4 CMM-MPC para as correntes circulantes do CMM, com $N_{sm} = 4$ (Adaptada de (MOON, GWON, *et al.*, 2015)).

3.2.3 Algoritmo de Balanceamento das Tensões dos Capacitores (ABTC)

Assim como as demais topologias de conversores multinível, o CMM necessita de uma estratégia de regulação das tensões dos capacitores, uma vez que elas deveriam ser constantes e iguais à tensão nominal do submódulo, o que não acontece na prática. Portanto, é necessário um algoritmo que faça a escolha dos submódulos a serem inseridos, a fim de manter equilibradas as tensões dos seus capacitores. Na literatura existem diversos métodos para realizar essa tarefa, mas os mais aceitos têm como base o

conceito de *sorting*, ou ordenamento (DEBNATH, QIN, *et al.*, 2015). Por conseguinte, neste trabalho a ideia de usar o MPC para realizar o balanceamento é formulada de tal maneira que resulta no ordenamento.

Antes de iniciar o algoritmo de balanceamento dos capacitores, é necessário calcular o número de submódulos a serem habilitados tanto para o braço superior, quanto para o inferior. E esse cálculo é feito a partir de:

$$Np_{on} = \frac{v_{+a_z}^*}{\left(\frac{V_{cc}}{N_{sm}}\right)} = \frac{v_{+a_z}^*}{V_{cap}}, \quad (3.26)$$

$$Nn_{on} = \frac{v_{-a_z}^*}{\left(\frac{V_{cc}}{N_{sm}}\right)} = \frac{v_{-a_z}^*}{V_{cap}}. \quad (3.27)$$

No método de *sorting* é necessário medir todas as tensões dos capacitores, bem como as correntes nos braços. De posse dessas medidas, é feita a ordenação das tensões dos capacitores em ordem crescente e o algoritmo de balanceamento se inicia. Se a corrente no braço superior (inferior) for positiva, os submódulos com menores tensões são escolhidos para serem habilitados até totalizar o número determinado de submódulos a serem ligados Np_{on} (Nn_{on}). Depois de inseridos, os capacitores desses submódulos são carregados e suas tensões aumentam, tendendo a se equilibrar com as demais. Entretanto, no caso da corrente no braço superior (inferior) ser negativa, os submódulos com maiores tensões são escolhidos para serem habilitados até totalizar o número determinado de submódulos a serem ligados Np_{on} (Nn_{on}) e, então, seus capacitores são descarregados e suas tensões diminuem. Independente do sentido da corrente, se um submódulo é desabilitado, a tensão no seu capacitor se mantém a mesma, pois não há variação de carga.

Um problema deste método é que mesmo quando o número requerido de submódulos a serem ligados não muda entre dois períodos consecutivos, a configuração dos submódulos pode mudar, ou seja, submódulos que estão habilitados podem ser desabilitados, e vice-versa. Essa característica pode provocar transições de chaveamento desnecessárias, uma vez que o objetivo principal é a tensão sintetizada na saída do conversor, e não qual das possíveis configurações para gerá-la serão usadas. Essas transições desnecessárias aumentam a frequência de chaveamento e, conseqüentemente, as perdas no conversor. Para contornar esse problema, o algoritmo verifica se Np_{on} ou Nn_{on} modificaram de um período para o outro. Em caso afirmativo, o algoritmo de

balanceamento será acionado normalmente, já para o caso negativo, os estados de chaveamento são mantidos e o algoritmo não é executado. Entretanto, vale ressaltar que essa estratégia não é indicada quando é necessário considerar a injeção de uma tensão contínua do CMM. Pois, apesar da mudança de valor da tensão CC, não haveria mudança na referência da tensão CA e, portanto, não alteraria o chaveamento de forma a regular as tensões CC corretamente.

Além disso, a segunda estratégia efetuada para reduzir a frequência de chaveamento tem como base o trabalho de (TU, XU, *et al.*, 2011), e é mostrada na Figura 3.5. N_{on_old} ($N_{p_{on_old}}$ ou $N_{n_{on_old}}$) é o número de submódulos ligados no ciclo de controle atual, enquanto N_{on} ($N_{p_{on}}$ ou $N_{n_{on}}$) é o número calculado neste ciclo para ser aplicado no seguinte. Nessa segunda estratégia é levada em consideração a variação do número de submódulos a serem ligados. Por exemplo, para $N_{on_old} = 2$, $N_{on} = 3$ e corrente no respectivo braço, $i_{+,-}$, positiva, em vez de o algoritmo buscar os três submódulos com menor tensão, será buscado $\Delta N_{on} = N_{on} - N_{on_old} = 1$ submódulo com menor tensão, dentre os que estão desabilitados. Com isso, nenhum chaveamento é aplicado aos submódulos que já estavam ligados.

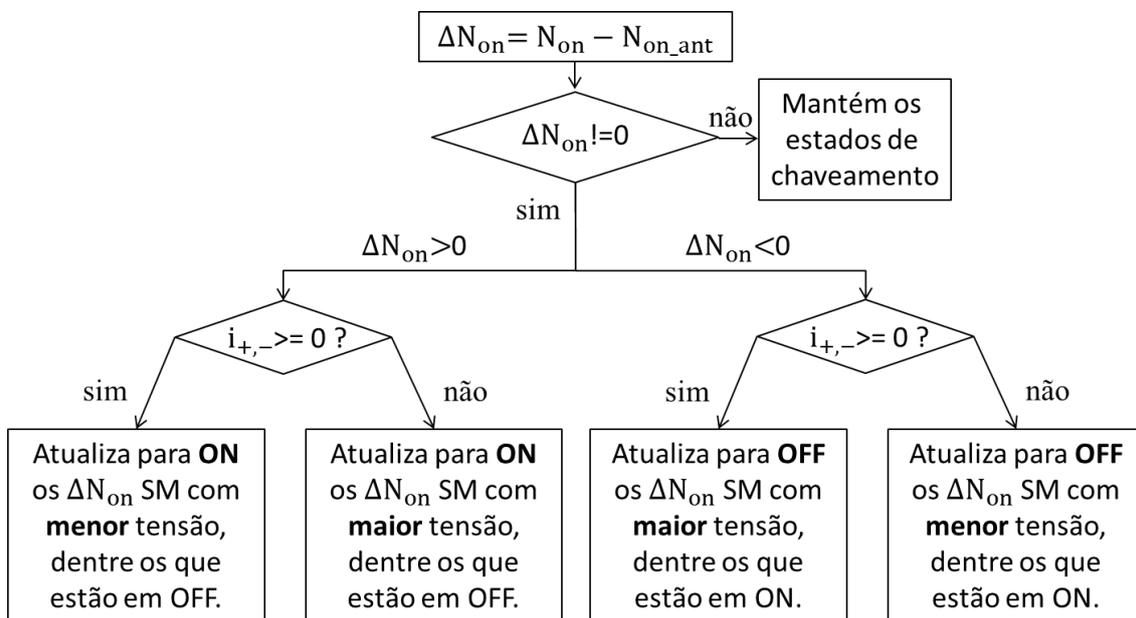


Figura 3.5 Algoritmo de Balanceamento das Tensões dos Capacitores com frequência de chaveamento reduzida (Adaptada de (TU, XU, *et al.*, 2011)).

Como o objetivo final desse trabalho é o teste em bancada experimental de um protótipo do CMM, então é necessário otimizar ao máximo as rotinas de controle, a fim

de minimizar o tempo de execução total do algoritmo, que será carregado em um microcontrolador. Tendo em vista essa limitação de tempo de execução, foram propostas algumas soluções para otimizar esse algoritmo de balanceamento das tensões dos capacitores. A primeira solução foi verificar se N_{on} é igual a 0 ou 4, assim não seria necessário entrar no laço que busca os capacitores com menores ou maiores tensões, uma vez que todos os submódulos do referido braço devem ser desconectados ou habilitados, respectivamente. A segunda foi substituir a instrução condicional **if** que testa o sentido da corrente, pela multiplicação desta à tensão do capacitor. Dessa forma, considerando o caso exemplo mencionado anteriormente de $N_{on_old} = 2$, $N_{on} = 3$ e corrente no respectivo braço, $i_{+,-}$, positiva, em vez de entrar na condição que testa o sentido da corrente e posteriormente buscar o capacitor com menor tensão, será feita a busca considerando a função de custo, g_c , definida com base nos conceitos do MPC. A função de custo tradicional é definida pelo valor absoluto da soma das diferenças entre as tensões preditas para o capacitor de cada submódulo e os respectivos valores de referência. Entretanto, quando esta função tradicional é utilizada, é necessário testar todos os possíveis estados das chaves. Assim, como o objetivo é reduzir o número de estados a serem testados, então somente um submódulo é selecionado a cada *loop* dos ΔN_{on} existentes, e g_c é dada por:

$$g_c = i_{+,-} \left(v_{cap_k}(t + T_s) - \frac{V_{cc}}{N_{sm}} \right) \quad (k = 1, 2, \dots, N_{sm}), \quad (3.28)$$

onde $v_{cap_k}(t + T_s)$ é a tensão predita no instante seguinte para cada capacitor, e é definida por:

$$v_{cap_k}(t + T_s) = v_{cap_k}(t) + T_s \frac{i_{+,-}}{C}. \quad (3.29)$$

Assim, como a corrente que circula em todos os submódulos de um braço é a mesma, então se a corrente no braço for positiva, o menor valor de g_c se referirá, também, ao capacitor com menor valor de tensão predita dentre os submódulos considerados na busca. Já no caso da corrente nesse exemplo ser negativa, então o menor valor de g_c será referente ao capacitor com o maior valor de tensão predita, conforme desejado. A mesma lógica pode ser feita considerando um ΔN_{on} negativo.

Entretanto, analisando (3.28), verifica-se que é calculada a diferença algébrica entre a tensão predita do capacitor do submódulo e o valor nominal, em vez de usar o

valor absoluto dessa diferença. Dessa forma, para escolher sempre o valor mínimo de g_c , (3.28) pode ser simplificada com base nas inequações:

$$\text{se } a < b, \text{ então } a + c < b + c, \forall c, \quad (3.30)$$

$$\text{se } a > b, \text{ então } a + c > b + c, \forall c, \quad (3.31)$$

$$\text{se } z > 0 \text{ e se } a < b, \text{ então } za < zb, \quad (3.32)$$

$$\text{se } z < 0 \text{ e se } a < b, \text{ então } za > zb. \quad (3.33)$$

Assim, a nova função de custo g_c é dada por:

$$g_c = \text{delta} \times \left(i_{+,-v_{\text{cap}_k}}(t + T_s) \right) \quad (3.34)$$

onde $\text{delta} = +1$ para $\Delta N_{\text{on}} \geq 0$ ou $\text{delta} = -1$ para $\Delta N_{\text{on}} < 0$. Assim, se delta for positivo, então g_c vai seguir a lógica já explicada anteriormente, e para o caso da variação ser negativa, a lógica de acionamento é oposta, vide Figura 3.5.

Ainda, como a função de custo é calculada separadamente para cada submódulo, o termo de corrente em (3.29) é o mesmo para todos os submódulos de um mesmo braço e, portanto, não interfere na comparação vide (3.30) e (3.31). Assim, g_c pode ser ainda mais simplificada para:

$$g_c = \text{delta} \times \left(i_{+,-v_{\text{cap}_k}}(t) \right) \quad (k = 1, 2, \dots, N_{\text{sm}}), \quad (3.35)$$

provando que a formulação de MPC usada resulta no ordenamento, e não necessita calcular o valor predito da tensão de cada capacitor. Dessa forma, o número de operações computacionais é reduzido.

3.3 Conclusões Parciais

Neste capítulo foi feita uma breve revisão bibliográfica acerca das estratégias de controle mais usadas em aplicações envolvendo CMM, sendo elas PWM associada a controladores lineares e controle preditivo. Em seguida foi explicada e desenvolvida a estratégia de controle adotada neste trabalho composta de: equações da teoria pq para

gerar as referências de corrente CA usadas no controle, tendo como base as referências das potências real e imaginária especificadas; controle de corrente CA e de corrente circulante, ambas usando MPC com número reduzido de estados; e algoritmo de balanceamento dos capacitores com frequência de chaveamento reduzida e uma abordagem de MPC que resulta no ordenamento. Nos capítulos seguintes são mostrados os resultados de simulação e experimentais obtidos.

Capítulo 4

Resultados de Simulação

Este capítulo se inicia mostrando algumas considerações importantes acerca das simulações realizadas. Em seguida, é apresentado o modelo da rede usado neste projeto e os critérios utilizados para definir seus parâmetros. Por fim, são apresentados os resultados obtidos através da simulação do sistema CMM trifásico ligado à rede, bem como do CMM monofásico usado para testes em bancada experimental.

4.1 Considerações sobre a simulação

Conforme visto no Capítulo 3, o algoritmo de controle do CMM é relativamente complicado e denso, e essa complexidade aumenta com o número de submódulos alocados em cada braço. Dessa forma, é quase inviável implementar esse controle por meio de blocos já existentes na plataforma de simulação, sendo necessário escrever esse algoritmo em uma linguagem de programação. Além disso, como um dos objetivos deste trabalho é testar o CMM experimentalmente, então, a escrita dos códigos em linguagem de programação facilita a migração do mesmo para um microcontrolador, no caso, o DSP 28335 da Texas Instruments.

Para este trabalho escolheu-se implementar esse algoritmo na linguagem C, através do bloco *Simplified C Block* do PSIM. Este bloco permite que o código C seja escrito diretamente e sem a necessidade de compilação do mesmo, pois ele possui um interpretador de C que interpreta o código escrito em tempo de execução.

Na simulação diferentes instâncias de *Simplified C Block* foram utilizadas, estruturadas da seguinte forma: no primeiro bloco são calculadas as referências para as correntes CA, a partir dos valores de referências especificados para as potências instantâneas real e imaginária. Em seguida, em um segundo grupo de blocos são escritos os *loops* de controle para regulação da corrente CA e minimização da corrente circulante, que definem a quantidade de submódulos a serem ligados nos braços

superiores e inferiores; e o algoritmo responsável por efetuar o balanceamento das tensões dos capacitores, que escolhe os submódulos que serão habilitados ou não. Por fim, são definidos os estados de cada chave, dependendo do estado do submódulo ao qual ela pertence, e as saídas desse bloco são os próprios pulsos de chaveamento. Para implementar esse algoritmo de controle é necessário medir as tensões de todos os capacitores do submódulos e as correntes de todos os braços do CMM, conforme mostrado na Figura 4.1, além das tensões da rede. As correntes CA não precisam ser medidas, uma vez que elas podem facilmente ser calculadas a partir de (2.4), reduzindo o número de sensores usados e, conseqüentemente, o custo do *hardware* do conversor. Foram usados três blocos deste segundo tipo, um para cada fase do CMM. Escolheu-se usar dois tipos de blocos diferentes para separar o cálculo das correntes CA de referência do controle do CMM, mas poderia ter sido usado somente um bloco.

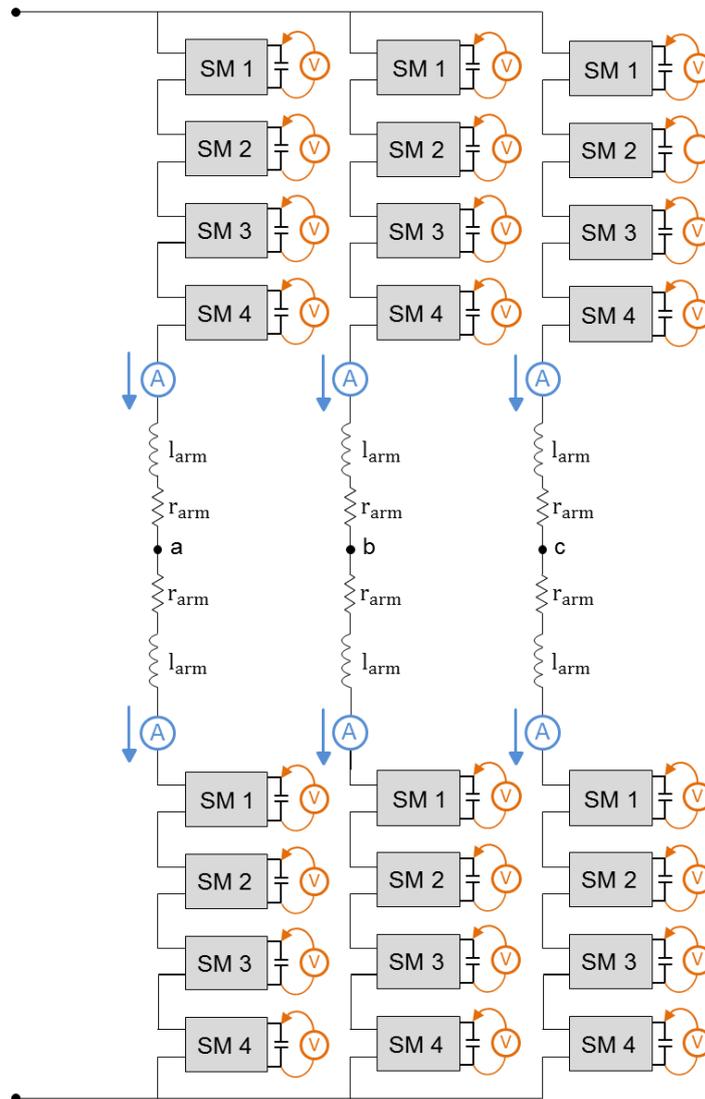


Figura 4.1 Medições feitas no CMM.

Vale ressaltar que, no caso da implementação prática, podem ocorrer problemas relacionados com a latência, ou seja, o atraso entre a aquisição de sinais e a comutação efetiva das chaves, nesse caso IGBTs, devido ao tempo de execução dos algoritmos de controle. Para avaliar este problema, foram implementadas simulações considerando atrasos nos sinais de comando de comutação das chaves, e não foram observados problemas de instabilidade para atrasos até o período de amostragem dos controladores, ou seja, para a frequência de amostragem do sistema definida como 20 kHz. Entretanto, o desempenho do sistema com relação ao THD da corrente no sistema CA foi mais satisfatório para atrasos entre a aquisição de sinais e a comutação efetiva das chaves de até meio período na frequência de amostragem de 20 kHz. Portanto, é interessante que o tempo de execução dos algoritmos de controle seja limitado a intervalos dessa magnitude. Para simular esse atraso foi colocado em cada saída do *Simplified C Block* um atrasador unitário e a frequência de amostragem definida na simulação para esse atrasador foi de 40 kHz, o que resulta num intervalo de atraso equivalente a meio período na frequência original de amostragem de 20 kHz.

4.2 Modelagem do sistema

O sistema ao qual o CMM foi ligado encontra-se ilustrado na Figura 4.2, e foi adaptado do trabalho de (CRISPINO, 2014). Nele, o CMM se encontra no lado de baixa tensão (BT), e se conecta à rede de média tensão (MT) através de um transformador de distribuição abaixador. O ponto de conexão entre o lado de BT e o transformador é designado ponto de conexão comum (PCC). Ainda, considerou-se a impedância da rede como sendo dada pela impedância da subestação X_{SE} e da linha de distribuição Z_L . A principal simplificação feita nesse modelo de rede foi considerar que ela poderia ser modelada pelo seu equivalente Thévenin na frequência fundamental, representado por uma fonte de tensão balanceada e senoidal, e por uma impedância RL em série. Portanto, a priori não foram consideradas ressonâncias na rede, nem a presença de distorções harmônicas na tensão e na corrente.

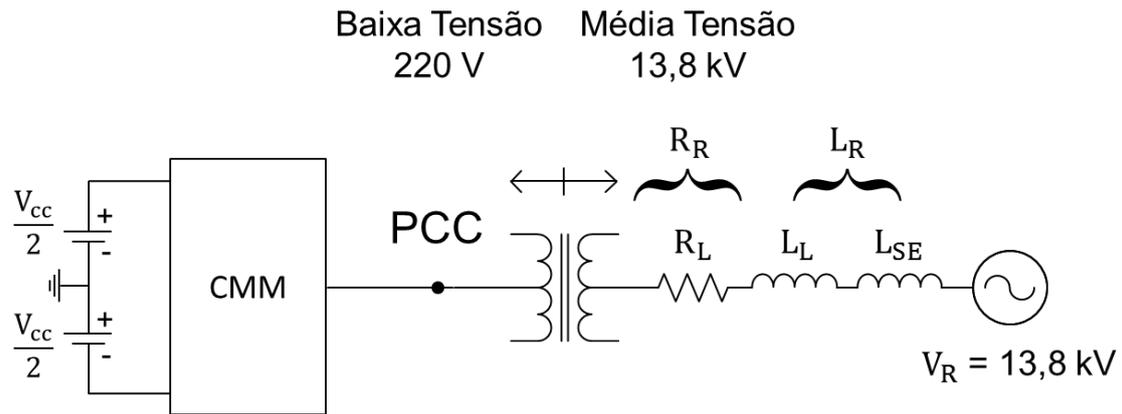


Figura 4.2 Modelo unifilar do sistema CMM-rede.

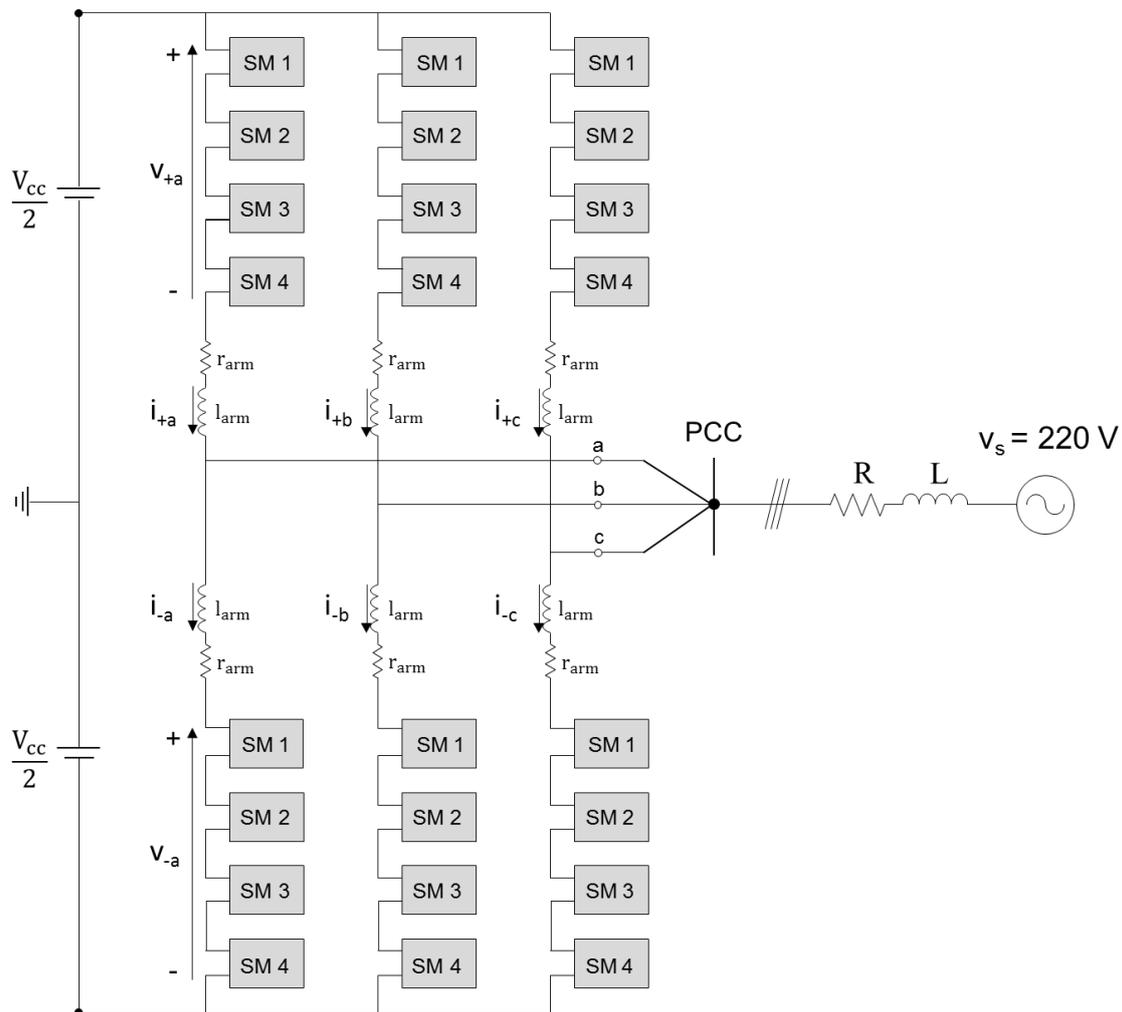


Figura 4.3 Modelo do sistema CMM-rede considerando o lado de BT.

Analisando ainda a Figura 4.2, verifica-se que as características da rede no PCC são dadas pelas impedâncias indutiva X_R e resistiva R_R da rede, bem como pela impedância indutiva de dispersão X_S do transformador. Além disso, sabendo que neste

trabalho as simulações e os experimentos são feitos considerando o lado de BT do sistema, então as impedâncias representativas da rede são refletidas do lado de MT para o lado de BT. Dessa forma, o sistema simulado é mostrado na Figura 4.3.

A potência aparente do CMM é de 5 kVA, que foi a potência definida como premissa para o protótipo experimental. A potência do trafo foi determinada a partir de valores estabelecidos pela LIGHT (NOGUEIRA e BARRETO JR, 1999) para máxima corrente de curto-circuito de 8 kA considerando uma rede de distribuição com tensão $V_{MT} = 13,8$ kV no lado de MT. Assim, sabendo que a potência máxima de curto-circuito, S_{cc} , estabelecida pela LIGHT é de 190 MVA, definiu-se para o projeto $S_{cc} = 100$ MVA. Além disso, o valor da potência no trafo foi determinada como sendo $S_{trafo} = 150$ kVA com impedância X_S de 3,5%, valor também dentro dos limites estabelecidos pela LIGHT (LIGHT, 2005). A impedância da subestação é determinada a partir da impedância de curto-circuito, e para dimensionar a impedância da linha de distribuição considerou-se o cabo ACSR 336,4 MCM ($Z = 0,2 + j0,38 \Omega/\text{km}$) (NAKAMURA, 2011), (SCHMIDT, 2005) e (ITO, 2007), conforme mostrado a seguir. A frequência fundamental da rede é de $f = 60$ Hz, e a tensão no lado de BT é de 220 V (fase-fase).

Para calcular a impedância indutiva de dispersão X_S do transformador calculou-se previamente a impedância base do trafo Z_{base_trafo} a partir de:

$$Z_{base_trafo} = V_{MT}^2 / S_{trafo}. \quad (4.1)$$

Dessa forma, a impedância X_S é obtida a partir do valor de 3,5% da impedância base, conforme definido anteriormente:

$$X_S = 0,035 \times Z_{base_trafo}. \quad (4.2)$$

Para determinar a impedância da rede, é necessário calcular a impedância da subestação X_{SE} e adicioná-la à impedância da linha Z_L . Assim, X_{SE} é dada por:

$$X_{SE} = V_{MT}^2 / S_{cc}, \quad (4.3)$$

e a impedância da linha, ou do cabo, foi calculada considerando uma distância de 10 km e o cabo ACSR 336,4 MCM ($Z = 0,2 + j0,38 \Omega/\text{km}$) mencionado anteriormente. Portanto,

$Z_L = 2 + j3,8 \Omega$, e a impedância equivalente da rede Z_R é dada por:

$$R_R = R_L, \quad (4.4)$$

$$X_R = X_L + X_{SE}. \quad (4.5)$$

De posse desses valores, é possível fazer a reflexão das impedâncias do lado de MT para o lado de BT, e obter os parâmetros do sistema, através das seguintes relações:

$$a = V_{MT}/V_{BT}, \quad (4.6)$$

$$R = \left(\frac{1}{a}\right)^2 R_R \quad (4.7)$$

$$L = \frac{X}{\omega} = \left(\frac{1}{2\pi f}\right) \left(\frac{1}{a}\right)^2 (X_R + X_S) \quad (4.8)$$

Por fim, na Tabela 4.1 encontram-se resumidos os parâmetros do sistema com seus respectivos valores calculados.

Tabela 4.1 Parâmetros do sistema simulado.

Parâmetros do sistema CMM-rede BT	Valor
Potência nominal do CMM (S)	5 kVA
Tensão de linha da rede de BT (v_s)	220 V
Frequência da rede (f)	60 Hz
Resistência (R)	0,51 mΩ
Indutância (L)	33,8 μH
Frequência de amostragem do controle ($f_s = 1/T_s$)	20 kHz
Tensão nominal do elo CC (V_{cc})	500 V
Número de submódulos por braço (N_{sm})	4
Capacitância do submódulo (C)	6000 μF
Indutância do braço (l_{arm})	5 mH
Resistência do braço (r_{arm})	0 Ω

Com relação à topologia do submódulo, escolheu-se usar a configuração mais simples em meia ponte, pois o objetivo das simulações é apenas validar o controle.

4.3 CMM Trifásico

Na simulação do CMM trifásico considerou-se que os capacitores dos submódulos já estavam pré-carregados, inicialmente, e com a respectiva tensão nominal.

A primeira simulação começa no modo *standby*, ou seja, com as referências de potência real e imaginária iguais a zero ($p^* = 0$ kW e $q^* = 0$ kvar), e as componentes de corrente circulante são controladas desde o princípio. Seus resultados mostram o comportamento do sistema quando submetido a mudanças no fluxo de potência. No instante $t = 0,4$ s, a referência de potência real é modificada para seu valor nominal $p^* = 5$ kW, enquanto a referência da potência imaginária é mantida nula, dando início ao fluxo da potência ativa do lado CC para o lado CA do CMM. Em seguida, no instante $t = 1,5$ s, a referência de potência real é novamente modificada para um valor acima da potência nominal do conversor, e seu valor é $p^* = 7$ kW, enquanto o valor de q^* continua mantido em zero. Já no instante $t = 3$ s, a referência de potência real é mantida em $p^* = 7$ kW, enquanto a referência de potência imaginária é modificada para $q^* = -4$ kvar. Por fim, no instante $t = 5$ s, a referência de potência real é modificada para seu valor nominal novamente, e a referência de potência imaginária volta a ser nula, assim, $p^* = 5$ kW e $q^* = 0$ kvar. Os resultados obtidos na simulação são expostos e analisados a seguir.

Na Figura 4.4 encontram-se as potências real e imaginária simuladas, e verificou-se que elas seguiram corretamente as referências estipuladas conforme mencionado no parágrafo anterior.

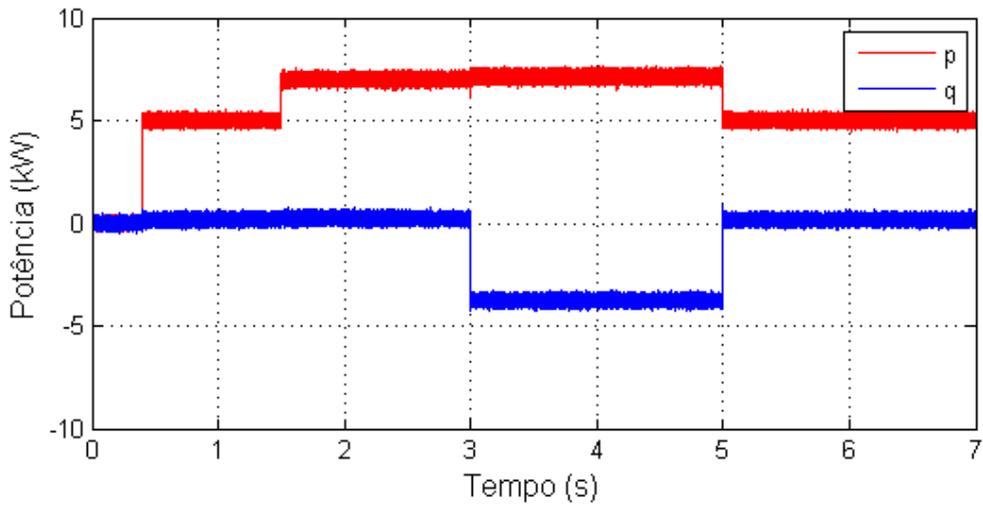


Figura 4.4 Potências real e imaginária na rede.

Nas Figuras 4.5 e 4.6 são mostradas as correntes trifásicas durante o período de tempo simulado, e verificou-se que elas também foram reguladas corretamente, de acordo com as referências geradas pelo controle do fluxo de potência. O erro com relação à referência calculada considerando a componente na frequência fundamental foi menor que 0,01%. A distorção harmônica total (THD) medida usando as ferramentas disponibilizadas pelo simulador ficou em torno de 5,7%. Esse valor inclui componentes de alta frequência devidas ao chaveamento, que poderiam ser atenuadas mediante o emprego de filtros, reduzindo o THD.

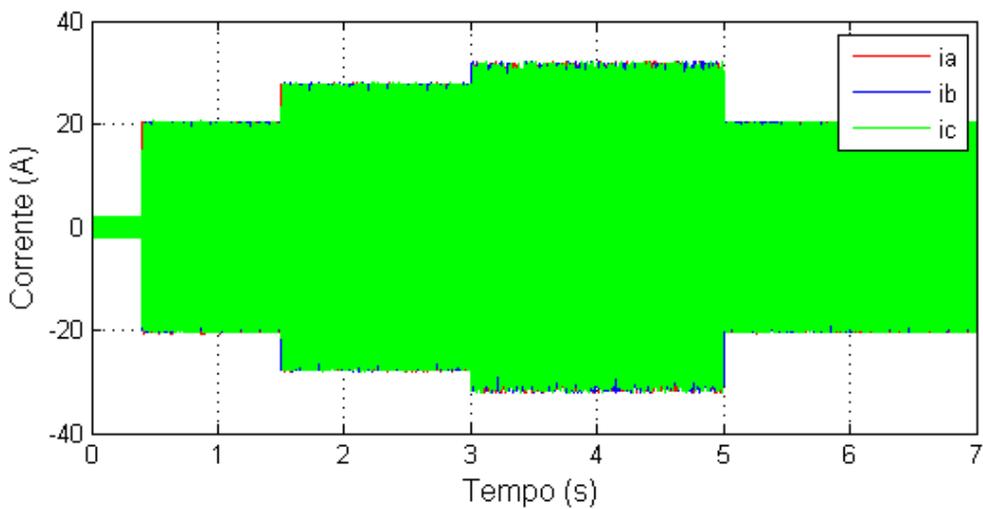


Figura 4.5 Envelope das correntes trifásicas na rede.

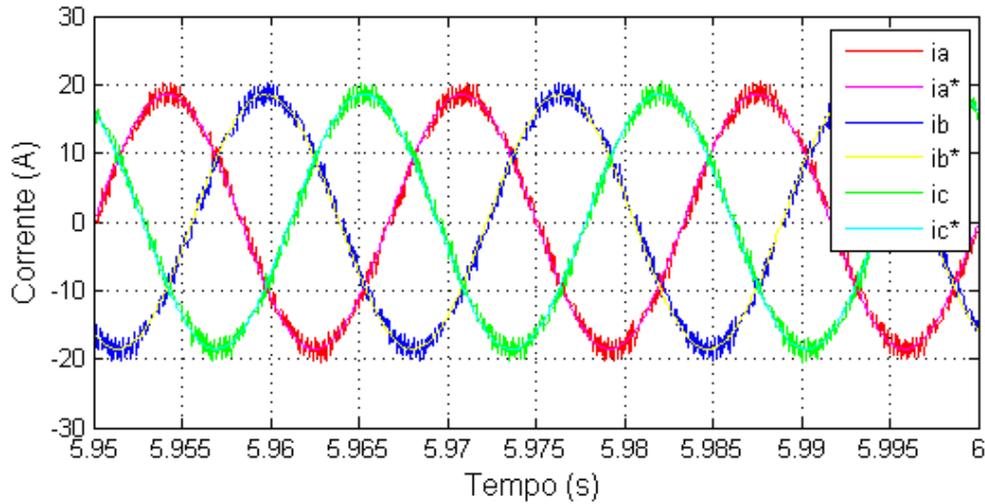


Figura 4.6 Detalhe nas correntes trifásicas na rede.

Nas Figuras 4.7 e 4.8 são mostradas as tensões nos capacitores de ambos os braços superior e inferior da perna ‘a’ do CMM, mostrando que elas permaneceram dentro da faixa de *ripple* estipulada no Capítulo 2 de 5 %. Vale ressaltar que o detalhe mostrado na Figura 4.8 é referente à região de maior *ripple*, na qual é dada a referência de potência reativa $q^* = -4\text{kvar}$.

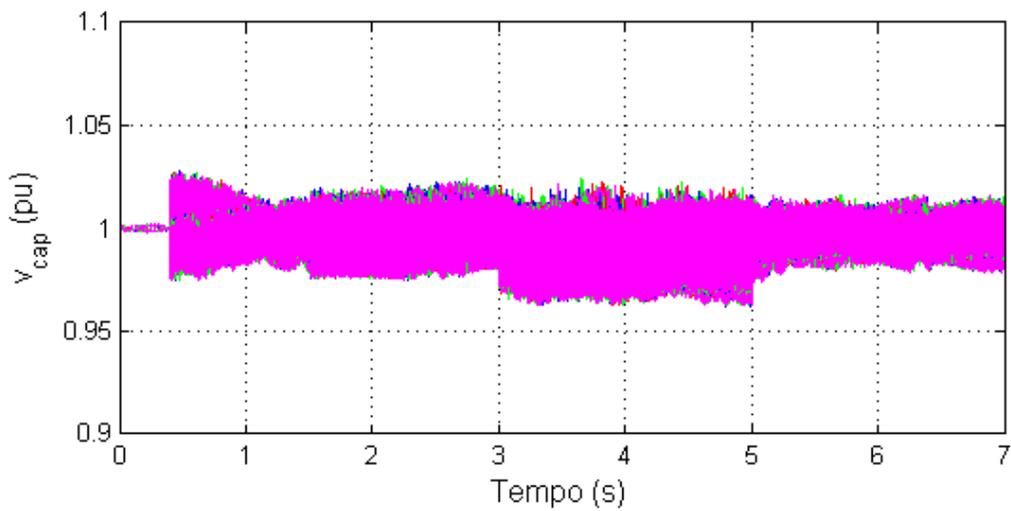


Figura 4.7 Tensões dos capacitores dos braços superior e inferior da perna ‘a’ do CMM.

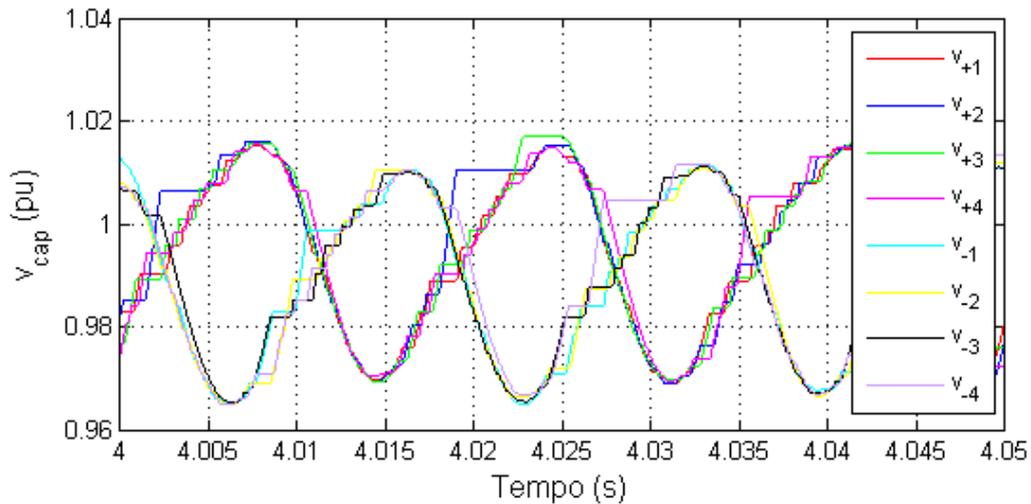


Figura 4.8 Detalhe nas tensões dos capacitores dos braços superior e inferior da perna ‘a’ do CMM.

A Figura 4.9 mostra as correntes de ambos os braços superior e inferior da perna ‘a’ do CMM, para um determinado intervalo de simulação. Os pontos destacados nesta figura através de círculos pretos indicam os momentos onde não há mudança de $N_{p_{on}}$ ou $N_{n_{on}}$ determinados pelo algoritmo de controle.

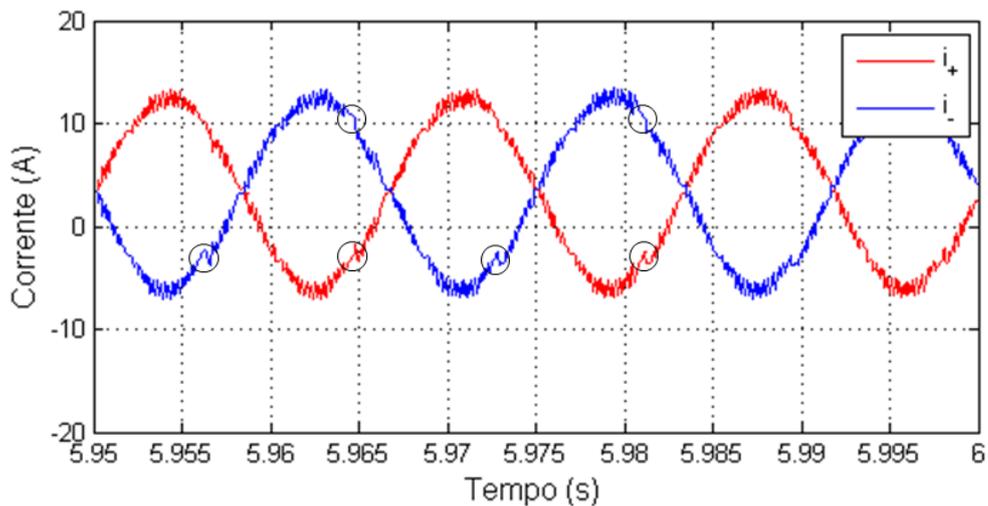


Figura 4.9 Corrente nos braços superior e inferior da perna ‘a’ do CMM.

Por fim, na Figura 4.10 encontra-se a componente de corrente circulante na fase ‘a’ do CMM, obtida através de (3.18).

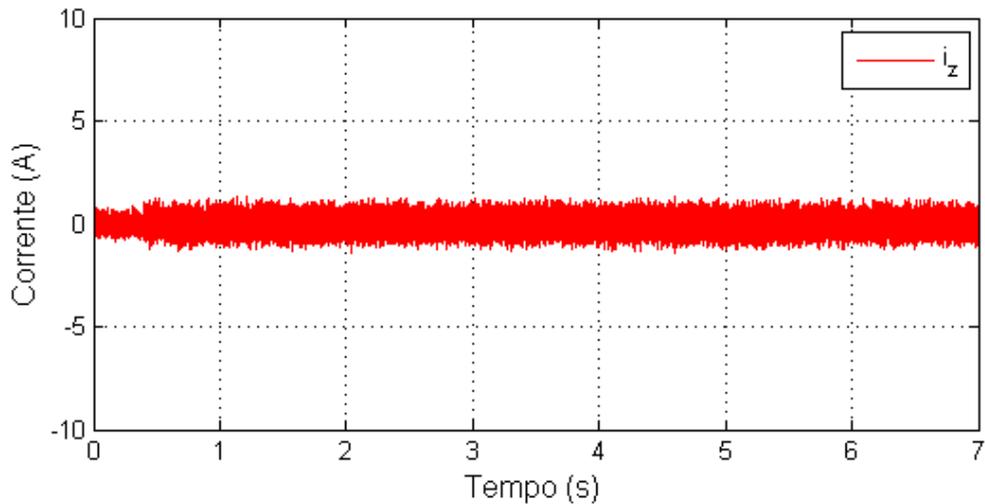


Figura 4.10 Corrente circulante na perna 'a' do CMM.

Para verificar a influência do controle de corrente circulante neste sistema, são apresentados os resultados referentes a uma segunda simulação, na qual o sistema começa com esse controle inativo e, no instante de tempo de simulação $t = 1,5$ s, esse controle é habilitado. Nesta simulação, as referências de potência real e imaginária são sempre mantidas constantes nos valores $p^* = 5$ kW e $q^* = 0$ kvar.

Nas Figuras 4.11 e 4.12 é mostrada a componente de corrente circulante na perna 'a' do CMM e, a partir dela, verifica-se que o controle conseguiu reduzir ainda mais a magnitude desta componente, que já foi projetada para ser baixa a partir do valor do indutor de braço, vide Capítulo 2.

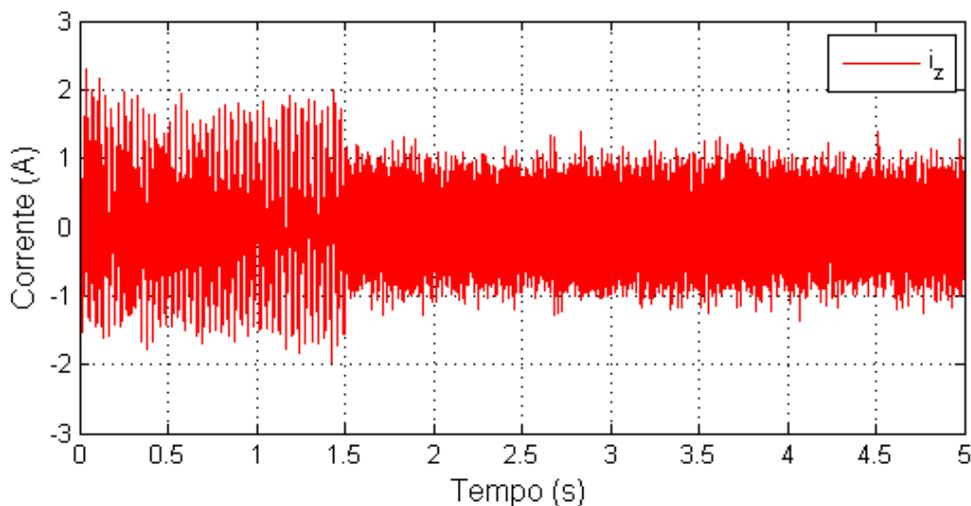


Figura 4.11 Corrente circulante na perna 'a' do CMM.

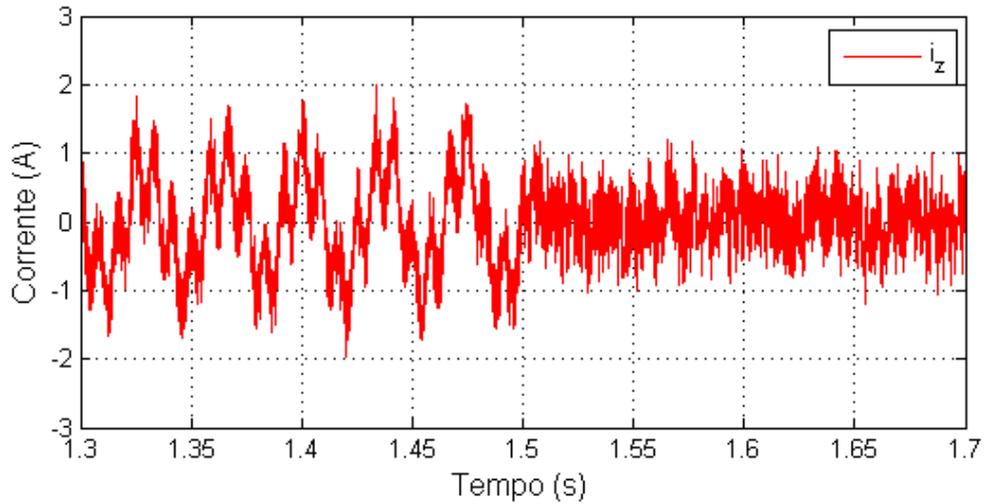


Figura 4.12 Detalhe da corrente circulante na perna ‘a’ do CMM.

Nas Figuras 4.13, 4.14 e 4.15 é mostrada a influência deste controle nas correntes de ambos os braços superior e inferior da perna ‘a’ do CMM, na corrente do lado CC do conversor, e no *ripple* das tensões dos capacitores nesta mesma perna, respectivamente.

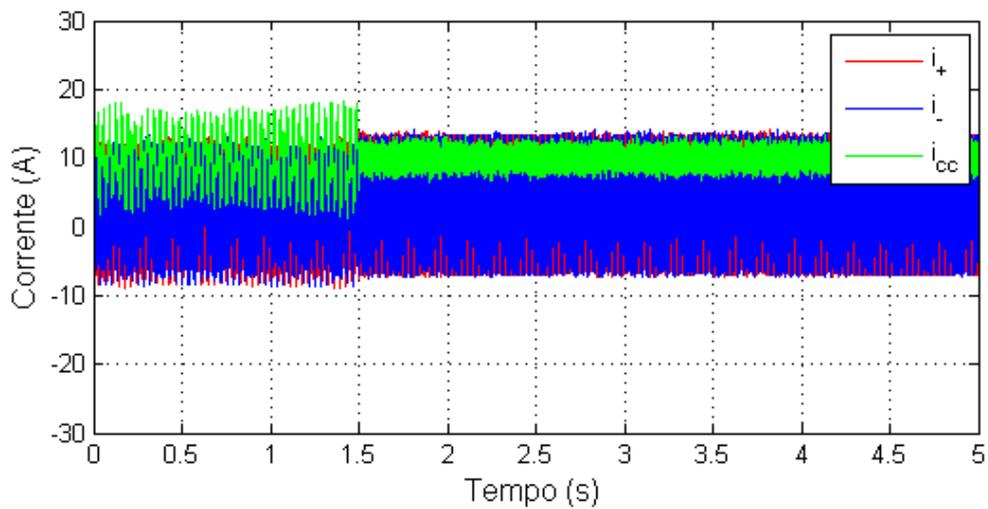


Figura 4.13 Correntes nos braços superior e inferior da perna ‘a’ do CMM e corrente CC.

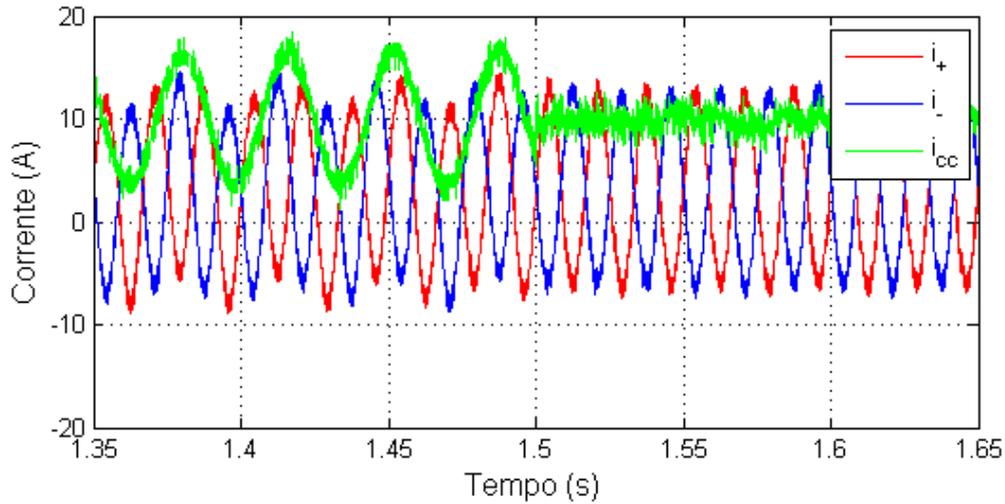


Figura 4.14 Detalhe nas correntes dos braços superior e inferior da perna ‘a’ do CMM e na corrente CC.

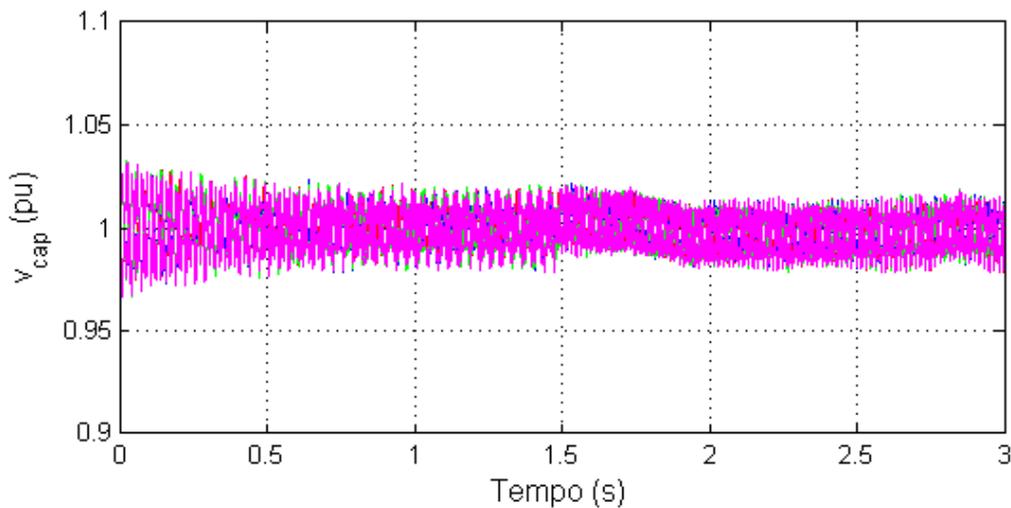


Figura 4.15 Tensões dos capacitores dos braços superior e inferior da perna ‘a’ do CMM.

Analisando, ainda, as Figura 4.13, 4.14 e 4.15, verificou-se que a corrente circulante possui significativa influência no aumento do *ripple* das tensões nos capacitores, bem como, provoca assimetria nas correntes de braço através de sua componente de segundo harmônico, conforme mencionado no Capítulo 2. É possível perceber, ainda, que sem o controle da corrente circulante a corrente CC apresenta uma componente oscilante em 30 Hz, que também é refletida para as correntes nos braços. Não foram encontrados na literatura relatos sobre as possíveis causas desse fenômeno, sendo necessárias futuras investigações mais aprofundadas para determiná-las.

Todos os resultados obtidos e analisados acima comprovam o bom funcionamento da estratégia de controle adotada neste trabalho.

4.4 Simulação para testes na bancada experimental

Nesta subseção são mostrados os resultados de simulação considerando o sistema a ser testado experimentalmente. No Capítulo 5, esses resultados serão comparados aos obtidos nos testes experimentais, a fim de validar a simulação a partir da bancada experimental. Os testes em bancada experimental foram realizados usando somente uma perna do CMM. Dessa forma, foi possível verificar o funcionamento da estrutura do *hardware*, que é análoga para as outras duas pernas. Ainda, como o circuito possui apenas uma fase, não foi habilitado o laço de controle que minimiza as componentes de corrente circulante.

Para realizar estes testes com uma única perna do CMM, foi utilizado um circuito de alimentação externa, a fim de alimentar o capacitor de cada submódulo com sua tensão nominal. Cada um dos circuitos de alimentação externa usados possui saída isolada individualmente, mantendo estáveis as tensões dos submódulos durante os testes.

Esse circuito de alimentação é composto de um transformador isolador monofásico que alimenta o capacitor do submódulo através de um circuito retificador de onda completa em ponte a diodos. Um esquema desse circuito é mostrado na Figura 4.16.

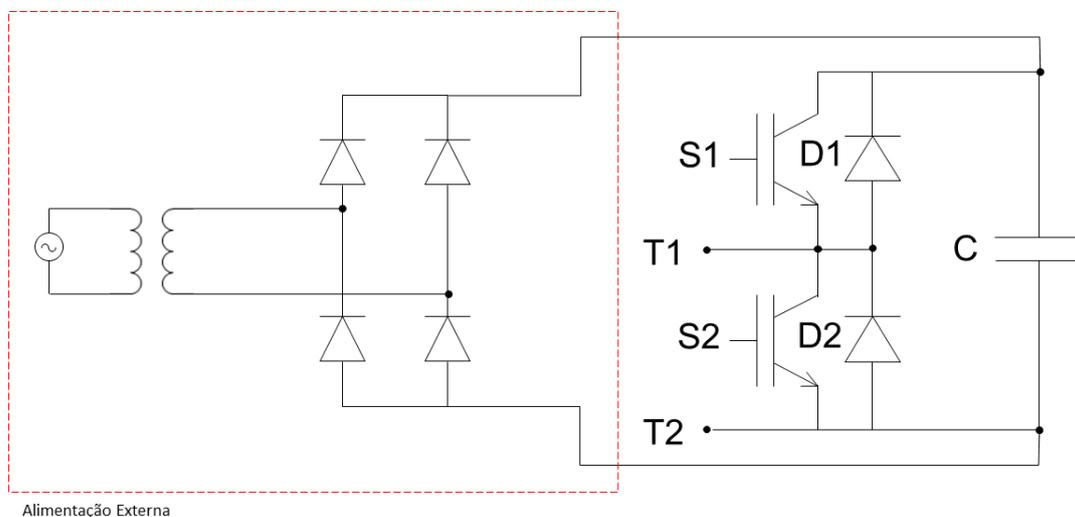


Figura 4.16 Circuito de alimentação externa referente a um submódulo.

Assim, o teste do algoritmo de controle para a corrente CA, e do balanceamento das tensões dos capacitores, é realizado considerando o sistema monofásico com carga passiva. O indutor de braço usado foi de 5 mH, e suporta uma corrente de até 5 A_{rms}. Esse indutor possui uma resistência interna, r_{arm} , de 4 Ω. Para a carga passiva foram usados dois resistores de potência de 5 Ω em série, totalizando uma carga de 10 Ω. Para determinar as condições de operação, foram consideradas as limitações dos componentes usados no teste. Assim, a referência de corrente adotada foi de 8 A de pico, ou aproximadamente 5,6 A eficazes, limitada tanto pelo indutor de braço usado, quanto pelo resistor de potência; e a tensão nominal adotada para cada capacitor foi de 50 V. Dessa forma, a referência de potência entregue à carga equivalente foi de 320 W. Para gerar a tensão de referência da carga foram usados dois capacitores em *split* ligados no elo CC com valor $C_{ext} = 1000 \mu\text{F}$, conforme usado no protótipo experimental. O esquema completo da simulação realizada encontra-se na Figura 4.17.

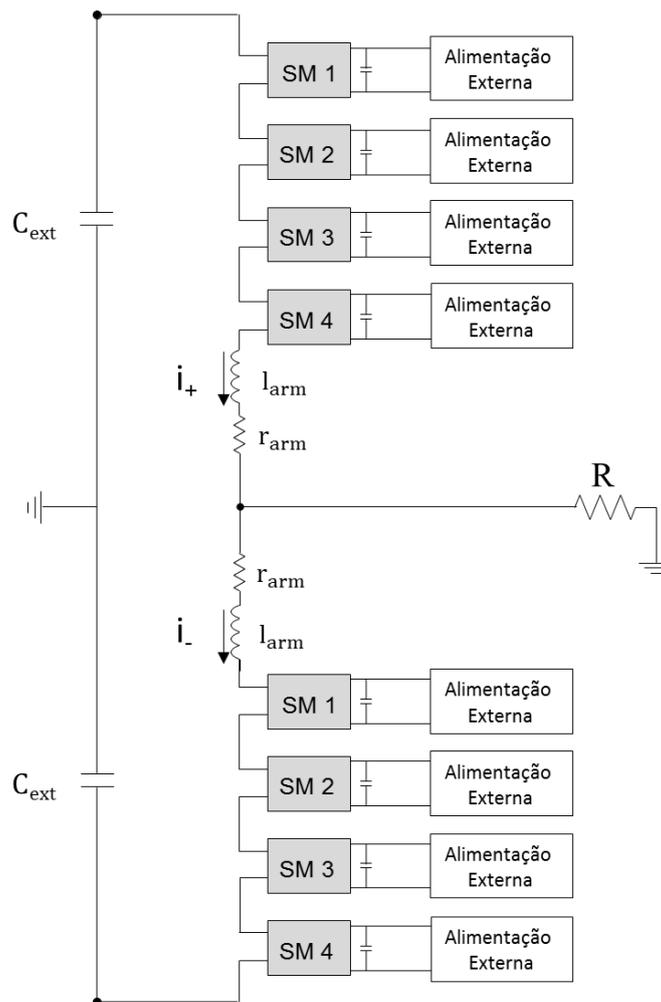


Figura 4.17 Circuito simulado para teste em bancada experimental.

Além disso, o circuito de medição de corrente usado na bancada experimental possui um filtro passa-baixas, que acrescenta uma defasagem de $10,8^\circ$ ao sinal medido, na frequência de 60 Hz. Essa defasagem foi compensada internamente no algoritmo de controle.

A seguir, são mostrados os resultados obtidos através da simulação deste sistema.

Na Figura 4.18 é mostrada a corrente no lado CA do CMM monofásico, e verificou-se que ela acompanha a referência corretamente. O fenômeno que ocorre nos picos da corrente na carga são provenientes dos limites para $N_{p_{on}}$ e $N_{n_{on}}$, que só podem assumir valores inteiros de 0 a N_{sm} . Ou seja, o algoritmo atinge os valores limites, 0 ou N_{sm} , e mantém $N_{p_{on}}$ e $N_{n_{on}}$ fixos nesses valores., mantendo fixa, também, a configuração das chaves do CMM. Esse fenômeno é análogo à sobremodulação que pode ocorrer quando usadas técnicas de PWM.

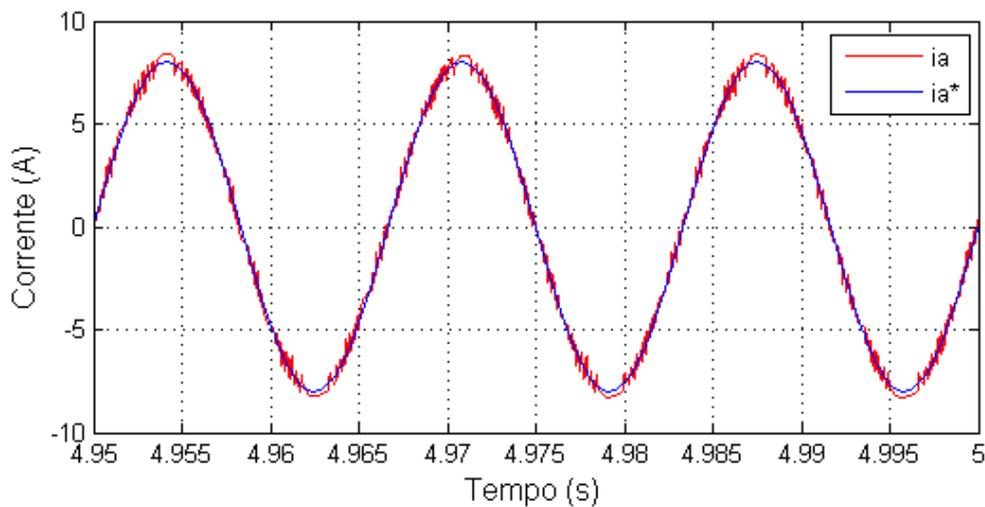


Figura 4.18 Corrente no sistema CMM-carga passiva.

Na Figura 4.19 são mostradas as tensões nos capacitores de ambos os braços superior e inferior do CMM monofásico.

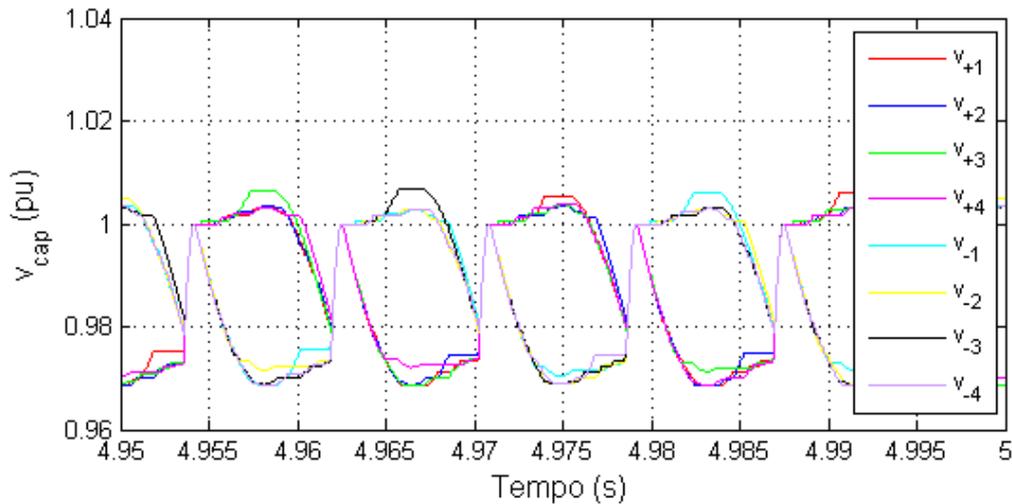


Figura 4.19 Tensões dos capacitores dos braços superior e inferior do CMM monofásico.

Por fim, na Figura 4.20 encontram-se as correntes de ambos os braços superior e inferior do CMM monofásico e a da carga, mostrando que a corrente na carga e a no braço superior estão em fase um com a outra, e ambas estão em contrafase com a corrente no braço inferior.

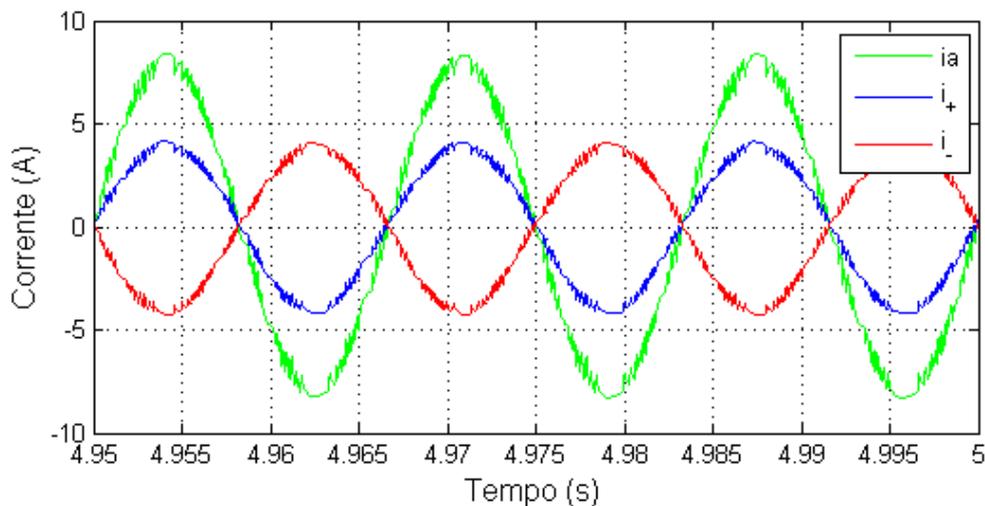


Figura 4.20 Correntes nos braços superior e inferior do CMM monofásico.

4.5 Conclusões Parciais

Neste capítulo foram apresentadas e discutidas algumas considerações importantes acerca das simulações realizadas. Além disso, foram apresentados os critérios usados no dimensionamento do modelo da rede usado neste projeto. Por fim,

foram apresentados os resultados obtidos através da simulação tanto do sistema CMM ligado à rede para o CMM trifásico, quanto para o circuito monofásico usado nos testes em bancada experimental.

Capítulo 5

Resultados Experimentais

Este capítulo se inicia com a abordagem de algumas considerações importantes acerca da bancada de teste experimental utilizada e dos procedimentos realizados. Em seguida, são apresentados os resultados dos testes feitos. Vale ressaltar que foi usada a interface do ambiente integrado CCS para escrever, carregar e monitorar a execução dos códigos no DSP.

5.1 Considerações sobre a bancada experimental

O protótipo usado para fazer os testes experimentais está sendo desenvolvido em parceria com as empresas GE (*General Electric*) e Neo Ally. Ele é constituído por submódulos cuja configuração é em ponte completa, porém os testes feitos consideraram a configuração em meia ponte, mantendo constantes os pulsos de chaveamento enviados para o segundo ramo da estrutura, conforme explicado no Capítulo 2.

As medições do CMM monofásico necessárias para o controle são resumidas a seguir:

- Tensão no capacitor de cada submódulo, totalizando 8 medições para o CMM monofásico;
- Correntes em cada braço do CMM, totalizando 2 medições para o CMM monofásico;

Assim, para o CMM monofásico são necessárias 10 medições. Entretanto, como para etapas futuras esse protótipo será expandido para a configuração trifásica, a quantidade de canais de entrada para medição de sinais analógicos precisaria ser da ordem de 40 canais, pois além de considerar as medidas relacionadas acima para cada

perna, também seria necessário medir as tensões da rede. Entretanto, os dispositivos comumente encontrados no mercado para controle de inversores não costumam ter essa quantidade de entradas analógicas. Além disso, a grande quantidade de componentes no arranjo físico deste protótipo dificultaria o roteamento dos sinais analógicos desde os sensores até as entradas analógicas do microcontrolador, resultando em maior susceptibilidade à captação de ruídos.

A solução encontrada foi utilizar conversores A/D com saída em SPI (*Serial Peripheral Interface*), ou seja, que realizam a transmissão dos sinais digitais com protocolos seriais de alta velocidade, no caso o SPI, para possibilitar taxas de amostragem mais elevadas. O dispositivo usado foi o ADC128S102 da Texas Instruments, que possui oito canais e, portanto, foi usado para medir todas as tensões dos capacitores de uma perna. Outras informações relevantes deste dispositivo são a sua capacidade de operar com *clock* de até 16 MHz, e que ele não possui isolamento entre os canais, por isso o sensor de tensão precisa ser isolado. As demais medidas são feitas usando os próprios conversores A/D existentes no microcontrolador.

Outra peculiaridade não só do CMM, mas dos conversores multiníveis, é a elevada quantidade de chaves que eles possuem, resultando em uma também elevada quantidade de pulsos de chaveamento a serem enviados pelo microcontrolador. Para o caso do CMM trifásico em ponte completa com $N_{sm} = 4$, mesmo considerando seu funcionamento na configuração meia ponte, seriam necessários 96 pulsos de chaveamento, um para cada uma das quatro chaves de cada submódulo. Contudo, não existem no mercado microcontroladores com essa quantidade total de saídas digitais complementares e com tempo morto para comando de conversores. A solução encontrada foi usar, associado ao microcontrolador, circuitos externos que implementassem a lógica digital adicional requerida para o chaveamento. Dessa forma, são enviados dois pulsos de chaveamento para cada submódulo, um para cada ramo, além de um sinal de bloqueio único para todas as chaves do conversor. Para o CMM monofásico em teste são usados um total de 17 sinais digitais para $N_{sm} = 4$. Os circuitos externos realizam as funções de:

- Proteção contra acionamento simultâneo das chaves de cada meia ponte;
- Geração do pulso de chaveamento complementar e inserção de tempo morto nas respectivas comutações;
- Bloqueio simultâneo de todas as chaves do conversor;

- Acionamento contínuo de chaves individuais.

Com relação à rotina de testes realizada, antes de testar a configuração monofásica do CMM, foram feitos alguns procedimentos listados a seguir:

- Teste do conversor A/D com saída em SPI ADC128S102 da Texas Instruments já usando o CCS;
- Teste referente ao chaveamento dos submódulos (intertravamento, tempo morto);
- Teste de medição das tensões dos capacitores usando o ADC128S102;
- Teste de medição das correntes CA com CMM alimentando carga passiva (já durante o teste do CMM monofásico);
- Teste de proteção de sobretensão CC e sobrecorrente CA.

Para o teste do circuito na configuração monofásica (uma perna do CMM) foi montado um circuito de alimentação com saída isolada para cada um dos oito submódulos, a fim de manter estáveis as tensões dos submódulos durante os testes, e evitar a necessidade de um sistema de controle para equalização das mesmas, conforme explicado no Capítulo 4.

A seguir são mostrados os circuitos, equipamentos e componentes que compõem este *hardware*.

5.2 Circuitos, componentes e equipamentos utilizados

A estrutura completa do *hardware* do protótipo do CMM monofásico usado nos testes experimentais encontra-se ilustrada na Figura 5.1. Nesta subseção é feita uma descrição geral desta estrutura, e no Apêndice A encontra-se uma descrição mais detalhada de seus subcircuitos.

Analisando a Figura 5.1 é possível identificar que a estrutura do CMM é composta de quatro circuitos diferentes: placa de circuito impresso (PCI) de cada submódulo, circuito de interface para os pulsos de chaveamento, circuito de interface com o submódulo e circuito de medição e conversão dos sinais.

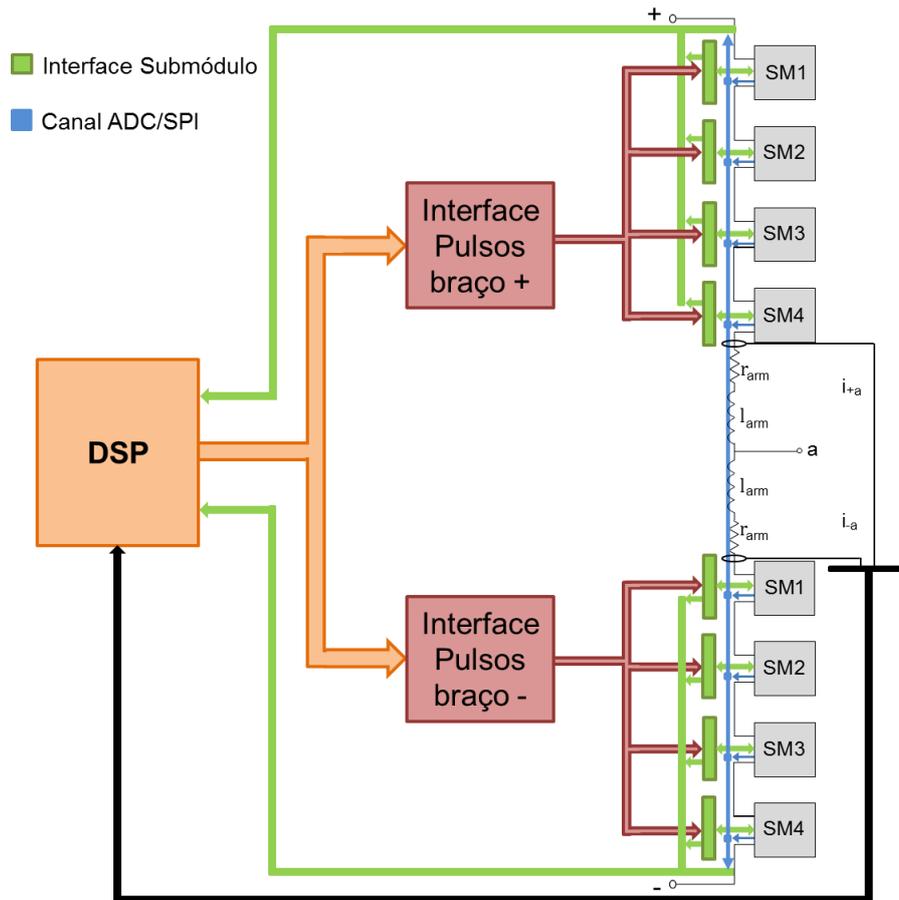


Figura 5.1 Diagrama da montagem do protótipo do CMM trifásico.

A PCI referente a um submódulo é composta da topologia em ponte completa de um submódulo, dos circuitos de alimentação para os *drivers* e do circuito responsável pela medição da tensão do capacitor. Para o CMM usado neste trabalho cujo $N_{sm} = 4$, uma perna é formada por 8 PCIs deste tipo.

O circuito de interface com os submódulos tem a função de compatibilizar os níveis dos sinais lógicos, realizar a proteção contra sobretensão CC no capacitor de cada submódulo, e sinalizar a ocorrência de erros. Um circuito deste tipo é utilizado para cada submódulo.

O circuito de interface para os pulsos de chaveamento é responsável por gerar o sinal complementar da segunda chave de um mesmo ramo do submódulo em ponte completa. Além disso, ele também possui a função de habilitar ou desabilitar o envio dos pulsos de chaveamento, a partir do comando enviado pelo DSP. Um circuito deste tipo é usado para cada braço do CMM.

Por fim, no circuito de medição utiliza-se uma placa A/D com saída em SPI, que possui 8 canais de medição, para conversão das tensões dos 8 submódulos do CMM

monofásico. Enquanto que, para as demais medições, as conversões são feitas usando os próprios canais A/D existentes no DSP.

5.2.1 Implementação do algoritmo de balanceamento das tensões no DSP

Para implementar no DSP o algoritmo mostrado na Figura 3.5 e as respectivas otimizações, o código foi estruturado conforme o fluxograma apresentado na Figura 5.2. Nesta figura pode-se observar que foram unidos os dois *loops* resultantes da instrução condicional **if** que identifica se ΔN_{on} é positivo ou negativo. Essa junção foi feita usando duas variáveis $S_{on/off} = \{1, 0\}$ que indica se deseja-se habilitar ou não o submódulo, e $\delta = \{1, -1\}$ que indica se a variação do número de submódulos a serem ligados foi positiva ou negativa, ressaltando que somente será modificado um submódulo por vez, até que a variação desejada seja satisfeita, através de um laço **while**.

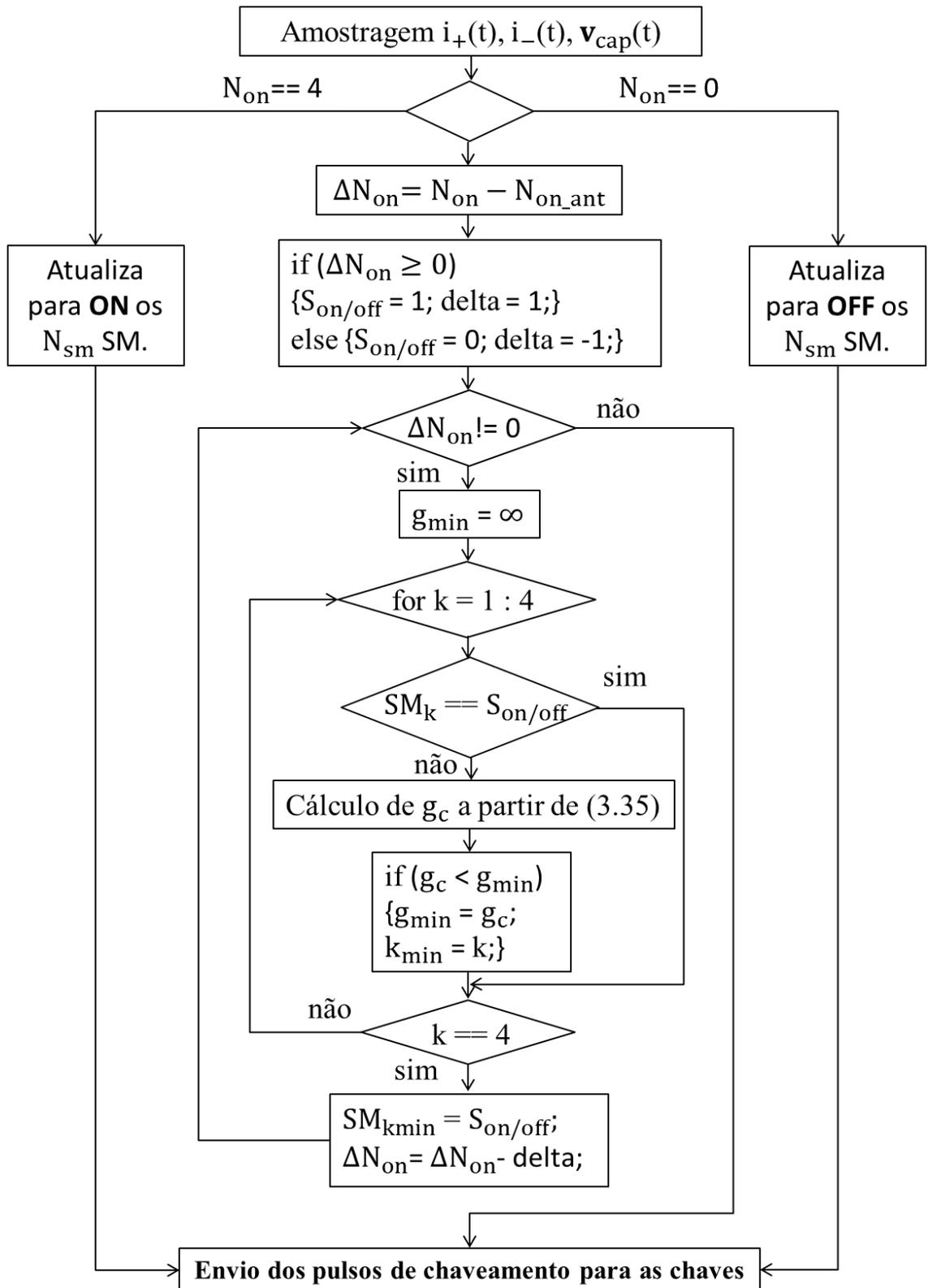


Figura 5.2 Algoritmo de Balanceamento das Tensões dos Capacitores com frequência de chaveamento reduzida e otimizado.

5.3 Circuito Monofásico

Os testes realizados com o circuito monofásico do CMM tiveram como base as simulações apresentadas no Capítulo 4. Conforme mencionado anteriormente, para realizar estes testes foi utilizado um circuito de alimentação externa, a fim de manter estáveis as tensões dos capacitores, evitando a necessidade de implementar um controle para equalizá-las. E os testes foram feitos considerando uma carga puramente resistiva.

Ainda, vale mencionar novamente que a referência de corrente adotada foi de 8 A de pico, e a tensão nominal de cada submódulo usada foi de 50 V. A carga foi obtida através da associação série de dois resistores de potência de 5 Ω , formando uma carga equivalente de 10 Ω . Para gerar a referência de terra desta carga foram usados dois capacitores em *split* ligados no elo CC, cujos valores são $C_{exp} = 1000 \mu\text{F}$. Na Figura 5.3 encontra-se um diagrama deste circuito de teste, e na Figura 5.4 o protótipo da perna do CMM usado nos testes.

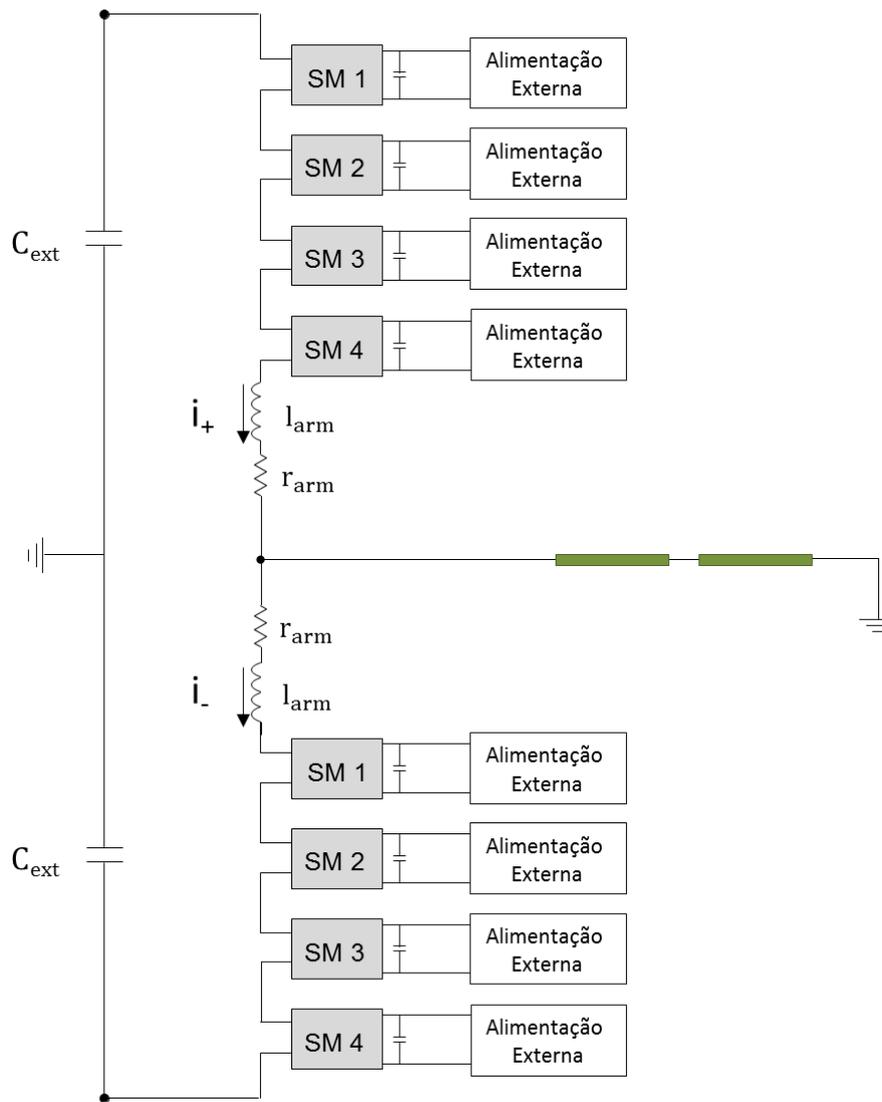


Figura 5.3 Diagrama do circuito de teste.

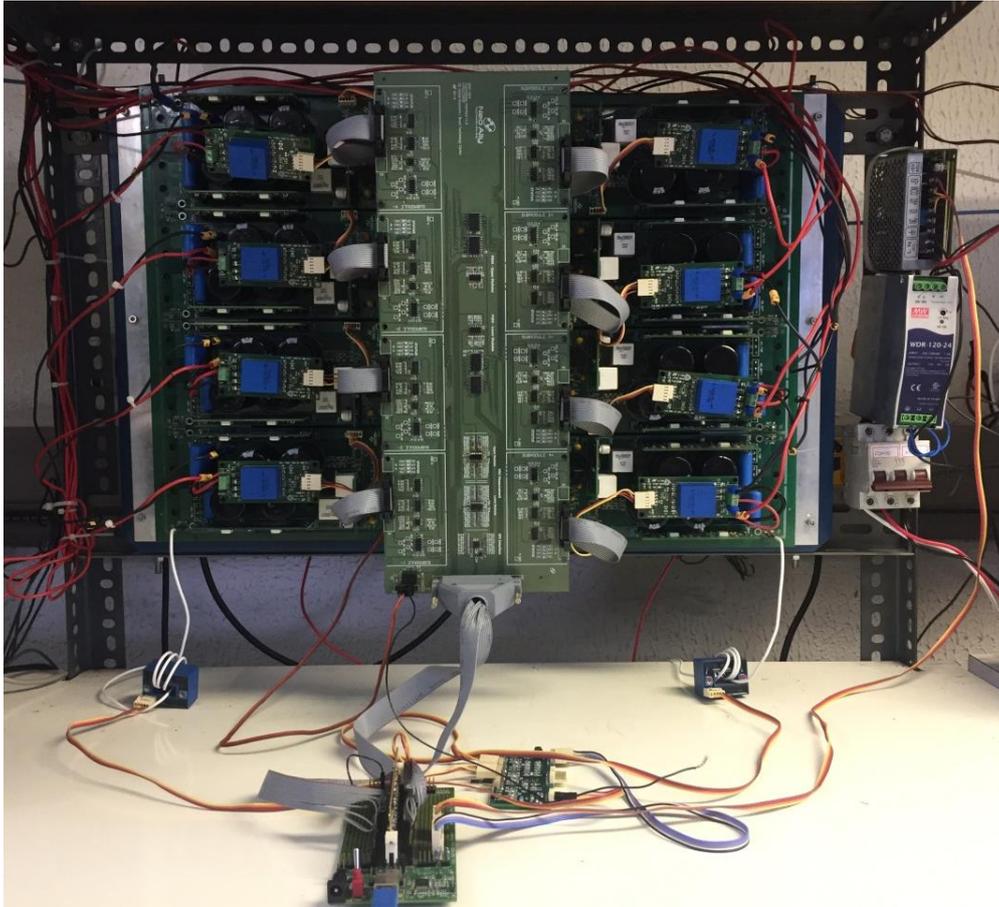


Figura 5.4 Protótipo experimental referente a uma perna do CMM.

Vale ressaltar que os capacitores foram pré-carregados antes de iniciar o chaveamento. Além disso, foi usado o algoritmo de balanceamento dos capacitores para selecionar as chaves as serem habilitadas ou desabilitadas, mesmo com a alimentação externa mantendo a tensão nominal deles. A seguir são mostrados os resultados obtidos através do experimento.

Na Figura 5.5 encontra-se a tensão v_{+a} sintetizada no braço superior do CMM, e a partir dela verificam-se os cinco níveis de tensão esperados de um CMM com $N_{sm} = 4$. Além disso, os valores de tensão estão de acordo com a especificação de 50 V de tensão nominal para cada submódulo, totalizando um máximo de 200 V produzidos em um braço do CMM.

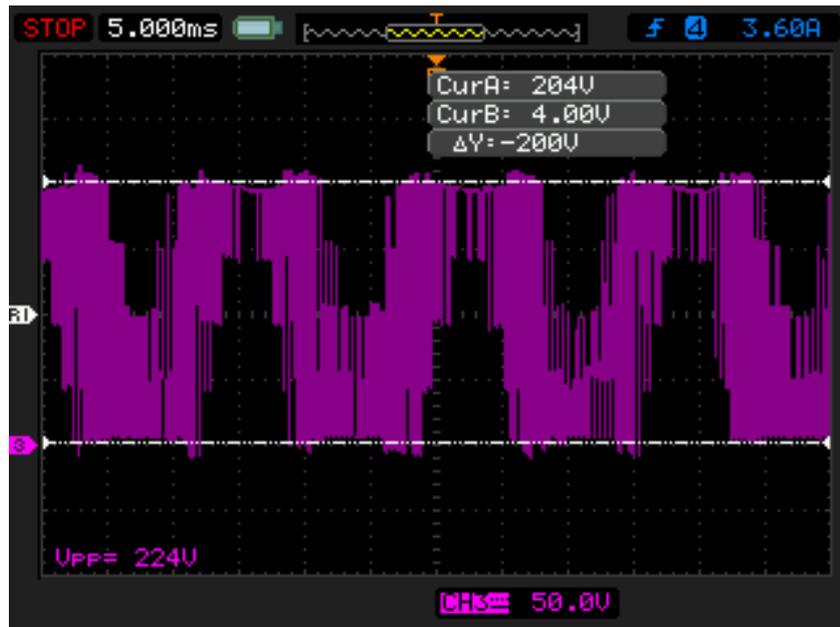


Figura 5.5 Tensão de saída do CMM com $N_{sm} = 4$ e $V_{cap} = 50$ V.

Na Figura 5.6 encontram-se as correntes nos braços superior (em ciano) e inferior (em amarelo); e na Figura 5.7 é também mostrada a corrente na carga (em azul). Analisando ambas as figuras, é possível observar que a corrente no braço superior está em fase com a corrente na carga, e a corrente no braço inferior está em contrafase com elas, conforme esperado e mostrado nos resultados de simulação do Capítulo 4. Além disso, os valores de pico das correntes de braço estão em torno de 4 A, e o valor de pico da corrente na carga está em torno de 8 A, conforme também esperado.

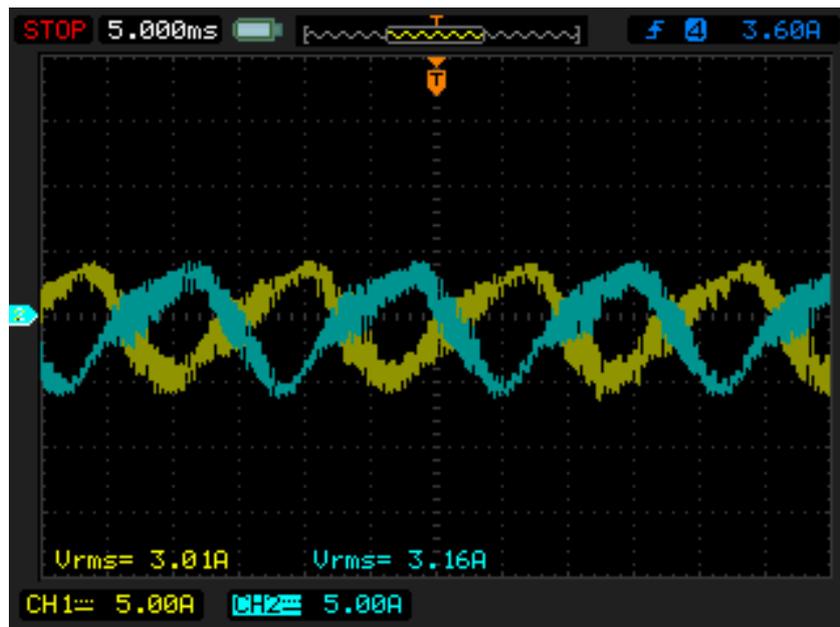


Figura 5.6 Correntes internas do CMM: braço superior na cor ciano e braço inferior na cor amarela.

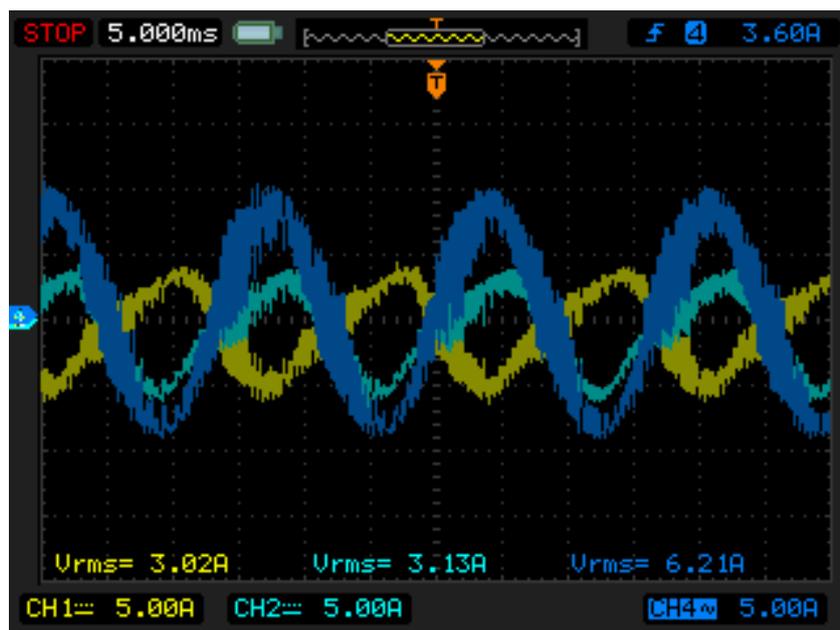


Figura 5.7 Correntes do CMM: braço superior na cor ciano, braço inferior na cor amarela e carga na cor azul.

Na Figura 5.8 são mostradas a tensão de saída do CMM, que é a própria tensão na carga, e a corrente na carga. Nesta figura encontra-se a sobreposição de ambas as medidas, feita usando o ajuste fino do osciloscópio. Assim, foi possível verificar que a relação entre elas está de acordo com o valor da carga resistiva usado de 10Ω .

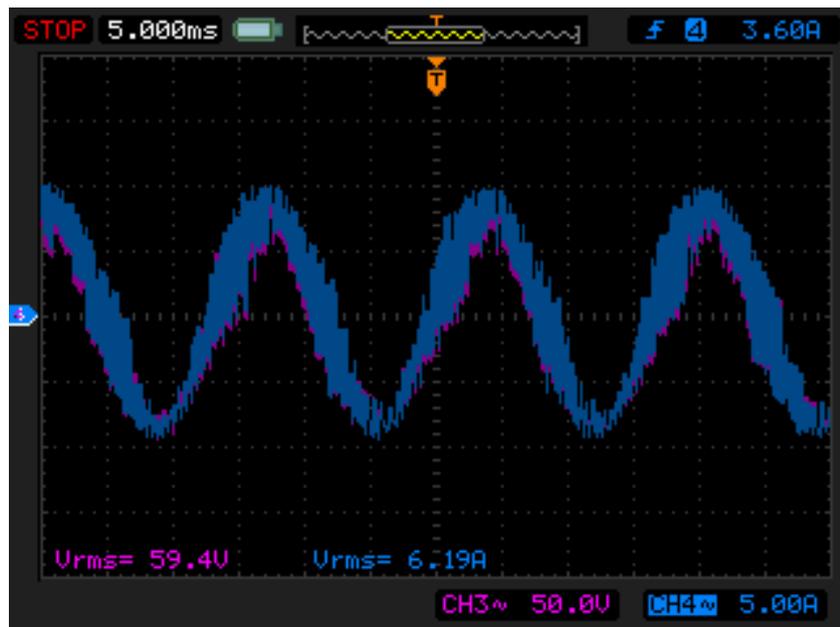


Figura 5.8 Sobreposição com ajuste fino da tensão e da corrente na carga resistiva.

Ainda analisando a Figura 5.8, é possível perceber que a corrente e a tensão na carga estão em fase, e possuem a mesma forma de onda, a menos de uma constante. Esse comportamento está de acordo com o esperado, uma vez que a carga usada foi puramente resistiva.

Na Figura 5.9 encontra-se a medição da tensão no capacitor de um dos oito submódulos da perna do CMM, no caso o quarto submódulo do braço superior. A partir dela é possível verificar que a tensão está, de fato, em torno do valor nominal.

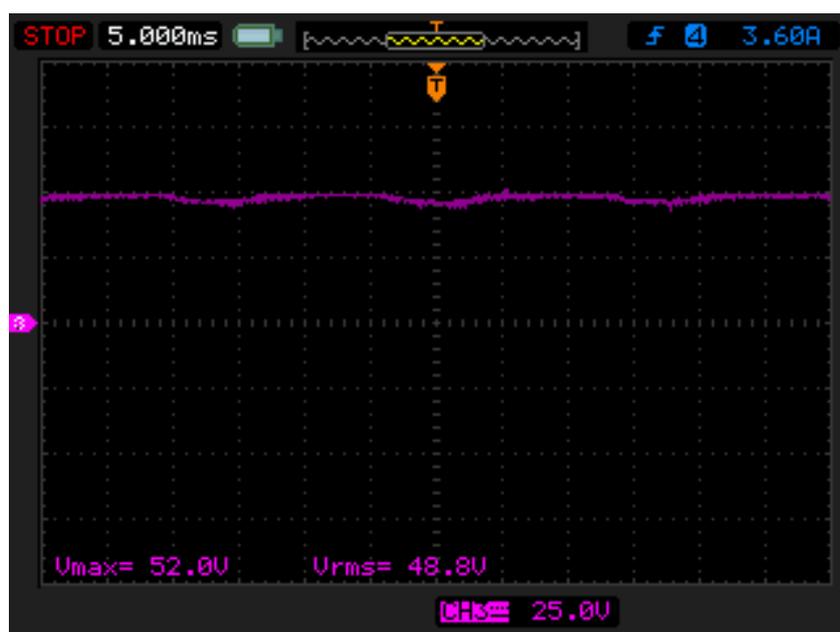


Figura 5.9 Tensão do capacitor do submódulo 4 do braço superior.

Na Figura 5.10, é mostrado apenas o *ripple* neste capacitor, que ficou em torno de 2,4 V, ou seja, 4,8% do valor de tensão nominal. Este resultado está coerente com o obtido na simulação, e está dentro da faixa especificada de 5 %.



Figura 5.10 *Ripple* da tensão do capacitor do submódulo 4 do braço superior.

Vale ressaltar ainda que o tempo médio de execução deste algoritmo foi em média de 37 μs , considerando que em geral o $\Delta N_{\text{sm}} = 1$. Mas, para o pior caso em que $\Delta N_{\text{sm}} = 3$, o tempo de execução sobe para 42 μs , ainda dentro do limite do período de amostragem de 50 μs . Entretanto, mais da metade desse tempo de execução, aproximadamente 25 μs , são usados para fazer a aquisição das medidas de tensão dos capacitores, portanto mais da metade do tempo usado. Dessa forma, para implementar o controle do circuito trifásico usando somente um DSP, será necessário fazer uma rotina de interrupção somente para essa aquisição de sinais.

5.4 Conclusões Parciais

Neste capítulo foram abordadas inicialmente algumas considerações importantes acerca da bancada de teste experimental utilizada e dos procedimentos realizados. Foram apresentados os circuitos, os componentes e os equipamentos usados no protótipo, bem como a estrutura de *hardware* completa utilizada. Em seguida, foram apresentados e discutidos os resultados dos testes com o circuito monofásico do CMM

realizados até a finalização deste trabalho. Ainda, conforme mencionado anteriormente, foi usada a interface do CCS para escrever todos os códigos referentes ao controle do CMM, à inicialização dos periféricos, à aquisição dos sinais medidos, tanto através do protocolo SPI, quanto através dos conversores A/D do próprio microcontrolador, e ao envio dos sinais de saída do DSP; bem como para carregá-los no próprio DSP.

Capítulo 6

Conclusão

6.1 Conclusões do Trabalho

O presente trabalho teve como objetivo principal analisar o comportamento do CMM quando utilizada a estratégia de controle preditivo MPC, considerando um número reduzido de estados a serem testados, para regulação da corrente sintetizada no lado CA do conversor, e minimização das componentes de correntes circulantes. Foi desenvolvido, também, um algoritmo para efetuar o balanceamento das tensões dos capacitores com base nos conceitos do MPC, e também considerando um conjunto reduzido de estados a serem testados. Com relação a este algoritmo, foi mostrado que a formulação abordada juntamente com as simplificações realizadas, resultaram em um algoritmo de ordenamento. O desempenho desejado e eficiência dessas estratégias de controle e balanceamento foram comprovados por meio das simulações realizadas no *software* PSIM, e dos testes experimentais realizados com o protótipo monofásico do CMM.

Este trabalho também apresentou metodologias para dimensionamento do capacitor presente no submódulo e do indutor de braço. Este dimensionamento é fundamental para o bom desempenho do CMM, uma vez que esses componentes interferem diretamente do *ripple* dos capacitores, e nas componentes de corrente circulante, conforme mostrado no Capítulo 2. Além disso, foi mostrada a estrutura do *hardware* usado para construir o protótipo laboratorial referente a uma perna do CMM, e os circuitos de medição e condicionamento dos sinais usados no controle.

Analisando os resultados de simulação com o CMM trifásico, observou-se uma oscilação significativa na corrente CC, que somente é controlada por meio das correntes circulantes. Portanto, é importante que esse controle seja sempre ativo para o sistema com CMM trifásico. Além disso, vale ressaltar que a estratégia utilizada no algoritmo de balanceamento das tensões dos capacitores, que considera a variação do número de submódulos, não é apropriada para sistemas onde se queira injetar tensão CC.

Analisando os resultados experimentais foi possível verificar que o índice de distorção harmônica total pode não ser satisfatório para determinadas aplicações. Entretanto, vale ressaltar que nenhum filtro foi usado na saída do conversor, além da distorção poder ser reduzida com o aumento do número de submódulos.

Além disso, observou-se que o tempo necessário para fazer as aquisições das medidas de tensão nos capacitores usando conversor AD com saída em SPI foi de 25 μ s. Para quantidades elevadas de submódulos, esse tempo pode aumentar excessivamente, tornando necessária a aplicação de outros métodos para a medição de tensão dos respectivos capacitores.

6.2 Trabalhos Futuros

Neste trabalho foi feito o teste experimental em um protótipo monofásico do CMM conectado a uma carga passiva, e com os capacitores alimentados por um circuito externo durante todo o experimento. Dessa forma, uma das propostas de trabalho futuro seria realizar o teste com o protótipo trifásico do CMM, ainda em processo de montagem, primeiramente em carga passiva, seguido do teste conectado à rede elétrica.

Além disso, pretende-se migrar o controle e a aquisição e tratamento de sinais feitos no DSP 28335 da Texas Instruments para a plataforma FPGA, que se apresenta mais rápida e eficiente devido, principalmente, à sua capacidade de executar diferentes algoritmos de forma paralela. Dessa forma, espera-se poder reduzir significativamente o tempo de execução, que para o DSP ficou entre 37 μ s e 42 μ s.

Referências Bibliográficas

AKAGI, H. “Classification, terminology, and application of the modular multilevel cascade converter (MMCC)”. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 26, n. 11, pp. 3119-3130, 2011.

AKAGI, H.; WATANABE, E.; AREDES, M. **Instantaneous power theory and applications to power conditioning**. John Wiley & Sons, Inc., I. of Electrical and E. Engineers, 2007.

ALAJMI, B.; AHMED, K.; ADAM, G.; *et al.* “Modular multilevel inverter with maximum power point tracking for grid connected photovoltaic application”. In: **Industrial Electronics (ISIE), 2011 IEEE International Symposium on**, 27-30 June 2011.

ANTONOPOULOS, A.; ÄNGQUIST, L.; NEE, H-P. “On dynamics and voltage control of the modular multilevel converter”. In: **Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09, 13th European Conference on**, pp. 1-10, 8-10 Sept. 2009.

ANTONOPOULOS, A.; ILVES, K.; ÄNGQUIST, L.; *et al.* “On interaction between internal converter dynamics and current control of high-performance high-power ac motor drives with modular multilevel converters”. In: **Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE**, pp. 4293–4298, 12-16 Sept. 2010.

CARR, J.; DAS, D.; LI, J.; *et al.* “Modular multilevel converter for direct MVDC connection of offshore wind farms”. In: **Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2015 IEEE**, 20-24 Sept. 2015.

CARRARA, G.; GARDELLA, S.; MARCHESONI, M. “A new multilevel PWM method: a theoretical analysis”. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 7, n. 3, pp. 497-505, 1992.

CAVALIERE, C. **Análise de STATCOM operando em sistemas desbalanceados**. Dissertação M.Sc, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, Julho 2001.

CORTÉS, P.; KOURO, S.; ROCCA, B.; *et al.* “Guidelines for weighting factors design in model predictive control of power converters and drive”. In: **Industrial Technology, 2009. ICIT 2009. IEEE International Conference on**, pp. 1-7, 10-13 February 2009.

CRISPINO, L. **Desempenho de controladores para conversores fonte de tensão trifásicos conectados à rede elétrica**. Projeto de Graduação, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2014.

CRISPINO, L.; ROLIM, L. “Model Predictive Control of a Modular Multilevel Converter with simplified capacitor voltage balancing”. **XXI Congresso Brasileiro de Automática (CBA 2016)-Brasil**, Vitória, Espírito Santo, 3-7 Outubro 2016.

_____. “Model Predictive Control of a Modular Multilevel Converter combined with sorting methods”. In: **Industry Applications (INDUSCON), 2016 12th IEEE/IAS International Conference on**, Curitiba, Paraná, 20-23 November 2016.

DAVIES, M.; DOMMASCHK, M.; DORN, J.; *et al.* “HVDC PLUS - Basics and Principle of Operation”. **Technical article SIEMENS**, 2009.

DEBNATH, S.; QIN, J.; BAHRANI, B.; *et al.* “Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: a review”. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 30, n. 1, pp. 37-53, January 2015.

FALAH, G. **Design, modeling and control of modular multilevel converter based HVDC systems**. North Carolina State University, 2015.

GEMMELL, B.; DORN, J.; RETZMANN, D.; *et al.* “Prospects of multilevel VSC technologies for power transmission”. In: **Transmission and Distribution Conference and Exposition, 2008. T&D. IEEE/PES**, 21-24 April 2008.

GONG, Z.; DAI, P.; YUAN, X.; *et al.* “Design and experimental evaluation of fast model predictive control for modular multilevel converters”. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 63, n. 6, pp. 3845-3856, June 2016.

GUAN, M.; XU, Z.; CHEN, H. “Control and modulation strategies for modular multilevel converter based HVDC system”. In: **IECON 2011-37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society**, pp. 849-854, November 2011.

GUPTA, A.; KHAMBADKONE, A. “A general space vector PWM algorithm for multilevel inverters, including operation in overmodulation range”. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 22, n. 2, pp. 517-526, March 2007.

HAGIWARA, M.; AKAGI, H. “PWM control and experiment of modular multilevel converters”. In: **Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE**, pp. 154-161, 15-19 June 2008.

HAGIWARA, M.; NISHIMURA, K.; AKAGI, H. “A modular multilevel PWM inverter for medium-voltage motor drives”. In: **Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE**, 20-24 Sept. 2009.

ITO, M. **Planejamento de sistemas de distribuição: metodologia e aplicativo**. Projeto Final de Graduação, Universidade de Brasília, Brasília, 2007.

KONSTANTINOU, G.; CIOBOTARU, M.; AGELIDIS, V. “Selective harmonic elimination pulse-width modulation of modular multilevel converters”. In: **IET Power Electronics**, 6, n. 1, pp. 96-107, January 2013.

LEBRE, J. **Transmissão em corrente contínua com conversor multinível modular em ponte semicompleta**. Dissertação M.Sc, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, Abril 2014.

LEBRE, J.; DIAS, R.; WATANABE, E. “POD-PWM applied to circulating current control in HVDC-MMC based system”. In: **Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), 2015 IEEE 13th Brazilian. IEEE 2015**, pp. 1-5, 29 November – 2 December 2015.

LESNICAR, A.; MARQUARDT, R. “An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range”. **PowerTech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna**, 3, 23-26 June 2003.

LIGHT. **RECON – MT – Até 34,5 kV – Regulamentação para o Fornecimento de Energia Elétrica a Consumidores Atendidos em Média Tensão**. 2005.

LIMA, L. **Conversor multinível modular: modelo analítico e controle de corrente circulante**. Dissertação M.Sc, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, Agosto 2016.

MEI, J.; XIAO, B.; SHEN, K.; *et al.* “Modular Multilevel Inverter with New Modulation Method and Its Application to Photovoltaic Grid-Connected Generator”. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 28, n. 11, pp. 5063-5073, November 2013.

MOON, J.; GWON, J.; PARK, J.; *et al.* “Model predictive control with a reduced number of considered states in a modular multilevel converter for HVDC system”. **IEEE Transactions on Power Delivery**, 30, n. 2, pp. 608-617, April 2015.

MOON, J.; KIM, C.; PARK, J.; *et al.* “Circulating current control in MMC under the unbalanced voltage”. **IEEE Transactions on Power Delivery**, 28, n. 3, pp. 1952-1959, July 2013.

NAKAMURA, R. **Instalação de capacitores de potência em redes poluídas por harmônicos e com baixa potência de curto-circuito**. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, Minas Gerais, Maio, 2011.

NOGUEIRA, M.; BARRETO JR, J. “Análise técnico-econômica do uso de reatores para limitação do nível de curto-circuito trifásico no sistema distribuidor 13,8 kV da LIGHT”. 1999. Disponível em: <http://www.administradores.com.br/producao-academica/analise-tecnico-economica-do-uso-de-reatores-para-limitacao-do-nivel-de-curto-circuito-no-sistema-distribuidor/377/>. Último acesso em: Janeiro 2017.

PAUCAR, B. **Sistema HVDC baseado em conversores multinível modulares**. Tese D.Sc, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, Março 2014.

QIN, J.; SAEEDIFARD, M. “Predictive control of a modular multilevel converter for a back-to-back HVDC system”. **IEEE Transactions on Power Delivery**, 27, n. 3, pp. 1538-1547, July 2012.

_____. “Predictive control of a three-phase DC-AC modular multilevel converter”. In: **Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE**, 15-20 Sept. 2012.

RAJASEKAR, S.; GUPTA, R. “Solar photovoltaic power conversion using modular multilevel converter”. In: **Engineering and Systems (SCES), 2012 Students Conference on**, 16-18 March 2012.

RODRIGUEZ, J.; CORTES, P. **Predictive control of power converters and electrical drives**. Wiley-IEEE Press, 2012.

RODRIGUEZ, J.; PONTT, J.; SILVA, C.; *et al.* “Predictive current control of a voltage source inverter.” **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 54, n. 1, pp. 495-503, February 2007.

SAEEDIFARD, M.; IRAVANI, R. “Dynamic performance of a modular multilevel back-to-back HVDC system”. **IEEE Transactions on Power Delivery**, 25, n. 4, pp. 2903-2912, October 2010.

SCHMIDT, H. **Reconfiguração de redes de distribuição através de programação não-linear inteira mista**. Tese (Livre Docência), Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo – SP, 2005.

SOUSA, G.; HELDWEIN, M. “Modular multilevel converter control strategy for future DC subsea electric transmission and distribution systems”. In: **Power Electronics Conference (COBEP), 2013 Brazilian**, 27-31 Oct. 2013.

THE, A.; BÖCKER, J.; DIECKERHOFF, S. “Energy storage and circulating currents in the modular multilevel converter”. In: **Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE**, 15-20 Sept. 2012.

TOLBERT, L.; PENG, F.; HABETLER, T. “Multilevel converters for large electric drives”. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 35, n. 1, pp. 36-44, January/February 1999.

TU, Q.; XU, Z.; HUANG, H.; *et al.* “Parameter design principle of the arm inductor in modular multilevel converter based HVDC”. In: **Power System Technology (POWERCON), 2010 International Conference on**, 24-28 Oct. 2010.

TU, Q.; XU, Z.; XU, L. “Reduced Switching-Frequency Modulation and Circulating Current Suppression for Modular Multilevel Converters”. **IEEE Transactions on Power Delivery**, 26, n. 3, pp. 2009-2017, July 2011.

VAZQUEZ, S.; RODRIGUEZ, J.; RIVERA, M.; *et al.* “Model predictive control for power converters and drives: advances and trends”. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2016.

ZYGMANOWSKI, M.; GRZESIK, B.; NALEPA, R. “Capacitance and inductance selection of the modular multilevel converter”. In: **Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on**, 2-6 Sept. 2013.

Apêndice A

Montagem Experimental

Neste Apêndice são descritos de maneira mais detalhada os circuitos, equipamentos e componentes usados na montagem experimental, cuja configuração trifásica é ilustrada na Figura 5.1.

A.1 Submódulo

A estrutura da PCI de cada submódulo é ilustrada pela Figura A.1, e seus componentes são abordados na sequência.

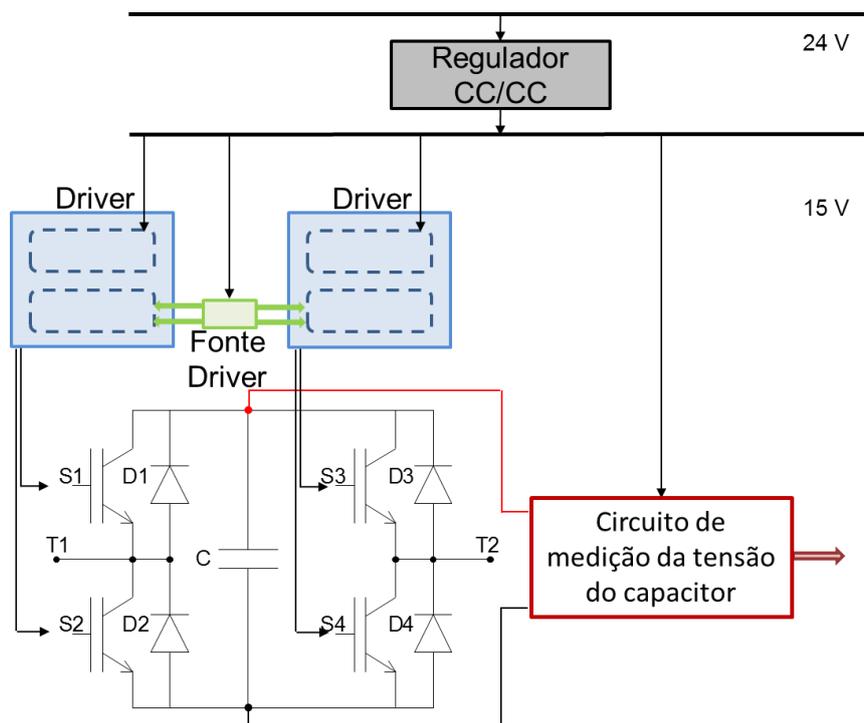


Figura A.1 Esquema ilustrativo da placa de submódulo.

A.1.1 Capacitor

No Capítulo 2 foi mostrado o desenvolvimento para o cálculo do valor de capacitância de um submódulo, no caso $6000 \mu\text{F}$, e tensão nominal CC de 125 V.

Para tal, foi adotada uma configuração usando quatro capacitores eletrolíticos em paralelo, de 1500 μF e 200 V, com conexão *snap-in*, ou seja, eles podem ser montados diretamente na placa.

A.1.2 Chave IGBT

A estrutura dos submódulos é em ponte completa, mas neste trabalho foi considerada sua operação como sendo meia ponte. Portanto, foram usadas quatro chaves IGBT com encapsulamento individual (IGBT + Diodo) para cada submódulo. Sabendo que a corrente projetada para cada braço do CMM foi de 13 A_{rms} com nível CC de aproximadamente 3 A, escolheu-se o modelo de chave IGBT IRGP4063DPBF da International Rectifier. Essa chave tem capacidade de condução de corrente contínua de 48 A a 100 °C, e seu superdimensionamento visou garantir maior flexibilidade para o projeto térmico do protótipo.

A.1.3 Driver e Fonte para o Driver

O *driver* usado no protótipo foi o SKHI 20 op da Semikron, que possui isolamento óptico. Dentre as funções que esse *driver* possui pode-se relacionar: proteção para dessaturação e para subtensão, intertravamento e geração de tempo morto configurável por meio de *jumpers*.

A fonte isolada usada foi a especialmente projetada para uso em conjunto com o SKHI 20 op, a SKHI PS3 também da Semikron. São necessárias duas unidades dela, uma para cada ramo da ponte completa, além de um transformador externo.

A.1.4 Regulador CC e Medição da tensão CC

Conforme mostrado na Figura A.1, foi utilizado um barramento principal de 24 V para alimentação dos componentes do CMM. Entretanto, grande parte dos sensores e dos componentes referentes aos circuitos de controle e dos submódulos, não utilizam diretamente esta tensão de 24 V, mas sim tensões mais baixas como 5 V ou 15 V. Dessa forma, fez-se necessária a utilização de reguladores de tensão para converter os 24 V do barramento principal, para a tensão de alimentação dos circuitos desejada. Esta estratégia de usar o barramento principal com tensão mais elevada minimiza problemas como quedas de tensão e ruídos. O regulador usado foi o LM7815, que converte os 24 V em 15 V para alimentação dos circuitos do submódulo vide Figura A.1.

Para medir a tensão CC do capacitor do submódulo utiliza-se o transdutor LV 20-P da LEM USA.

Por fim, na Figura A.2 é mostrada a placa de submódulo montada fisicamente.



Figura A.2 Placa do submódulo.

A.2 Indutor Iarm

O indutor de braço fica fora da placa que possui os circuitos referentes ao submódulo, principalmente devido ao volume que este componente ocupa. Ele foi especificado para ter uma indutância de 5 mH e suportar 13 A_{rms} mais o nível CC de aproximadamente 3,5 A, conforme mencionado no Capítulo 2.

Entretanto, para o teste do circuito monofásico, foram usados indutores de 5 mH, porém capazes de suportar somente 5 A_{rms} , e foi medida uma resistência interna de 4 Ω .

A.3 Interface do submódulo, dos pulsos de chaveamento e conversor A/D

O circuito de interface com o submódulo é responsável por fazer a compatibilização de níveis dos sinais lógicos, a proteção e a sinalização de erros.

O subcircuito responsável pela compatibilização de níveis dos sinais lógicos, realiza a conversão de nível TTL-CMOS de 5 V (ou 3,3 V) para 15 V, que é a alimentação proveniente do regulador existente no submódulo, conforme mencionado em A.1.4. Neste estágio da estrutura de *hardware* os pulsos de chaveamento já são individuais, ou seja, um para cada chave do submódulo.

Já o subcircuito de proteção contra sobretensão CC no capacitor foi feito usando um comparador. Dessa forma, a tensão medida é comparada com uma referência máxima estipulada, e caso ultrapasse esse valor, é gerado um sinal de erro.

Por fim, tanto o sinal de erro de sobretensão, quanto os demais sinais de erro proveniente dos *drivers* são utilizados em um único circuito de sinalização, e o sinal de erro único é enviado ao controlador. Para identificar o erro gerador do sinal, foi usado um *latch* no circuito de sinalização que mantém acesos os LEDs referentes ao erro detectado.

Já o circuito que faz a interface para os pulsos de chaveamento possui duas funções:

- Habilitar ou desabilitar o envio dos pulsos de chaveamento para os submódulos;
- Gerar o sinal complementar da segunda chave de um mesmo ramo do submódulo.

Por fim, com relação à conversão dos sinais analógicos medidos de tensão CC dos capacitores para digital após a medição, os sinais analógicos são condicionados para a faixa de entrada do conversor A/D, no caso 0-5 V para o ADC128S102 usado.

Conforme mencionado na Seção 5.2, na montagem desses circuitos foi usado um circuito de interface de submódulo para cada submódulo, totalizando oito para uma perna do CMM, um circuito de interface para os pulsos de chaveamento por braço, totalizando dois circuitos deste para cada perna do CMM trifásico, e o circuito de conversão A/D com saída em SPI para as tensões dos capacitores, onde uma mesma placa ADC128S102 foi usada para medir as oito tensões de uma mesma perna. Todos esses circuitos referentes a uma perna do CMM foram dispostos em uma única placa, conforme mostrado na Figura A.3.

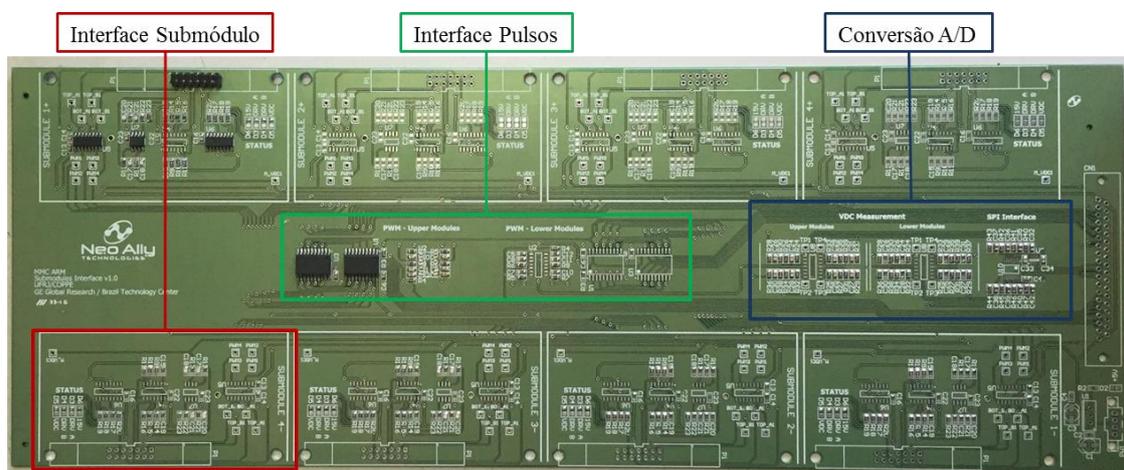


Figura A.3 Placa contendo os circuitos de interface referentes a uma perna do CMM.

A.4 Alimentação externa

O circuito de alimentação externa usado para o teste experimental do CMM monofásico foi montado conforme o circuito mostrado na Figura 4.16. Porém, a fonte de tensão senoidal que alimenta o transformador foi substituída por um variac ligado à rede, vide Figura A.4.

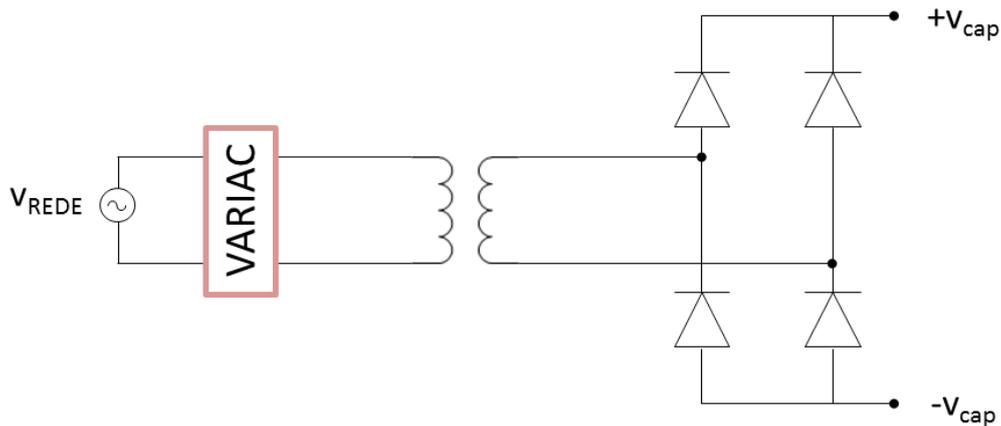


Figura A.4 Ilustração do circuito de alimentação externa usado no teste experimental.

As especificações definidas para o transformador são:

- Potência: 500 VA;
- Frequência: 60 Hz;
- Entrada: 220 V;
- Saída 110 V.

A.5 Mapeamento dos sinais periféricos

O mapeamento dos sinais periféricos usados neste trabalho encontra-se na Tabela A.1.

Tabela A.1 Listagem dos sinais de IOs.

Pulsos de chaveamento	
Perna fase A	GPIO0 – GPIO15
<i>Enable</i> Chaveamento	GPIO62
Periféricos	
SPI – A	GPIO54 – GPIO57
Canais A/D DSP	
i_{+a}	ADCINA0
i_{-a}	ADCINB0