



TRANSMISSÃO EM CORRENTE CONTÍNUA COM CONVERSOR MULTINÍVEL
MODULAR EM PONTE SEMICOMPLETA

José Rafael Batista Lebre Ferreira

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: Edson Hirokazu Watanabe

Rio de Janeiro

Abril de 2014

TRANSMISSÃO EM CORRENTE CONTÍNUA COM CONVERSOR MULTINÍVEL
MODULAR EM PONTE SEMICOMPLETA

José Rafael Batista Lebre Ferreira

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. Edson Hirokazu Watanabe, D. Eng.

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

Prof. José Andrés Santisteban Larrea, D. Sc.

Prof. Sergio Gomes Junior, D. Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

ABRIL DE 2014

Ferreira, José Rafael Batista Lebre

Transmissão em Corrente Contínua com Conversor Multinível Modular em Ponte Semicompleta / José Rafael Batista Lebre Ferreira – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2014.

XIII, 76 p.: il.; 29,7 cm.

Orientador: Edson Hirokazu Watanabe

Dissertação (Mestrado) - UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Elétrica, 2014.

Referencias Bibliográficas: p. 72 – 76

1. CMM. 2. CCAT. 3. Conversores Multinível. 4. Curto-circuito CC. I. Watanabe, Edson Hirokazu. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

Às pessoas que trabalham. Elas movem o mundo.

Agradecimentos

Ao professor Edson Hirokazu Watanabe, pela orientação assídua durante a realização do trabalho.

Aos meus pais, que me ensinaram o valor do trabalho. A todo o resto de minha família pela estrutura que tanto me ajudou desde que nasci e, sem a qual, todo o caminho teria sido mais penoso.

À minha namorada Rayse Thaynare, que desde o início do mestrado esteve comigo.

Aos amigos Agílio Coutinho Netto e Rodrigo Rodrigues Cabral, pela troca de experiências que já vem desde a época da graduação. Ao amigo Oscar Antonio Solano Rueda, pela troca de experiências durante o mestrado.

Aos colegas do Laboratório de Eletrônica de Potência, que estão sempre trocando experiências e conhecimentos pertinentes. Aos colegas dos outros laboratórios da Coppe, que também estiveram presentes durante a realização deste trabalho.

A Capes, pelo apoio financeiro na forma de bolsa de mestrado.

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

TRANSMISSÃO EM CORRENTE CONTÍNUA COM CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR EM PONTE SEMICOMPLETA

José Rafael Batista Lebre Ferreira

Abril/2014

Orientador: Edson Hirokazu Watanabe

Programa: Engenharia Elétrica

Este trabalho descreve um modelo de conversor CMM com submódulos ponte semicompleta e compara o desempenho do mesmo com o típico conversor com submódulos em meia ponte quando submetidos a defeitos na linha CC. Esse estudo é motivado pela tendência atual por investimentos em sistemas de transmissão em corrente contínua multiterminal de alta potência baseados em conversores de tensão que - para serem interligados através de linhas aéreas - necessitam de uma boa e coordenada proteção contra curtos-circuitos. Para mostrar o desempenho da topologia de conversor em estudo, foram feitas análises qualitativas acerca de testes de simulação. Para estes foi utilizado o programa Simulink-Matlab onde foi modelado todo o circuito através de sua interface gráfica. Parte da lógica do sistema de controle foi programada em linguagem C, o que facilitou o tratamento do grande número de variáveis de medição. Através dos testes de simulação verificou-se a capacidade da topologia estudada de bloquear rapidamente correntes de curtos-circuitos extremamente severos na linha de transmissão, o que não pode ser feito com submódulos em meia ponte; que precisam ainda de outros dispositivos de proteção para eliminar esse tipo de problema. O submódulo em ponte semicompleta usa três chaves semicondutoras ao invés de quatro na ponte completa, o que faz esta topologia menos custosa.

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

DIRECT CURRENT TRANSMISSION BASED ON MODULAR MULTILEVEL CONVERTER

José Rafael Batista Lebre Ferreira

April/2014

Advisor: Edson Hirokazu Watanabe

Department: Electrical Engineering

This work describes a Multilevel Modular Converter (MMC) model with semi-fullbridge cells and compare its performance with a typical converter based on choppercells when submitted to DC line short-circuits. This study is motivated by the tendency for investments on multi-terminal high voltage direct current transmission system based on Voltage Sourced Converter. To be connected to overhead lines, this kind of converter must have special protection schemes. To show the used topology's capacity, qualitative analyses were made based on simulation tests using Simulink-Matlab software. Part of the logic system was programmed based on C language, which facilitated the treatment of a huge number of measured variables. Based on short-circuit simulations, it was shown that the MMC based on semi-fullbridge can block DC fault currents almost instantaneously, while choppercells can not, and also need other protection devices to eliminate de fault current. The semi-fullbridge cell has three semiconductors switches instead of four, as in the case of fullbridge cell, which turns this topology less expensive to realize.

Sumário

Capítulo 1	Introdução.....	1
1.1	Histórico dos Sistemas CCAT	1
1.2	Sistema LCC	1
1.3	Sistema VSC	3
1.4	Sistema CMM	4
1.5	Curto-Circuitos em sistemas CCAT.....	6
1.6	Motivações.....	8
1.7	Objetivos.....	9
1.8	Estrutura do Trabalho	9
Capítulo 2	CMM-CCAT.....	11
2.1	Histórico.....	11
2.2	CMM em Dupla Estrela.....	11
2.2.1	Submódulo em Meia Ponte	14
2.2.2	Submódulos em Ponte Completa.....	16
2.3	Métodos de Chaveamento.....	19
2.3.1	Métodos de comparação seno-triângulo	19
2.3.2	Métodos tabelados	22
2.4	Métodos de Controle.....	23
2.4.1	Controle Vetorial Desacoplado	24
2.5	Corrente nos Conversores	30
2.6	Tensão nos Capacitores	32
Capítulo 3	Modelagem do Sistema CMM-CCAT.....	33
3.1	Considerações Sobre o Circuito.....	33
3.2	Elementos do Sistema.....	34
3.2.1	Sistema CA.....	34

3.2.2	Transformadores	34
3.2.3	Rede CC.....	35
3.3	Conversores	35
3.3.1	Submódulo em Meia Ponte	35
3.3.2	Submódulo em Ponte Semicompleta.....	35
3.3.3	Capacitores	36
3.3.4	Blocos de Medição	38
3.3.5	Indutor <i>Buffer</i>	39
3.4	Parâmetros de Controle.....	39
3.5	Programação do Controle do CMM.....	39
3.5.1	Estrutura do Código e Ordenamento das funções	40
3.5.2	Modulação do Sinal	41
3.5.3	Balanceamento dos Capacitores	42
3.6	Sistema em Regime Normal de Operação	43
3.6.1	Teste 1 - Rampa de Potência Ativa e degrau de Potência Reativa	44
3.6.2	Teste 2 – Reversão no Sentido do Fluxo de Potência	50
3.6.3	Teste 3 – Tensão Inicial Diferente nos Capacitores	51
3.6.3.1	Teste 3(a) – Braços com Tensões Diferentes	51
3.6.3.2	Teste 3(b) – Braços com Tensões Iguais.....	52
3.7	Conclusões Parciais dos Testes em Regime Normal de Operação	53
Capítulo 4 Resposta Frente a Curtos-Circuitos		54
4.1	Considerações Sobre os Testes	54
4.2	Métodos de Proteção Contra Curto-Circuito CC	54
4.2.1	CMM em Meia Ponte	54
4.2.2	CMM em Ponte Semicompleta	55
4.3	Programação dos Curtos-Circuitos CC.....	57
4.4	Resultados de Simulação – CMM em Meia Ponte	58

4.5	Resultados de Simulação – CMM em Ponte Semicompleta.....	62
4.6	Conclusões Parciais a Partir dos Resultados Simulados.....	69
Capítulo 5	Conclusão	70
5.1	Conclusões do Trabalho.....	70
5.2	Trabalhos Futuros	70
	Referências Bibliográficas	72

Lista de Siglas

APOD PWM – *Alternative Phase Opposition Disposition PWM*

B1, B2 – Barras dos sistemas CA

CA - Corrente Alternada

CC - Corrente Contínua

CCAT - Corrente Contínua em Alta Tensão

CMM - Conversor Multinível Modular

D1, D2, D3, D4 - diodos dos submódulos

EMTP – *EletroMagnetic Transients Program*

FACTS – *Flexible AC Transmission System*

IGBT - Insulated Gate Bipolar Transistor

LCC - *Line Commutated Converter*

MRTB - *Metalic Return Transfer Breaker*

PD PWM – *Phase Disposition PWM*

PS PWM – *Phase Shifted PWM*

PWM – *Pulse Width Modulation*

S1, S2, S3, S4 - Chaves semicondutoras (IGBT)

SHE PWM - *Selective Harmonic Elimination PWM*

SM – SubMódulo

T1, T2 - Terminais dos submódulos

THD - *Total Harmonic Distortion*

VSC - *Voltage Sourced Converter*

Lista dos Principais Símbolos

C	Capacitância do capacitor do submódulo; Capacitor do submódulo
f	frequência
$f(t)$	função de chaveamento para o capacitor em um dado período
H	constante de inércia do conversor
\tilde{i}_{+a}	Corrente oscilante no braço superior da perna a do conversor
\tilde{i}_{+a}^1	Componente de frequência fundamental da corrente \tilde{i}_{+a}
\tilde{i}_{ah}	Soma das componentes de frequência diferente da fundamental da corrente \tilde{i}_{+a}
i_{+a}	Corrente no braço superior da perna a do conversor
i_{-a}	Corrente no braço inferior da perna a do conversor
i_a^1	Componente de frequência fundamental da corrente i_a
i_{cc}	Corrente na saída do conversor medida no sentido da linha CC
i_d	Corrente instantânea CA no eixo estacionário d medida nas barras CA
i_{dP}^*	Corrente de referência do eixo d para controle de fluxo de potência
$i_{dV_{cc}}^*$	Corrente de referência do eixo d para controle de tensão na linha CC
I_n	Corrente nominal CA
i_q	Corrente instantânea CA no eixo estacionário q medida nas barras CA
i_q^*	Corrente de referência do eixo q para controle da potência imaginária na rede CA
K_i	Constante de ganho integral
K_p	Constante de ganho proporcional
n	Número de submódulos por braço
N	Número de níveis de tensão fase-fase
p	potência real instantânea medida
q	potência imaginária instantânea medida
s	potência aparente instantânea medida
S_n	Potência aparente nominal
t_f	instante de tempo em que a corrente no braço passa por zero com derivada negativa
t_i	instante de tempo em que a corrente no braço passa por zero com derivada positiva

V_{+a1}	Tensão medida nos terminais do submódulo 1 do braço superior da perna "a" do conversor
V_{-a1}	Tensão medida nos terminais do submódulo 1 do braço inferior da perna "a" do conversor
$V_{\text{braço}}$	Soma das tensões em um braço do conversor
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 da linha CC
v_d	Tensão instantânea CA no eixo estacionário d
v_d^*	Tensão de referência do eixo estacionário d
V_n	Tensão nominal CA
v_q	Tensão instantânea CA no eixo estacionário q
v_q^*	Tensão de referência do eixo estacionário q
ω	frequência angular
Z_b	impedância base

Capítulo 1 Introdução

1.1 Histórico dos Sistemas CCAT

A necessidade de transmitir grandes blocos de energia a grandes distâncias induziu os estudos sobre sistemas de corrente contínua. A partir de certas distâncias, o custo de construção de uma linha de transmissão CA trifásica passa a ser maior que o uso de um circuito com dois polos, mesmo tendo em vista os consequentes custos que a eletrônica de potência necessária acarreta.

O primeiro sistema CCAT (Corrente Contínua em Alta Tensão) foi criado durante a segunda guerra mundial, porém devido ao grande conflito, não chegou a entrar em operação. O primeiro sistema operacional teve lugar em Gotland, na Suécia, em 1954 (KIM, *et al.*, 2009).

Ainda em (KIM, *et al.*, 2009), são enumeradas as vantagens de sistemas CCAT sobre os sistemas de transmissão em corrente alternada. Dentre elas, pode-se destacar a flexibilidade que a imunidade a flutuações de ângulo, tensão, frequência e impedância do lado CA proporciona à conexão CC. É interessante também para curtas distâncias, nos casos de conexão de sistemas assíncronos. Além disso, conexões CC são soluções para sistemas de energia renovável, como a solar e a eólica, por sua característica. No caso da solar fotovoltaica, a geração ocorre em corrente contínua. Na geração eólica, é normal a geração em frequência variável e conversão em CC para posterior conversão em CA à frequência constante e sincronizada com a rede.

Para a construção de sistemas CCAT, existem várias topologias de conversores que transformam energia em corrente alternada para corrente contínua. Dentre eles, existem os conversores do tipo fonte de corrente, e os do tipo fonte de tensão. A seguir faz-se uma rápida abordagem sobre as principais semelhanças e diferenças entre essas topologias, destacando vantagens e desvantagens entre eles.

1.2 Sistema LCC

A transmissão em corrente contínua é desenvolvida e utilizada desde meados do século XX, como citado anteriormente, quando os dispositivos semicondutores de alta

potência viabilizaram esse tipo de empreendimento. Desde então, o sistema mais largamente utilizado para tal é baseado em tiristores, com os conversores LCC¹ (*Line Commutated Converter*), que tem esse nome pela característica das chaves utilizadas, que disparam com um sinal quando a polaridade da tensão entre anodo e catodo é positiva, ao passo que corta quando a corrente passa por zero. Portanto, o disparo do tiristor depende da tensão da rede. Isso faz com esse tipo de conversor seja dependente também de redes “fortes” (KIM, *et al.*, 2009).

No Brasil, os maiores exemplos de transmissão em corrente contínua utilizando LCC são as linhas de Itaipu, interligando a usina em Foz do Iguaçu com a estação de Ibiúna, em São Paulo e a linha de transmissão do Projeto do Rio Madeira, que pretende interligar as usinas de Santo Antônio e Jirau, em Porto Velho, à estação de Araraquara, em São Paulo. Ambas são projetadas com bipolos de ± 600 kV e possuem a mesma capacidade de transmissão: 3150 MW, como pode ser encontrado em (DOYLE, *et al.*, 2012) e (ITAIPU, 2014).

A Figura 1 apresenta um diagrama simplificado típico de um sistema baseado em LCC. Para conexão dos Sistemas 1 e 2 são adotados filtros CA em ambos os lados. Estes filtros diminuem em grande parte os harmônicos criados no chaveamento e geram parte da potência reativa consumida pelos conversores. No caso da conexão de dois conversores com transformadores de três enrolamentos, obtêm-se um conversor de 12 pulsos que ajuda provendo mais níveis à tensão CA, reduzindo o conteúdo de harmônicos de baixa ordem.

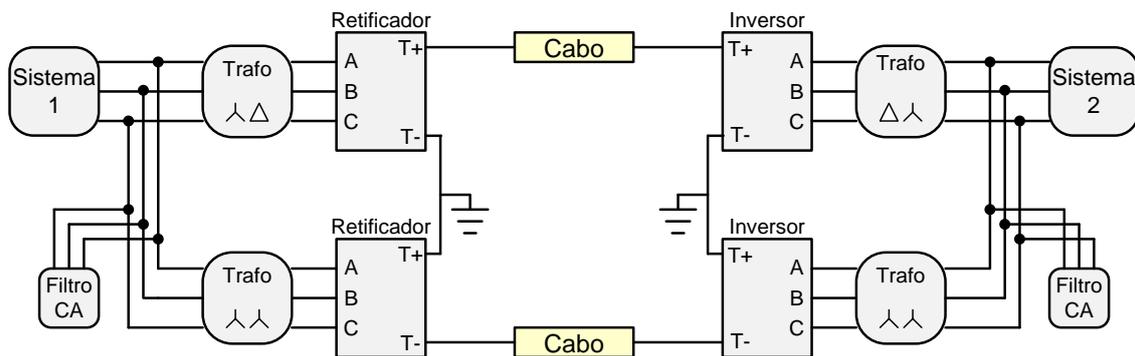


Figura 1 Sistema CCAT com conversores baseados em tiristores.

Uma das principais características do conversor tipo LCC é sua robustez contra falhas na linha de corrente contínua, pelo fato de operar como fonte de corrente com capacidade de rápida interrupção. Além disso, a capacidade de condução de corrente de

¹ A sigla para conversor comutado pela linha é mais usada em inglês (LCC).

tiristores ainda é muito maior do que a de outros tipos de chaves autocomutadas, como os IGBT.

1.3 Sistema VSC

Conversores do tipo fonte de tensão são compostos necessariamente por chaves autocomutadas, como o IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), são chamados VSC² (*Voltage Source Converter*). Quando comparado com o LCC, podem-se citar algumas vantagens e desvantagens (CIGRE, 2005):

- esse tipo de conversor pode atuar em redes fracas, como as de fontes alternativas de energia, ou mesmo em redes sem fontes;
- não há limite mínimo de corrente para o controle;
- em cada extremidade é possível controlar potência reativa de forma independente ao controle da potência ativa transmitida, desde que respeitando os limites do conversor;
- filtros passivos são suficientes para controlar harmônicos do lado CA, que são de ordem maior;
- o espaço ocupado por estações VSC costuma ser menor do que o de estações LCC, pois os filtros para alta frequência são menores.
- as perdas no VSC são maiores que no LCC devido à maior frequência de chaveamento;
- sua capacidade máxima de transmissão é consideravelmente menor.
- Além disso, o conversor tipo fonte de tensão não tem robustez contra curtos-circuitos no lado CC do sistema, dependendo da atuação da proteção CA, pois não existem disjuntores CC viáveis no mercado. Na literatura já são encontrados trabalhos que abordam disjuntores CC (CALLAVIK, *et al.*, 2012).

Nos últimos anos, esse tipo de conversor tem sido largamente utilizado para conectar fontes alternativas à rede de energia. Em (KONSTANTINOUS e AGELIDIS, 2009) é feito um levantamento de vários projetos de CCAT utilizando tecnologia VSC. Dois exemplos são o Gotland CCAT Light, na Suécia, em que são transmitidos 50 MW por 70 km a 80 kV em cada polo, para conectar uma geração eólica ao sistema por meio de cabos submarinos; e o Caprivi Link, na Namíbia, onde 300 MW são transmitidos por uma linha de 970 km a 350 kV para conectar redes fracas por meio de linhas aéreas.

A Figura 2 apresenta os principais componentes de um sistema CCAT utilizando VSC. De forma semelhante ao LCC, o uso de filtros CA é imperativo, com a diferença que neste caso os filtros são para frequências harmônicas várias ordens mais altas que no caso do LCC. De fato, no LCC os filtros são sintonizados normalmente para o 11º e 13º harmônicos e mais um passa-alta. No VSC o filtro é para a frequência de chaveamento, em geral, de 21 vezes a frequência da rede.

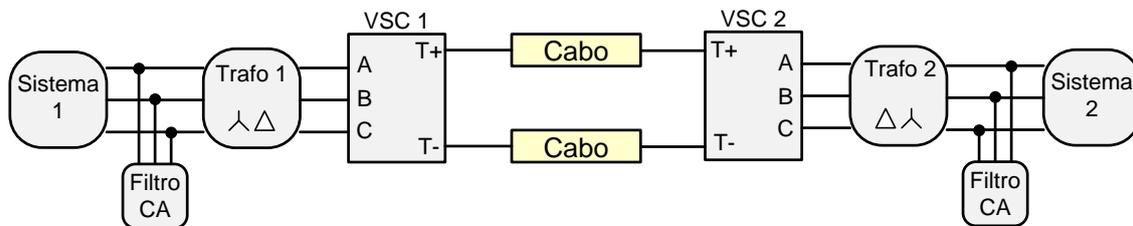


Figura 2 Sistema CCAT com conversores do tipo fonte de tensão.

1.4 Sistema CMM

Em (PENG, *et al.*, 1995), é apresentado o conversor em cascata de submódulos em ponte completa, como ilustrado na Figura 3 com aplicação voltada à instalação em derivação com a rede, como um STATCOM. Em (LESNICAR e MARQUARDT, 2003), nasce o CMM (Conversor Multinível Modular) com submódulos em meia ponte, como mostrado na Figura 4, para ser utilizado em sistemas CCAT. Essa topologia surgiu então para unir as principais vantagens do VSC com a grande capacidade de transmissão de potência do LCC. Somado a isso, a partir de certa quantidade de níveis, verifica-se que o CMM pode operar sem transformador e sem filtros CA. Isto reduz ainda sensivelmente o custo de implantação, aumentando a motivação para os estudos. Com isso, tem-se que as principais vantagens dessa topologia frente ao VSC são (GEMMELL, *et al.*, 2008):

- menor perda por chaveamento;
- tensões com menos conteúdo harmônico e maior capacidade de transmissão;
- Por sua característica modular, a manutenção é mais fácil devido ao uso de submódulos redundantes montados para entrar em operação sempre que um submódulo se danifica.

A principal desvantagem está no elevado custo do conversor com maior quantidade de chaves, apesar da economia com filtros.

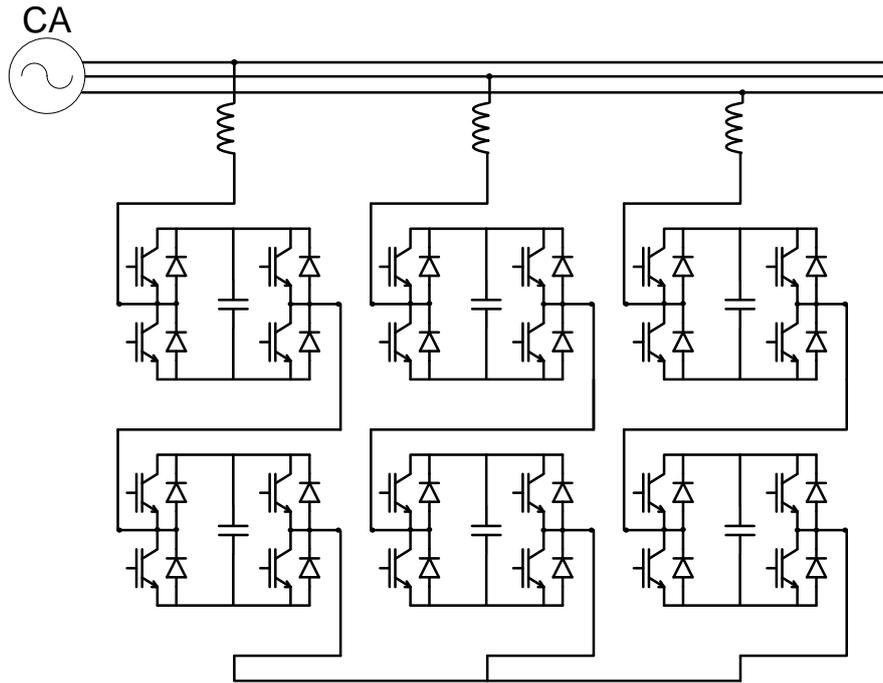


Figura 3 STATCOM com submódulos em ponte completa.

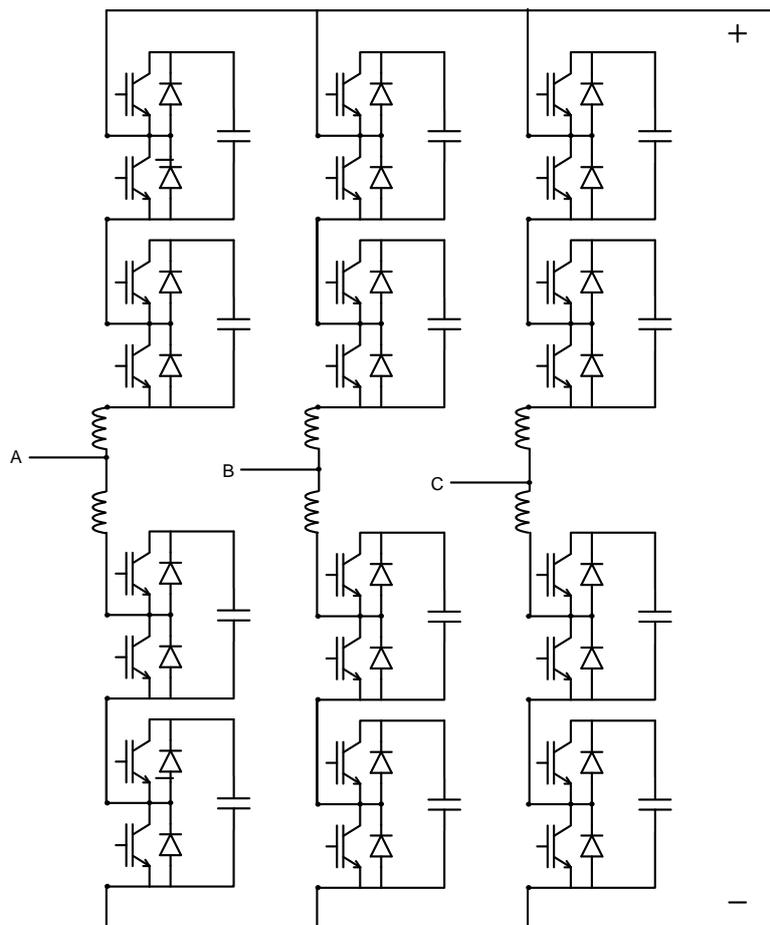


Figura 4 CMM com submódulos em meia ponte.

Com relação ao LCC, pode-se atribuir ao CMM o mesmo conjunto de vantagens que o VSC apresenta em sistemas de transmissão de corrente contínua. Além disso, a potência pode ser maior que em um VSC de 2 ou 3 níveis, entretanto carece, ainda, de aplicações da ordem de mais de 1000 MW para rivalizar em capacidade de transmissão com o LCC. O CMM, também padece do mesmo problema da incapacidade de bloquear curtos-circuitos no lado CC dos conversores do tipo fonte de tensão de 2 ou 3 níveis. Por isto, em muitas das aplicações são utilizados cabos blindados que encarecem a realização do sistema.

No mundo, são poucos os sistemas em funcionamento usando essa topologia. Dentre eles, podem ser citados: o sistema de 400 MW a ± 200 kV transmitidos por cabo submarino de 85 km de Pittsburg até Potrero, em São Francisco, EUA (TEEUWSEN, 2011); um sistema que conecta uma fazenda eólica à rede transmitindo 18 MW a ± 30 kV por 8 km em Shanghai Nanhui, China (JIE, *et al.*, 2012).

A Figura 5 apresenta o diagrama de um sistema MMC sem transformador e sem filtros. A simplicidade do sistema geral contrasta com a complexidade de cada conversor, composto por grande quantidade de submódulos com chaves e capacitores. Tal topologia será detalhada no Capítulo 2.

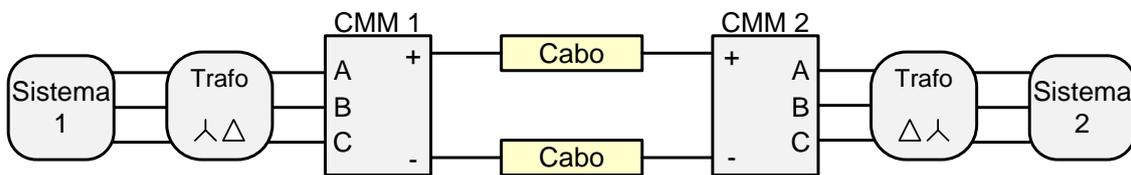


Figura 5 Sistema CCAT-CMM.

1.5 Curtos-Circuitos em sistemas CCAT

Em sistemas CA, as falhas mais comuns que podem acontecer são curtos-circuitos entre fase e terra, entre duas fases, entre duas fases e terra e entre três fases. De modo geral, o sistema de proteção com disjuntores CA atua, desligando a linha e então se espera um tempo de extinção do curto-circuito mais a contagem do tempo morto para religar o sistema (SUNABE, GODA e TANAKA, 2000), (ONS, 2001). O princípio de funcionamento de um disjuntor CA supõe que a corrente tem cruzamento por zero e então é feito o desligamento sem que haja formação de arco voltaico. No caso dos sistemas CC, esse processo não há de funcionar, uma vez que em corrente contínua não há cruzamento por zero em regime permanente de operação. Até a entrega deste

trabalho, não foi desenvolvido um disjuntor eficiente para abertura de correntes de curto-circuito entre polos (tipo mais severo que pode acontecer na linha CC) de sistemas CCAT. Com isso, cada tipo de conversor tem uma maneira de responder no momento em que esse evento ocorre.

No caso de sistemas LCC, quando ocorre um curto-circuito no lado CC, como ilustrado na Figura 6, o sistema de controle reverte o fluxo de energia de modo que a estação retificadora passa ser inversora no intuito de desenergizar o elo e rapidamente eliminar a corrente de curto-circuito.

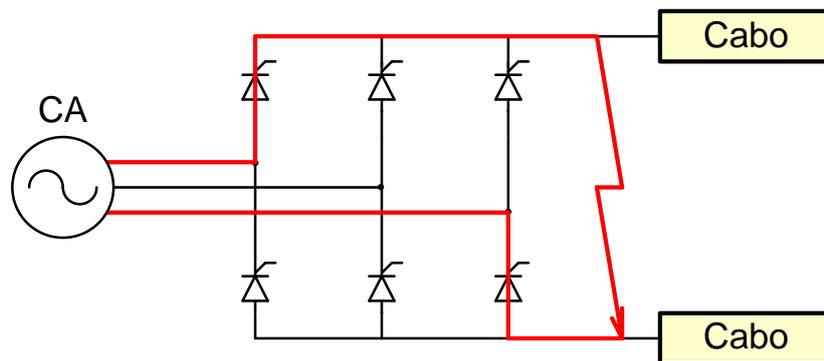


Figura 6 Curto-circuito entre polos aplicado a um LCC.

No caso do VSC, não é possível reverter o fluxo de energia, pois os diodos em antiparalelo com chaves permitem um caminho livre para a corrente de curto-circuito, como é mostrado na Figura 7. Devido a isso, para proteger o sistema contra o defeito é necessária a atuação dos disjuntores CA, que costumam demorar cerca de 100 ms para responder à detecção do curto-circuito, dependendo da classe de tensão do sistema. Assim, existe a necessidade de dimensionar diodos que suportem a corrente de curto-circuito por alguns ciclos sem destruí-los. Após a desconexão do sistema CA, a linha CC se desenergiza e então o curto-circuito entre polos se extingue.

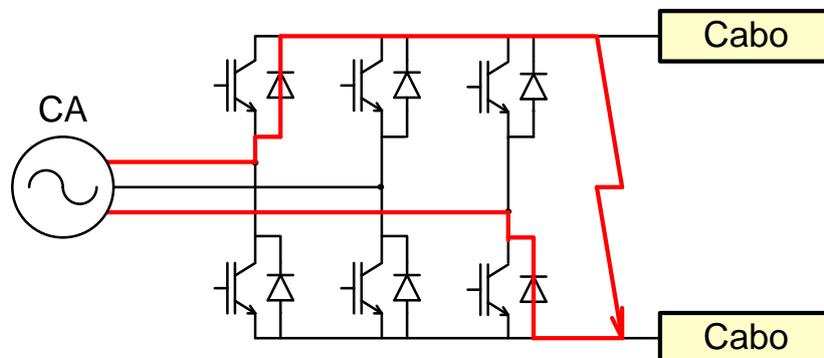


Figura 7 Curto-circuito entre polos aplicado a um VSC.

No caso do CMM com submódulos em meia ponte observa-se comportamento semelhante ao VSC, como mostrado na Figura 8. Sistemas comerciais de CMMs (GEMMELL, *et al.*, 2008) utilizam um tiristor de acionamento ultrarrápido em paralelo com os terminais de cada submódulo para proteger os diodos de potência. Em (LI, *et al.*, 2013) é proposto um método de supressão de defeitos no lado CC com o uso de chaves bidirecionais baseadas em tiristores ultrarrápidos. Essa técnica fecha um curto-circuito entre os braços do conversor, impedindo o sistema CA de alimentar o curto, que decai até que o sistema possa ser novamente energizado.

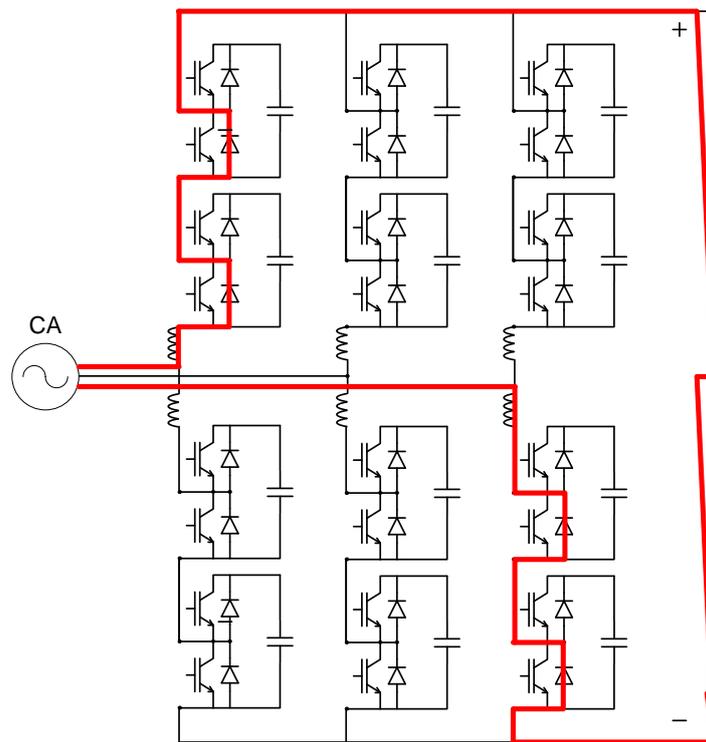


Figura 8 Curto-circuito entre polos aplicado ao CMM.

1.6 Motivações

Nos últimos anos vem ganhando força a ideia do uso de sistemas CCAT multiterminal para sistemas de grande porte (AHMED, *et al.*, 2011). O uso de cabos para interligar estações a grandes distâncias é extremamente alto, quando comparado com o custo do uso de linhas áreas convencionais. Com isso, surge a necessidade de que os sistemas CCAT sejam cada vez mais robustos contra curtos-circuitos e que possuam boa controlabilidade. Sistemas baseados em LCC são robustos contra curto-circuito do lado CC, pois esse conversor é do tipo fonte de corrente.

Nesse contexto, os estudos acerca de sistemas CCAT baseados em CMM e que seja à prova de curtos-circuitos tornou-se tendência. Na literatura recente, podem-se encontrar estudos a respeito em (MARQUARDT, 2010), (SOTO-SANCHEZ e GREEN, 2011) e (ALONSO, *et al.*, 2013).

1.7 Objetivos

Identificado o problema, o presente trabalho propõe estudar as principais topologias existentes de submódulos – em meia ponte e ponte completa - para o CMM, abordando seu princípio de funcionamento e avaliando seu comportamento no que tange o regime normal de operação, e, principalmente, durante a ocorrência curtos-circuitos no lado CC.

Uma nova topologia de submódulo foi desenvolvida com capacidade de eliminação de correntes de curto-circuito no lado CC. Essa nova topologia de submódulo recebeu o nome de Ponte Semicompleta. Sua estrutura possui menos componentes do que a ponte completa, porém com a mesma robustez contra curtos-circuitos CC. Como seu comportamento durante os curtos-circuitos CC é o mesmo do submódulo em ponte completa, os estudos de simulação envolvem apenas a comparação do submódulo em meia ponte e ponte semicompleta.

Para análise do curto-circuito CC foi desenvolvido um sistema de controle do processo de extinção de curtos-circuitos tal que é possível evidenciar as vantagens do uso do conversor baseado em submódulos em ponte semicompleta quando sujeito a curtos-circuitos no lado CC. Tal proposta segue a linha de pensamento de que os conversores do futuro devem ser tão robustos quanto possível contra curtos-circuitos na linha de corrente contínua.

1.8 Estrutura do Trabalho

No Capítulo 2 são apresentados os conceitos que envolvem a realização de um conversor CMM. Para isso são nomeados os componentes que compõem esse tipo conversor, explicando suas funções e modos de operação. O tipo de controle adotado também é abordado neste capítulo, assim como os métodos de chaveamento

disponíveis. Por fim, é analisado o comportamento das correntes nos braços do conversor e sua influência no *ripple* de tensão dos capacitores dos submódulos.

No Capítulo 3 são mostrados os modelos adotados para a simulação, bem como os valores adotados para os circuitos. Aqui também é explicado como funcionam as rotinas programadas para controlar os conversores, balancear a tensão nos capacitores e selecionar os sinais de disparo. Por fim, é apresentado o comportamento do conversor em regime de operação normal, incluindo transitórios de potências real e imaginária.

No Capítulo 4 são detalhados os métodos de proteção adotados no estudo. Depois, são apresentados e discutidos os resultados referentes às simulações de curto-circuito no lado CC do sistema CCAT adotado, comparando os conversores baseados em meia ponte e ponte semicompleta.

O Capítulo 5 reúne as conclusões obtidas por este trabalho e apresenta uma lista de trabalhos futuros.

Capítulo 2 CMM-CCAT

2.1 Histórico

Os inversores multinível surgiram na década de 1980 com os inversores de neutro grampeado por diodo com três níveis (NABAE, TAKAHASHI e AKAGI, 1981). A principal motivação no início foi diminuir a amplitude dos harmônicos para melhorar a eficiência e a qualidade da energia entregue pelo conversor. A partir disso, outras topologias surgiram com esse intuito, os inversores grampeados por capacitores (MEYNARD e FOCH, 1992) e os conversores com submódulos em cascata (PENG, *et al.*, 1995). Finalmente; surgiu a topologia do CMM que tem se tornado alvo de tantos estudos (LESNICAR e MARQUARDT, 2003).

Com relação a outros conversores multiníveis, a topologia com submódulos em cascata apresenta algumas vantagens técnicas quando comparada com os outros tipos de inversores multinível. Uma delas é por se tratar de um sistema dividido em partes iguais, o que facilita a manutenção caso haja necessidade de substituição de algum componente. Além disso, essa característica permite que a manutenção seja feita de forma mais eficiente, pois é possível desligar um submódulo para conserto enquanto o conversor continua operando, o que não é possível nas outras topologias multinível. Para tanto, adicionam-se submódulos redundantes aos braços para que seja mantido o número de submódulos sempre que houver necessidade de manutenção em algum.

Neste capítulo será abordado o princípio de funcionamento dos conversores CMM em meia ponte e em ponte completa. O tema está ordenado da seguinte forma: primeiramente a descrição da estrutura básica dos circuitos é apresentada, enumerando os componentes necessários e suas funções; descrição do submódulo em meia ponte, incluindo uma abordagem sobre os modos de operação em regime permanente; descrição do submódulo em ponte completa, também detalhando os modos de operação em regime permanente e discutindo a redundância dos mesmos; e exemplificação dos principais métodos de chaveamento utilizados para acionar os conversores.

2.2 CMM em Dupla Estrela

O CMM consiste em uma topologia de inversor multinível que serve para transformar corrente contínua em corrente alternada e vice-versa. Os fundamentos do

inversor básico, tanto para sistemas monofásicos como para sistemas trifásicos podem ser encontrados em (MOHAN e UNDELAND, 2007). No CMM não há limite teórico para número de níveis, dependendo nesse caso, da demanda de qualidade de energia, que pode ser mensurada pela distorção harmônica total (THD). Quanto mais níveis e para alta tensão, menor é o THD, e, assim, melhor a qualidade da energia no lado CA.

A Figura 9 apresenta a estrutura geral do conversor CMM trifásico em conexão dupla estrela (HAGIWARA e AKAGI, 2008). Cada perna é composta por um braço superior e outro inferior. Cada braço é composto por um mesmo número de submódulos e um reator chamado de *buffer* na literatura (HAGIWARA e AKAGI, 2008). Este reator serve para limitar picos de corrente nos instantes dos chaveamentos. Observa-se pela disposição do circuito que a soma das tensões em cada perna deve permanecer constante para manter a tensão no elo CC constante. Logo, a equação da malha da perna a pode ser escrita como a seguir:

$$v_{cc} = \sum_i^n v_{+ai} + \sum_i^n v_{-ai} + L \frac{di_{+a}}{dt} + L \frac{di_{-a}}{dt}, \quad (1)$$

onde:

v_{cc} é a tensão medida no elo CC;

v_{+ai} é a tensão nos terminais do submódulo i do braço superior da perna a ;

v_{-ai} é a tensão nos terminais do submódulo i do braço inferior da perna a ;

L é a indutância do *buffer* de cada braço da perna a ;

i_{+a} é a corrente no braço superior da perna a ;

i_{-a} é a corrente no braço inferior da perna a .

A equação (1) pode ser escrita de forma similar para as outras pernas do conversor.

Para que a tensão CA sintetizada na saída tenha valor médio zero; é necessário que metade dos submódulos em uma perna estejam conectados em cada instante. Com isso, a tensão de cada capacitor pode ser definida de forma que um braço inteiramente conectado tenha potencial igual ao do elo CC, assim:

$$V_{cap} = \frac{V_{cc}}{n}, \quad (2)$$

onde n é o número de submódulos por braço;

V_{cc} é a tensão nominal do elo CC;

V_{cap} é a tensão nominal dos capacitores dos submódulos.

Esse resultado evidencia a relação entre o número de submódulos e o número de níveis que podem ser sintetizados na tensão de linha da saída CA do conversor. Para um conversor de N níveis de tensão fase-fase, tem-se que:

$$N = 2n + 1. \quad (3)$$

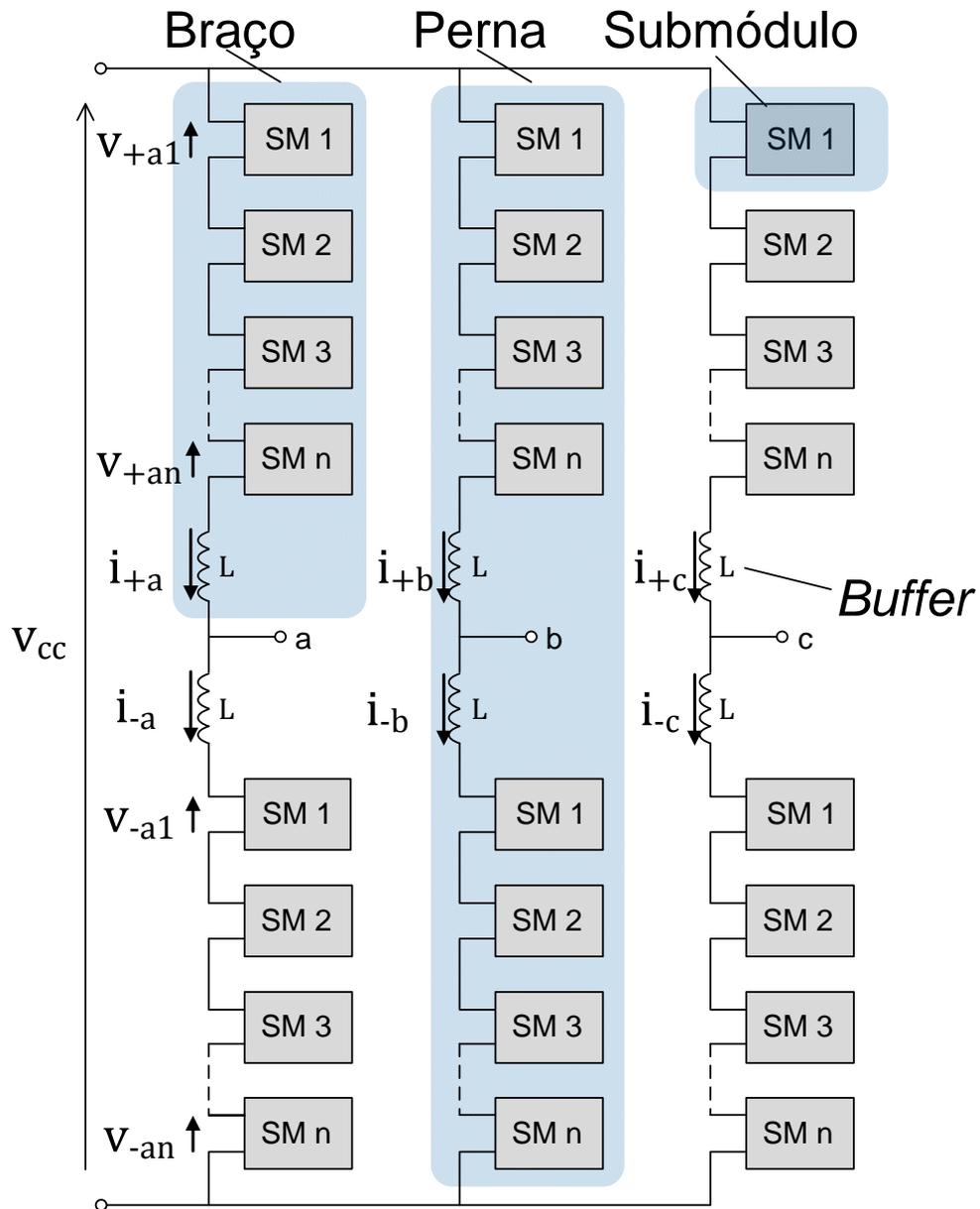


Figura 9 CMM trifásico. (SM = Submódulo).

O reator de *buffer* deve ser dimensionado com um valor que não limite o fluxo de potência nominal, não permita di/dt além dos permitidos pelas chaves e não permita correntes circulando entre as pernas além da capacidade das chaves. Na literatura que aborda os conversores CMM, os reatores de *buffer* aparecem na ordem de poucos

milihenrys (SAEEDIFARD e IRAVANI, 2010) até dezenas de milihenrys (GUAN, XU e CHEN, 2011).

2.2.1 Submódulo em Meia Ponte

Cada submódulo do conversor mais utilizado na prática é formado por um capacitor e duas chaves com diodos em antiparalelo conforme a Figura 10. Com isso, tem-se 2 modos básicos de operação: com S1 conduzindo e S2 cortada, tem-se o capacitor conectado e impondo $+V_{cap}$ entre os terminais T1 e T2. Com S1 cortada e S2 conduzindo, tem-se o *bypass* do submódulo, ou seja, aproximadamente 0V entre T1 e T2. Com S1 e S2 conduzindo ocorre um curto nos terminais do capacitor, portanto esse é um modo proibido de operação que não pode ser adotado. Com ambas as chaves cortadas, o submódulo fica no modo *bypass* em apenas um sentido, como um retificador.

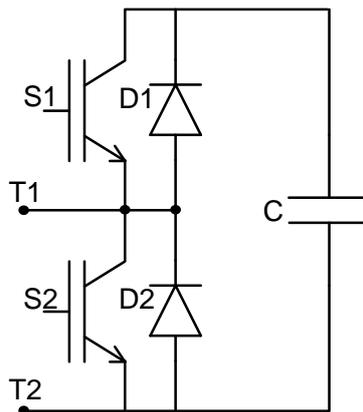


Figura 10 Submódulo em meia ponte.

Para os dois modos de operação descritos, os elementos que conduzem variam em função do sentido da corrente que passa pelo submódulo. A Figura 11 apresenta os modos de operação do submódulo em meia ponte. Para o modo 1, a chave S1 está habilitada, e, quando a corrente entra por T2 e sai por T1 através de S1 e do capacitor, este se descarrega; analogamente, quando a corrente entra por T1, passa por D1 e sai por T2 passando pelo capacitor, este se carrega. Apesar de apenas D1 conduzir neste último caso, é importante que S1 esteja habilitada para evitar que mudanças rápidas no sentido da corrente ou no fluxo de potência provoquem uma tensão reversa muito alta nos diodos, protegendo-os da mesma forma que o diodo o faz quando a chave está conduzindo. O mesmo vale quando no modo 2, em que a chave S2 está habilitada.

Neste modo a corrente não passa pelo capacitor, independentemente de qual elemento estiver conduzindo.

A Tabela 1 resume os estados de operação para esse tipo de submódulo. Um controle que regule a operação de todos os elementos semicondutores a cada período é indispensável para que a tensão no capacitor permaneça balanceada em regime permanente.

Tabela 1 Resumo dos modos de operação do submódulo em meia ponte. Estado “1” – habilitada; estado “0” – desabilitada.

	Estado das chaves		Elemento em condução	$v_{T_1 T_2}$	Variação de carga no Capacitor
	S1	S2			
Modo 1	1	0	S1	v_{cap}	Descarregando
	1	0	D1	v_{cap}	Carregando
Modo 2	0	1	S2	0	Nula
	0	1	D2	0	Nula

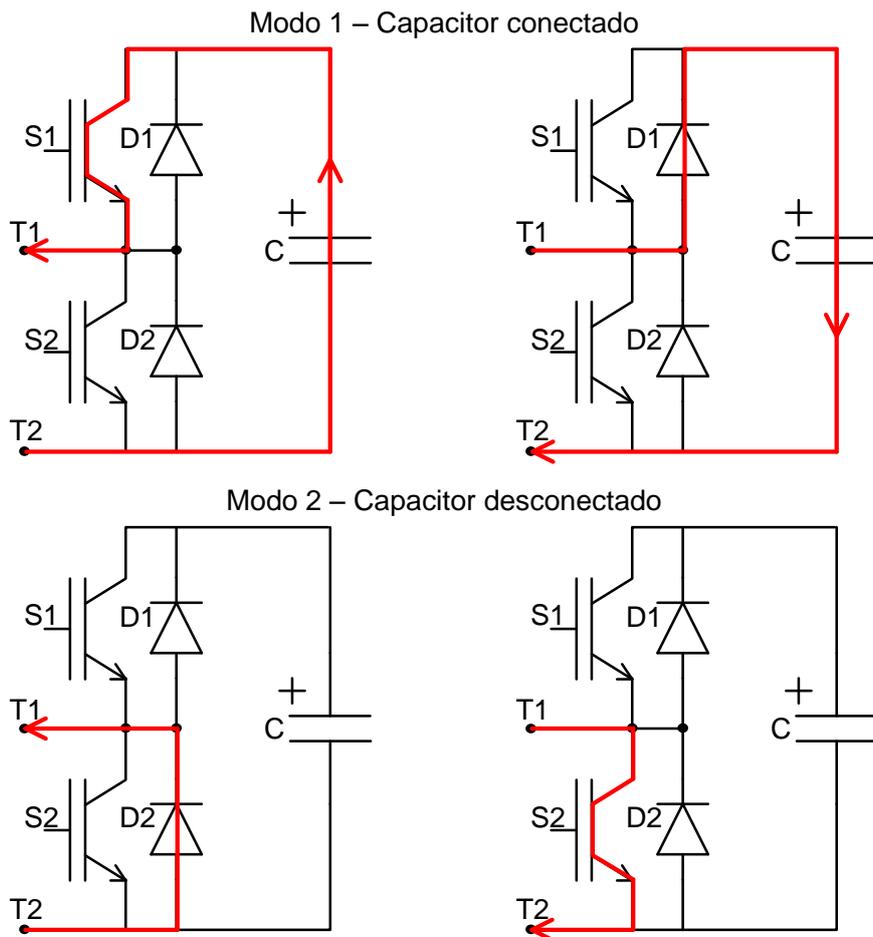


Figura 11 Modos de operação do submódulo em meia ponte.

2.2.2 Submódulos em Ponte Completa

A Figura 12 mostra o submódulo em ponte completa ou ponte H. O CMM composto por este tipo de submódulo opera de forma semelhante ao CMM em meia ponte em regime permanente. Em operação normal, o controle é o mesmo, mudando apenas os comandos de disparos para as chaves extras.

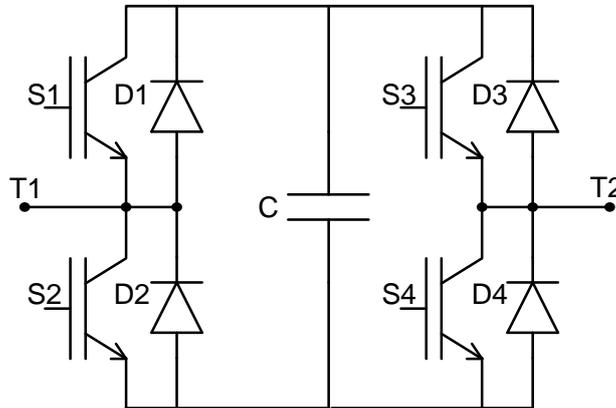


Figura 12 Submódulo em ponte completa.

Com quatro chaves, o submódulo em ponte completa pode fornecer três níveis de tensão entre os terminais T1 e T2: o neutro, com quatro estados de operação, o positivo ($+V_{cap}$) e o negativo ($-V_{cap}$), com dois estados de operação cada. Para os conversores em cascata de submódulos utilizados em derivação com o sistema para compensação de reativos (PENG, *et al.*, 1995), os três níveis são utilizados para fornecer a forma de onda desejada na saída. No caso do CMM na configuração dupla estrela (HAGIWARA e AKAGI, 2008), o nível negativo não é utilizado em regime de operação normal, pois o conversor atua como se fosse composto por submódulos em meia ponte.

Em cada estado de operação, o conversor conduz através de dois dispositivos semicondutores: duas chaves, dois diodos, ou uma chave e um diodo, além do capacitor CC, caso não seja um modo de *bypass*.

A Figura 13 mostra o modo de operação que fornece tensão positiva nos terminais do submódulo, T1 e T2. É importante observar a não redundância nos dois estados de operação, em que, na Figura 13(a), os diodos D1 e D4 conduzem corrente no sentido que carrega o capacitor, ao passo que na Figura 13(b), as chaves S1 e S4 conduzem corrente no sentido que descarrega o capacitor.

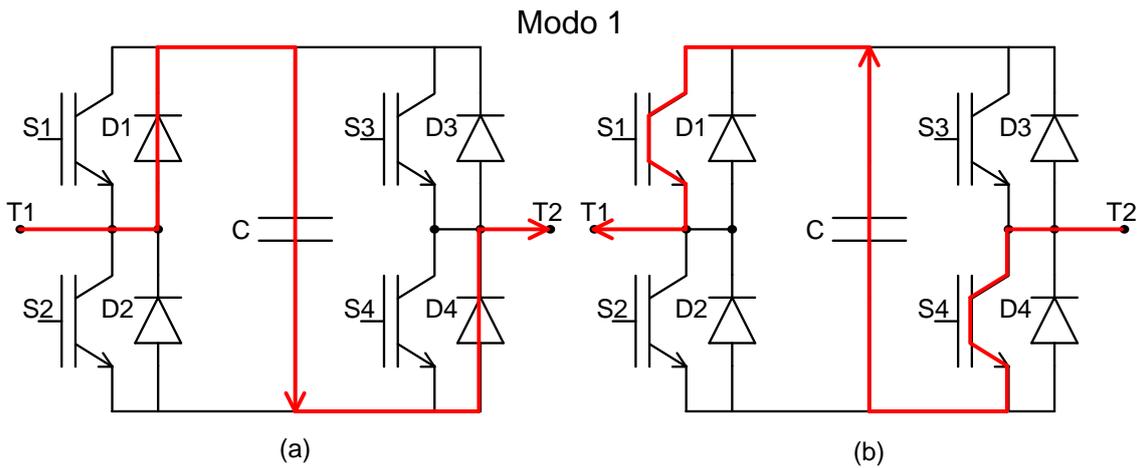


Figura 13 Modo de operação com capacitor conectado e tensão positiva entre os terminais.

A Figura 14 mostra o modo 2 de operação, o modo de *bypass*, ou seja, em que a tensão entre os terminais do conversor é idealmente zero, dependendo apenas da queda de tensão nos dispositivos semicondutores. Neste modo, observam-se dois estados de operação redundantes, uma vez que é possível conduzir corrente nos dois sentidos utilizando apenas os modos 2(a) e 2(b), em que S2 e S4 são habilitadas, ou utilizando os modos 2(c) e 2(d), em que S1 e S3 são habilitadas.

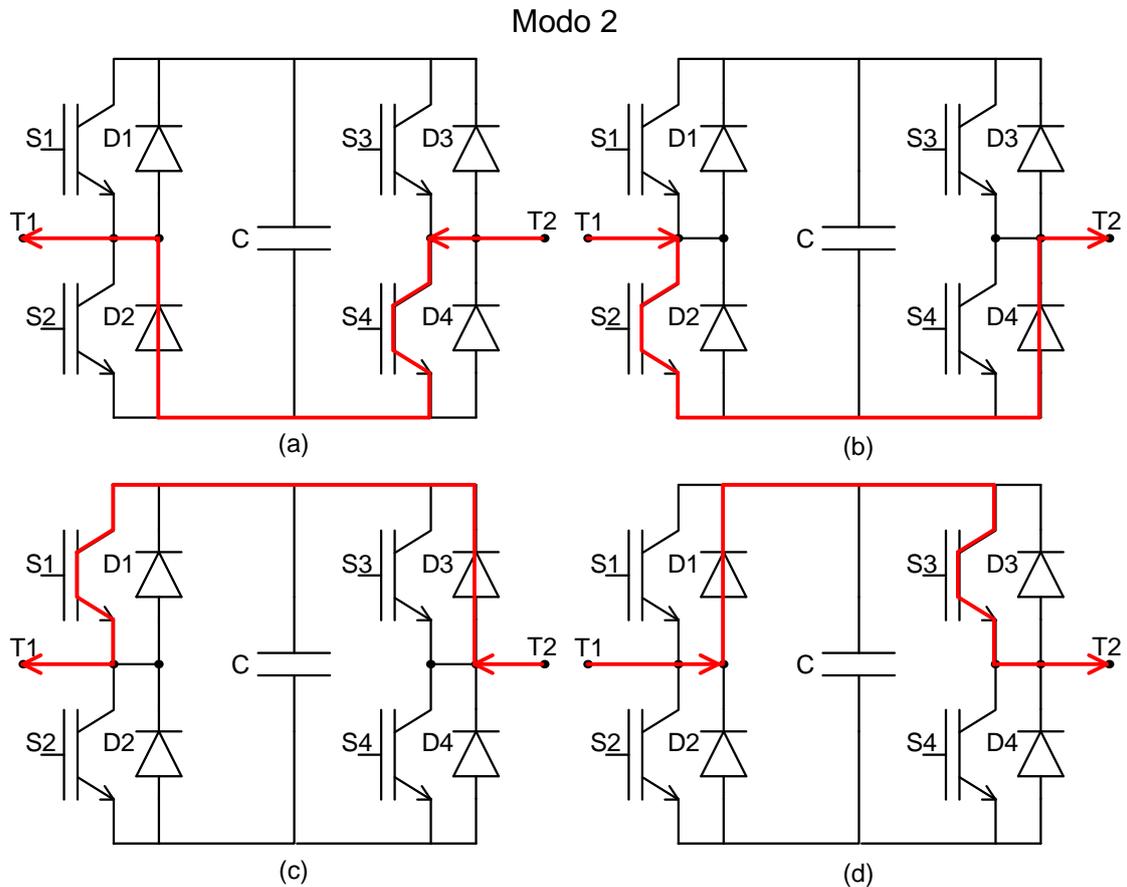


Figura 14 Modos de operação *bypass*.

A partir da descrição dos estados de *bypass*, percebe-se que o uso de 2 modos de operação a menos seria possível em regime de operação normal; podendo-se escolher um modo que permita a passagem de corrente num sentido, e um modo, no outro sentido. Entretanto, apesar de representar uma redundância lógica para o sistema, o revezamento entre os modos pode promover uma melhor distribuição de perdas entre as chaves do submódulo e conseqüentemente, melhor distribuição de temperatura.

A Figura 15 mostra os modos de operação em que V_{T1T2} é negativa. Assim como no modo 1, os modos 3(a) e 3(b) não são redundantes. No modo 3(a) o capacitor carrega, ao passo que no modo 3(b), o capacitor descarrega.

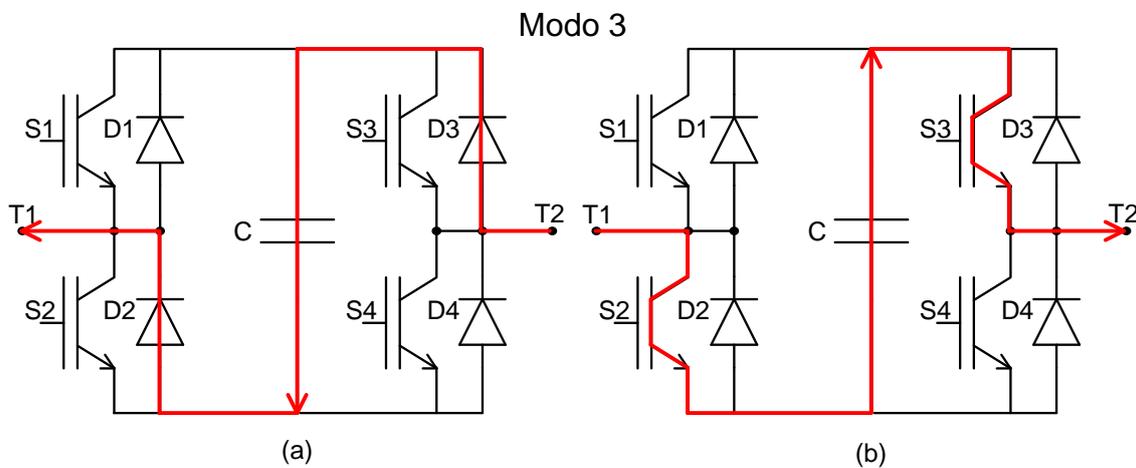


Figura 15 Modos de operação com capacitor conectado e tensão negativa entre os terminais.

É importante definir o comando das chaves. Nos modos em que duas chaves conduzem, as outras devem estar desabilitadas. Nos casos em que os diodos conduzem, as chaves associadas também devem estar habilitadas. Isso é importante para evitar que mudanças rápidas no sentido da corrente ou no fluxo de potência provoquem uma tensão reversa muito alta nos diodos, protegendo-os da mesma forma que o diodo o faz quando a chave está conduzindo. Dessa forma, as chaves que devem estar habilitadas no modo 1 são a S1 e a S4, por exemplo. O mesmo critério deve ser adotado para os modos 2 e 3. A Tabela 2 resume os modos de operação de um submódulo em ponte completa.

Tabela 2 Modos de operação do submódulo em ponte completa.

	Estado das chaves				Elementos em condução	$V_{T_1 T_2}$	Variação de carga no Capacitor
	S1	S2	S3	S4			
Modo 1a	1	0	0	1	S1, S4	v_{cap}	Descarregando
Modo 1b	1	0	0	1	D1, D4	v_{cap}	Carregando
Modo 2a	0	1	0	1	D2, S4	0	Nula
Modo 2b	0	1	0	1	S2, D4	0	Nula
Modo 2c	1	0	1	0	S1, D3	0	Nula
Modo 2d	1	0	1	0	D1, S3	0	Nula
Modo 3a	0	1	1	0	D2, D3	$-v_{cap}$	Carregando
Modo 3b	0	1	1	0	S2, S3	$-v_{cap}$	Descarregando

2.3 Métodos de Chaveamento

O desenvolvimento dos conversores multiníveis surgiu da demanda por maior qualidade de tensão e diminuição das perdas, especialmente, as perdas por chaveamentos. A otimização da operação de um conversor passa pelo método utilizado para chavear o mesmo. Por isso, assim como no caso do VSC convencional de 2 níveis, os métodos de chaveamento influenciam significativamente nas perdas do conversor e na qualidade do sinal de saída do mesmo. Em função dos critérios de qualidade de energia exigidos pelas normas vigentes, os conversores com poucos níveis - normalmente - trabalham com métodos de chaveamento de alta frequência, com modulação do sinal. Quando se usam muitos níveis, métodos de modulação com degraus discretos, como o método de eliminação de harmônicos se tornam mais vantajosos em função da menor perda de energia nos chaveamentos sucessivos.

2.3.1 Métodos de comparação seno-triângulo

Em 1992, (CARRARA, G., GARDELLA, S. e MARCHESONI, M., 1992) publicaram um estudo sobre os métodos chamados *Phase Disposition Pulse Width Modulation* (PD PWM). Nele, é explicado matematicamente como é possível modular um sinal de referência através de várias ondas triangulares empilhadas, constituindo o sinal portador. O número de portadoras é escrito da seguinte forma para conversores CMM:

$$N_{portadoras} = \frac{N - 1}{2} = n, \quad (4)$$

onde N é o número de níveis do sinal fase-fase da saída do conversor e n o é número de submódulos por braço do conversor. Dessa forma, em um sinal com quatro portadoras, ou seja, nove níveis, cada portadora terá amplitude de 25% do sinal de referência.

A Figura 16 mostra como a modulação funciona no método PD PWM. Neste, as ondas triangulares são “empilhadas” com a mesma fase. A lógica de modulação é a seguinte: o número de submódulos a serem conectados é igual ao número de portadoras cujos valores no instante da comparação estão abaixo do sinal de referência. O sinal v_a representa a diferença de potencial entre o terminal da fase “a” do conversor e o terminal CC de polaridade negativa. Com isso, é possível observar a origem dos nove níveis de um conversor com quatro submódulos por braço, como ilustrado na Figura 17.

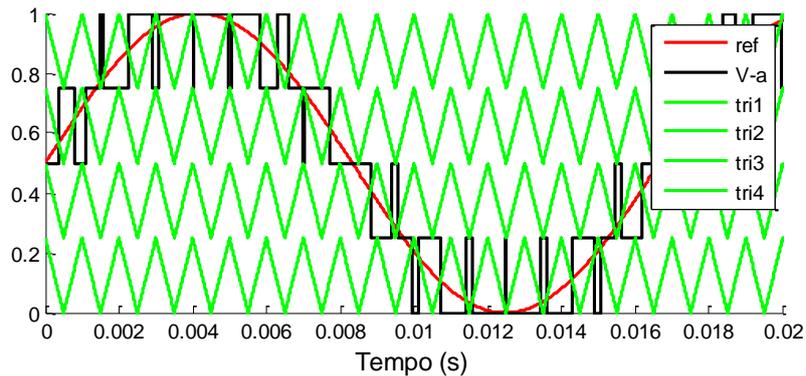


Figura 16 Modulação pelo método de *phase disposition* (PD PWM).

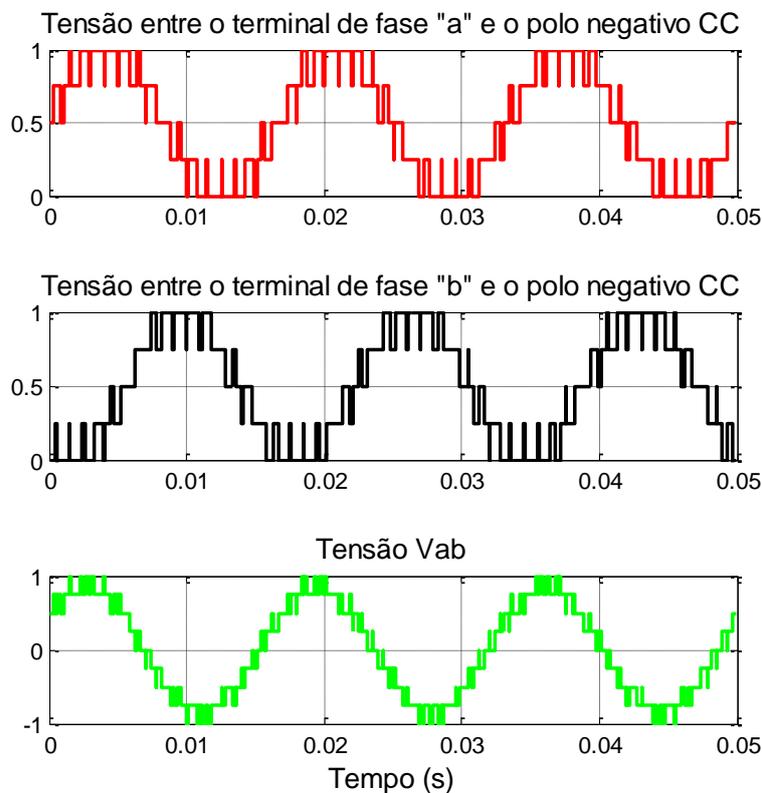


Figura 17 Formas de onda medidas nos terminais do conversor.

Versões alternativas desse método são o POD PWM (*phase opposition disposition*), em que a metade inferior das portadores está em contrafase com relação à metade superior, e o APOD PWM (*alternative phase opposition disposition*), em que as portadoras adjacentes estão em contrafase. A lógica de modulação do PD PWM se mantém para esses dois casos (CARRARA, G., GARDELLA, S. e MARCHESONI, M., 1992).

Outro método bastante popular é o chamado *phase shifted* (PS PWM), em que se usa uma onda portadora para cada submódulo. Isso resulta no dobro de portadoras com relação aos métodos citados anteriormente. Cada uma possui a mesma amplitude e está equidefasada das adjacentes. Para esse método, é necessário que cada submódulo tenha um sinal de referência a ser comparado com sua respectiva portadora (HAGIWARA e AKAGI, 2008). A Figura 18 mostra um exemplo de sinal modulado por PS PWM.

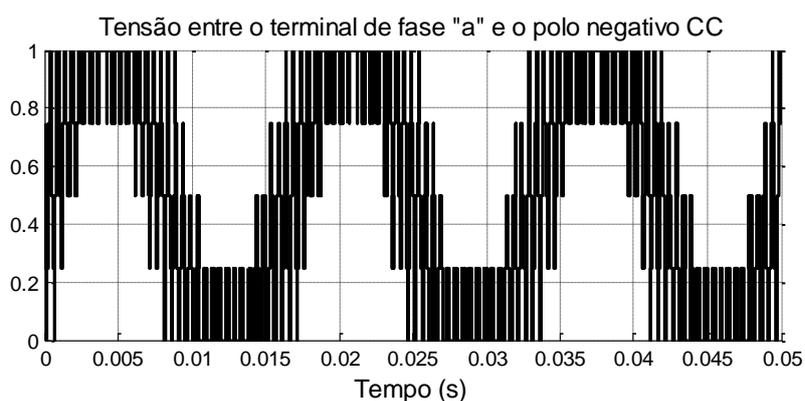


Figura 18 Modulação PS PWM.

Outro método encontrado na literatura é o chamado *saw-tooth rotation* (KANG, LEE e HYUN, 2004), que tem propriedades similares ao PS PWM. Em (GUPTA e KHAMBADKONE, 2007), é proposto um método de modulação *space vector* para conversores multinível.

Na literatura (KONSTANTINOUS e AGELIDIS, 2009), é feita uma análise comparativa entre os métodos de chaveamento com alta frequência; chegando-se à conclusão de que os métodos *phase disposition* resultam em uma frequência de chaveamento significativamente menor do que os métodos PS PWM e *saw-tooth rotation* com sinais portadores de mesma frequência. Entretanto, a qualidade do sinal de tensão na saída do conversor chaveado com estes métodos é muito melhor quando comparada com o PD PWM e similares. Além disso, é verificado que nesses métodos,

com maior número de chaveamentos, o balanço de tensão dos capacitores é mais eficaz, principalmente no *saw-tooth rotation* PWM.

2.3.2 Métodos tabelados

A demanda por maior eficiência nos conversores culminou na implantação de métodos de acionamento com o menor número possível de chaveamentos por ciclo. Também chamados de métodos de baixa frequência, estes consistem na comparação da fase do sinal de referência com uma tabela de ângulos de disparo pré-calculada que proporcione a saída desejada.

O método mais simples de modulação em escada (usualmente chamados de *staircase*) é definir os ângulos de disparo equidistantes das interseções entre a referência e os níveis os quais o conversor é capaz de sintetizar na saída. Por exemplo, no caso do conversor com 4 submódulos por braço, cada submódulo tem 0.25 p.u. de tensão. Com isso, θ_1 é calculado da seguinte forma:

$$\theta_1 = \arcsin\left(\frac{V_{\text{cap}}}{2}\right) = \arcsin\left(\frac{0,25}{2}\right) = 7,1808^\circ. \quad (5)$$

A Figura 19 mostra a forma de onda resultante adotando essa forma de modulação. Em (GNANARATHNA, *et al.*, 2010), é verificado que utilizando 22 submódulos, ou seja, produzindo um sinal com 45 níveis na tensão de linha CA, o nível de THD atende à norma IEEE 519/1992. Outro método factível de modulação em escada encontrado na literatura é encontrado em (KE e CHENGYONG, 2010).

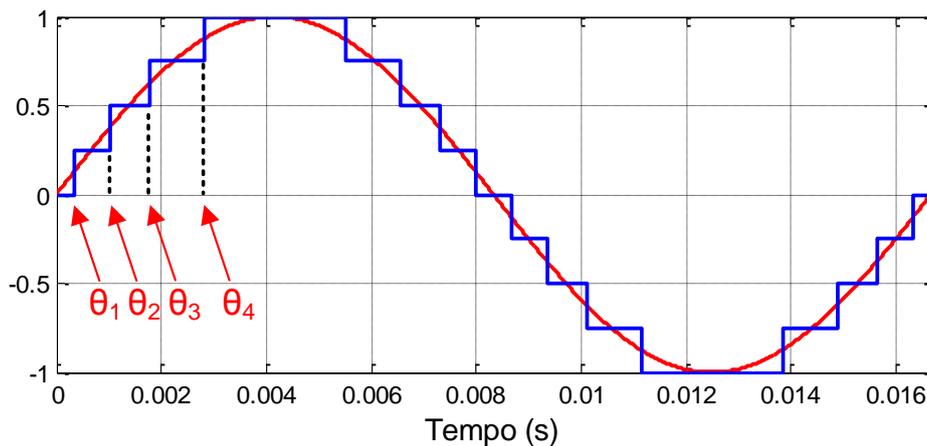


Figura 19 Modulação em escada.

Um dos principais métodos de modulação desse tipo é o SHE PWM (*Selective Harmonic Elimination PWM*) que procura eliminar os harmônicos de baixa ordem, e

por isso é um dos mais populares. Resolvendo um sistema de equações a partir da série de Fourier da tensão gerada pelo conversor, obtêm-se os ângulos de disparo. Para tanto, utiliza-se um método numérico como o Newton-Raphson. Uma forma de onda em escada pode ser escrita pela seguinte série de Fourier como em (TOLBERT, PENG e HABETLER, 1999):

$$V(\omega t) = \frac{4V_{cc}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ [\cos(n\theta_1) + \cos(n\theta_2) + \dots + \cos(n\theta_s)] \times \frac{\text{sen}(n\omega t)}{n} \right\}, \quad (6)$$

onde “s” é o número de degraus da forma de onda alvo que também é o número de submódulos por braço e $n = 1, 3, 5, 7, 9\dots$ é o índice do harmônico de tensão. Para o caso do conversor com 4 submódulos por braço, pode-se escrever o seguinte sistema de equações:

$$\begin{aligned} \cos(\theta_1) + \cos(\theta_2) + \cos(\theta_3) + \cos(\theta_4) &= 4 * M \\ \cos(5\theta_1) + \cos(5\theta_2) + \cos(5\theta_3) + \cos(5\theta_4) &= 0 \\ \cos(7\theta_1) + \cos(7\theta_2) + \cos(7\theta_3) + \cos(7\theta_4) &= 0 \\ \cos(11\theta_1) + \cos(11\theta_2) + \cos(11\theta_3) + \cos(11\theta_4) &= 0, \end{aligned} \quad (7)$$

onde M é o índice de modulação definido pela relação entre o pico da tensão de referência (tensão de pico fase-neutro) e a tensão do elo CC (V_{cc}). De (7), obtêm-se os ângulos de disparos tais que a forma de onda em escada na saída elimine os 3 primeiros harmônicos ímpares não múltiplos de três ($5^\circ, 7^\circ, 11^\circ$), e que possua a amplitude desejada para a componente fundamental.

Para sistemas comerciais com dezenas de níveis, o método de *staricase* é mais utilizado por atender bem aos critérios de qualidade de energia. Quanto menor a quantidade de níveis, mais significativa é a diferença entre conteúdo harmônico do sinal gerado pelo método SHE PWM quando comparado ao *staircase*.

2.4 Métodos de Controle

Para que qualquer método de modulação funcione no acionamento do conversor, é necessário que o sinal de referência de tensão do conversor seja providenciado por um controlador. O controle em malha aberta pode ser adotado em casos de inversores alimentando cargas que não variam muito com o tempo, ou que simplesmente atuem com tensão eficaz constante. Para sistemas CCAT com linhas de transmissão ou com

conexão *back to back*, ou outro tipo de aplicação dentro da família FACTS, os sistemas de controle trabalham em malha fechada. Dentre os métodos de controle que podem ser usados para o CMM, existe o chamado controle escalar e o controle vetorial desacoplado.

O sistema de controle escalar regula a amplitude e o ângulo do sinal de referência que é enviado para o sistema de modulação. Para tanto, são medidas as tensões e correntes rms nas barras CA, assim como a tensão na conexão CC. Por sua simplicidade, o controle escalar normalmente é utilizado para sistemas passivos (HAILESELASSIE, 2008). Uma das vantagens desse método é o fato de se trabalhar com valores rms como entrada para o controlador, o que simplifica a síntese deste. No entanto, a resposta dinâmica fica muito limitada, uma vez que o método ignora os transitórios, a existência de harmônicos e outros distúrbios de caráter oscilatório nos sinais medidos.

Nesse sentido, o controle vetorial desacoplado tem melhor desempenho dinâmico e por isso foi adotado neste trabalho. Além disso, a característica filtrada da realimentação do sistema escalar faz com que o mesmo possa admitir erros em regime permanente, o que não acontece com o controle vetorial.

2.4.1 Controle Vetorial Desacoplado

Este tipo de controle recebe esse nome por sua característica de poder controlar de forma independente a potência ativa e a potência reativa. Diferentemente do que ocorre no controle escalar, os valores medidos não passam por cálculos de valor rms (às vezes se usam filtros de alta frequência) para comparação com as referências de controle, conferindo uma resposta mais rápida e exata a este método em relação ao controle escalar.

A Figura 20 apresenta o diagrama simplificado de um sistema CCAT com conversores CMM. As medidas de tensões e correntes alternadas são feitas em barras posicionadas junto à entrada do transformador de conexão das redes CA com os conversores. O sentido positivo das correntes é convencionado como saindo dos conversores e as tensões medidas são entre fase e terra. Na linha CC, a tensão é medida junto ao conversor CMM 1, que faz o controle da tensão CC.

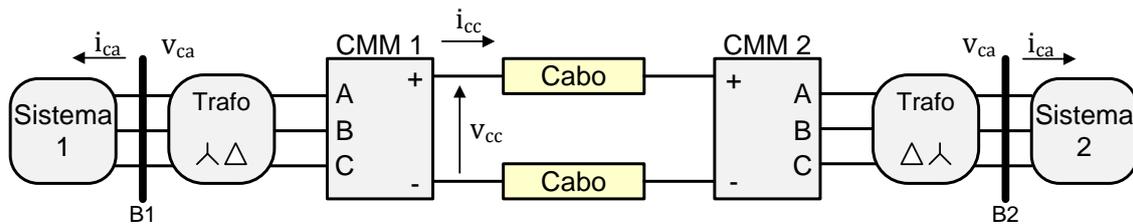


Figura 20 Pontos de medição e convenção adotada para o sentido das correntes.

Apesar de haver medição de tensão e corrente nas três fases, trata-se de um sistema com apenas dois graus de liberdade, uma vez que as informações sobre uma das fases é redundante em um sistema a três fios. Por isso, assim como no controle escalar, duas grandezas podem ser controladas utilizando o controle desacoplado. Estas são a potência ativa CA ou tensão da linha CC, que depende do fluxo de potência ativa, e a potência reativa das barras CA. Se o sistema for a quatro fios, no caso de desbalanço, pode surgir a componente de sequência zero que também pode ser regulada utilizando a formulação da transformada de Park (PARK, 1933). Porém no caso em estudo a transformada adotada é dada por:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad (8)$$

onde a componente de sequência zero foi ignorada por não serem previstos componentes dessa sequência no estudo.

Com isso, faz-se a transformação dos valores medidos para grandezas que coincidam com os eixos estacionários “d” e “q”. Como as componentes na frequência fundamental são transformadas em valores CC, fica facilitado o uso de reguladores clássicos do tipo PI (Proporcional Integral).

O uso do fator 2/3 garante que a transformação inversa seja invariante em tensão mas variante em potência, dessa forma:

$$P = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \neq v_d i_d + v_q i_q, \quad (9)$$

onde v_d é igual ao valor de pico da tensão v_a .

Para a realimentação do sistema de controle, são calculadas as potências ativa e reativa nos eixos de referência a partir das medições de tensão e corrente na barra CA. Para que as potências nos eixos estacionários dq sejam equivalentes às potências nos eixos abc, é utilizada uma constante de compensação, assim (HAILESELASSIE, 2008):

$$s = \frac{3}{2} (v_d + jv_q) * (i_d - ji_q), \quad (10)$$

$$p = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q), \quad (11)$$

$$q = \frac{3}{2}(-v_d i_q + v_q i_d). \quad (12)$$

A partir de (11) e (12), tem-se que a referência de controle de potência ativa e reativa também tem que ser multiplicada pelo fator 3/2 para o funcionamento do controle.

Para cada grau de liberdade, o controle vetorial adota dois reguladores do tipo PI. Um para obter a corrente de referência e outro para obter a tensão de referência.

As correntes de referência são calculadas a partir dos erros nas medições das potências ou da tensão CC:

$$i_{dP}^* = K_p \left(\frac{3}{2} P^* - p \right) + K_i \int \left(\frac{3}{2} P^* - p \right) dt, \quad (13)$$

$$i_{dV_{cc}}^* = K_p (-V_{cc}^* + v_{cc}) + K_i \int (-V_{cc}^* + v_{cc}) dt, \quad (14)$$

onde i_{dP}^* é a corrente de referência para controle de fluxo de potência e $i_{dV_{cc}}^*$ é a corrente de referência para controlar a tensão no elo CC. Em (14), o sinal da referência é trocado devido a convenção de fluxo positivo saindo do conversor. Para uma referência positiva de potência no conversor que controla o fluxo, o conversor que controla tensão deve ter fluxo negativo para alimentar o sistema CCAT. A corrente de referência para controle da potência reativa, que pode ser controlada independentemente por cada conversor que estiver no sistema, é dada por:

$$i_q^* = K_p \left(-\frac{3}{2} Q^* + q \right) + K_i \int \left(-\frac{3}{2} Q^* + q \right) dt. \quad (15)$$

Em (15), o sinal da referência é trocado devido à definição da potência reativa observada em (12), em que “q” é proporcional a $-i_q$.

Para o cálculo das tensões de referência, considera-se o modelo CA convencional para VSC de 2 níveis, como em (HAILESELASSIE, 2008), dado por:

$$v_d^* = v_d + R i_d - \omega L i_q + \left[K_p (i_d^* - i_d) + K_i \int (i_d^* - i_d) dt \right], \quad (16)$$

$$v_q^* = v_q + R i_q + \omega L i_d + \left[K_p (i_q^* - i_q) + K_i \int (i_q^* - i_q) dt \right], \quad (17)$$

onde R e L são os parâmetros da impedância de acoplamento; ω é a frequência angular a 60 Hz; v_d e v_q são as tensões medidas nas barras CA transformadas para o eixo dq. Os termos $R i_q$, $R i_d$, $-\omega L i_q$ e $\omega L i_d$ são os chamados termos de compensação ou desacoplamento.

Os sinais dos termos de compensação surgem em (16) e (17) a partir da dedução descrita em (KRAUSE, WASYNCZUK e SUDHOFF, 1995). Nesta, o eixo “q” está adiantado de 90° do eixo “d” no sentido anti-horário. Por isso, eles são relacionados respectivamente por cosseno e seno aos eixos girantes, conforme a equação (8).

Aqui é importante salientar que os valores de compensação da queda de tensão na impedância de acoplamento são fundamentais para a dinâmica do controle quando se requer velocidade, apesar de ser possível realizar o controle sem eles. Em particular, no caso das tensões de velocidade (os termos “ $+\omega Li_d$ ” e “ $-\omega Li_q$ ” são chamados assim na teoria de máquinas elétricas (ADKINS, 1957), verifica-se que seu uso no controle implica numa resposta mais suave durante os transitórios, evitando sobrecorrentes.

Apesar do controle na configuração abordada até aqui levar a erro zero em regime permanente, foram encontradas na literatura formas de melhorar o desempenho do controle, o que facilitou a coleta dos dados de simulação. Em (HAILESELASSIE, 2008), é calculado o balanço de potências entre o sistema CA baseado nos eixos estacionários e o sistema CC para conversores VSC. Com isso, chega-se a um novo termo no controle, uma realimentação na saída do PI que gera a corrente i_{dVCC} , associada à tensão na linha CC. Neste caso, o circuito adotado incluía um capacitor no elo CC. Para o circuito adotado neste trabalho, pode-se adotar a capacitância equivalente da linha (C_{eq}) para calcular a variação de energia no elo:

$$P_{CA} + P_{trans} + P_{linha} = 0, \quad (18)$$

onde P_{CA} é a potência real na barra CA associada ao conversor CMM que controla a tensão na linha; P_{trans} é a potência transmitida pela linha CC; e P_{linha} é a variação de energia na linha CC. A equação (18) pode ser reescrita:

$$\frac{3}{2} v_d i_{dVCC} + v_{cc} i_{cc} + v_{cc} C_{eq} \frac{dv_{cc}}{dt} = 0. \quad (19)$$

Rearranjando a equação (19), tem-se que:

$$\frac{dv_{cc}}{dt} = \frac{3v_d}{2C_{eq}v_{cc}} \left(-i_{dVCC} - \frac{2v_{cc}}{3v_d} i_{cc} \right). \quad (20)$$

Então, de (20) verifica-se que a tensão no elo pode ser controlada pela componente do eixo d da corrente CA. Porém, subtraindo o termo em função da corrente CC, tensão CC, e tensão no eixo direto, é possível acelerar a resposta do controle. Com isso, a equação (14) sofre uma alteração:

$$i_{dVCC}^* = -\frac{2v_{cc}}{3v_d} i_{cc} + K_p(-V_{cc}^* + v_{cc}) + K_i \int (-V_{cc}^* + v_{cc}) dt. \quad (21)$$

Outra opção encontrada na literatura é adotar uma malha de alimentação *feedforward* para acelerar o controle de P e Q (GUAN, XU e CHEN, 2011). Essa malha leva em consideração que a tensão CA afeta a velocidade do controle, logo é inserido um termo que varia de forma inversamente proporcional à tensão CA, proporcionando ao primeiro laço de controle um tempo de estabilização menor. Com isso, as equações de controle que geram as correntes de referência nos eixos estacionários para P e Q, (13) e (15), sofrem uma modificação:

$$i_{dP}^* = \frac{P^*}{v_d} + K_p \left(\frac{3}{2} P^* - p \right) + K_i \int \left(\frac{3}{2} P^* - p \right) dt, \quad (22)$$

$$i_{q}^* = -\frac{Q^*}{v_d} + K_p \left(-\frac{3}{2} Q^* + q \right) + K_i \int \left(-\frac{3}{2} Q^* + q \right) dt. \quad (23)$$

A partir dos testes de simulação, verificou-se, ainda, que o controle de tensão no elo CC tem uma resposta mais lenta do que o controle de fluxo de potência devido à constante de inércia do conversor CMM, que é grande em função da quantidade de capacitores envolvidos. Assim, percebeu-se que a inserção do termo de referência de corrente i_d^* do conversor que controla o fluxo de potência como realimentação *feedforward*, também funciona de forma satisfatória para acelerar o controle, uma vez que o fluxo no conversor que controla a tensão difere do outro apenas pelas perdas nos conversores e na linha CC. Com isso tem-se uma formulação alternativa da primeira malha de controle:

$$i_{dV_{cc}}^* = -I_{dP}^* + K_p (-V_{cc}^* + v_{cc}) + K_i \int (-V_{cc}^* + v_{cc}) dt, \quad (24)$$

onde I_{dP}^* aparece com sinal negativo devido a convenção de sentido de medição de corrente.

A Figura 21 apresenta os diagramas de blocos do controle do sistema CCAT. Todos os reguladores possuem entrada para um sinal de Reset, útil nos momentos de religamento, evitando a saturação do controle. A Figura 21(a) mostra o diagrama de blocos que produz o sinal v_d^* para controlar a tensão no elo CC a partir do conversor CMM 1. Neste diagrama foi utilizada a equação (24) para ilustração, porém o uso da equação (21) apresenta resposta similar. A Figura 21(b) apresenta o diagrama de blocos que produz o sinal v_q^* para controlar a potência reativa da barra B1. A Figura 21(c) apresenta o diagrama de blocos que produz o sinal v_d^* para controlar a potência ativa da barra B2, ou seja, o fluxo de potência transmitido pela linha CC. A Figura 21(d) apresenta o diagrama de blocos que produz o sinal v_q^* para controlar a potência reativa

da barra B2. Os valores dos ganhos dependem dos parâmetros do sistema e por isso serão apresentados no Capítulo 3.

Para conversão das medidas no sistema p.u., foram adotadas as seguintes bases:

$$\begin{aligned}
 V_{C\text{Abase}} &= \sqrt{2/3} V_n, \\
 I_{C\text{Abase}} &= \sqrt{2} I_n = \frac{\sqrt{2} S_n}{\sqrt{3} V_n}, \\
 S_{C\text{Abase}} &= \frac{2}{3} S_n, \\
 Z_{\text{base}} &= V_n^2 / S_n, \\
 I_{c\text{cbase}} &= \frac{S_n}{V_{C\text{Cn}}}.
 \end{aligned} \tag{25}$$

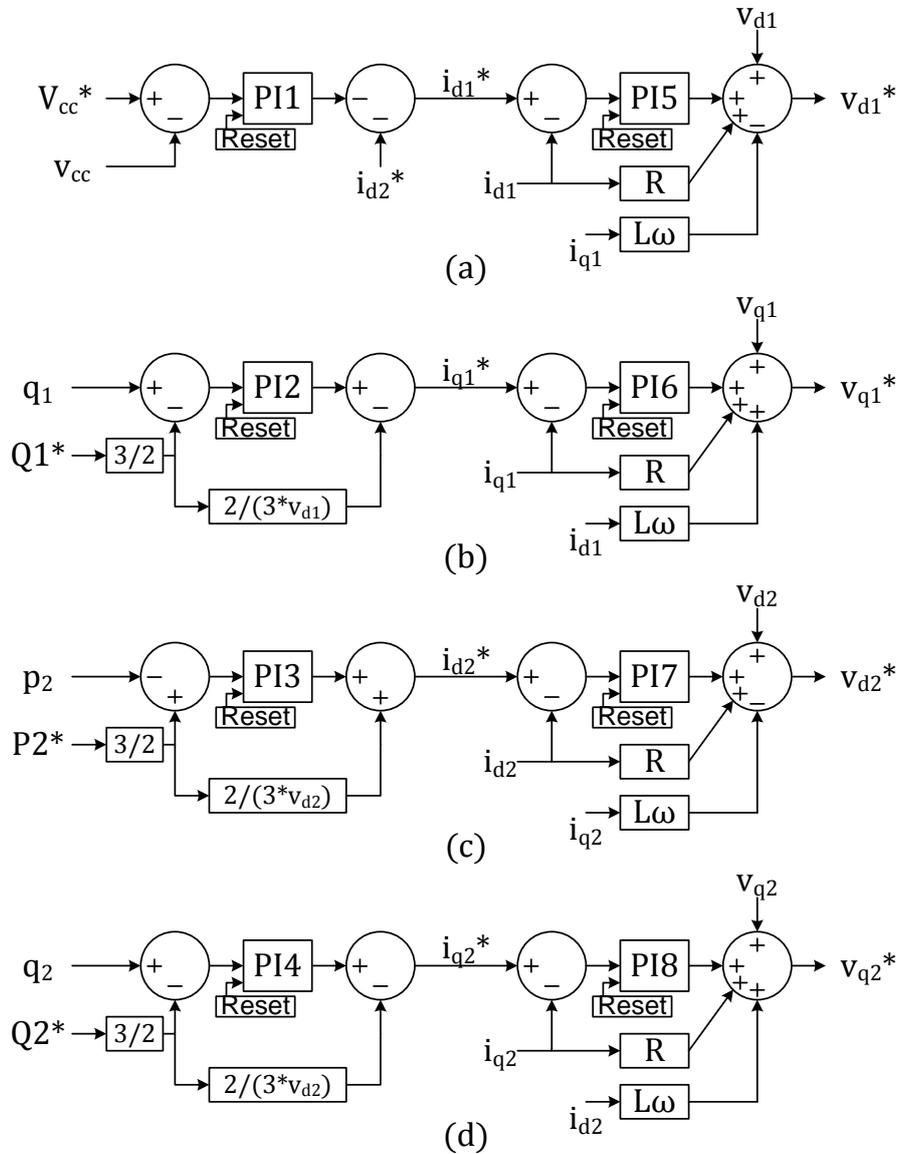


Figura 21 Diagramas de blocos dos sistemas de controle.

2.5 Corrente nos Conversores

Para compreender o funcionamento do conversor CMM, são necessárias algumas considerações sobre o comportamento das correntes que circulam pelos braços do conversor. A Figura 22 mostra as correntes dentro do conversor. Para que a corrente em cada fase tenha valor médio zero, é condição necessária que:

$$i_a = \tilde{i}_{+a} - \tilde{i}_{-a}, \quad (26)$$

e

$$\bar{i}_{+a} = \bar{i}_{-a}. \quad (27)$$

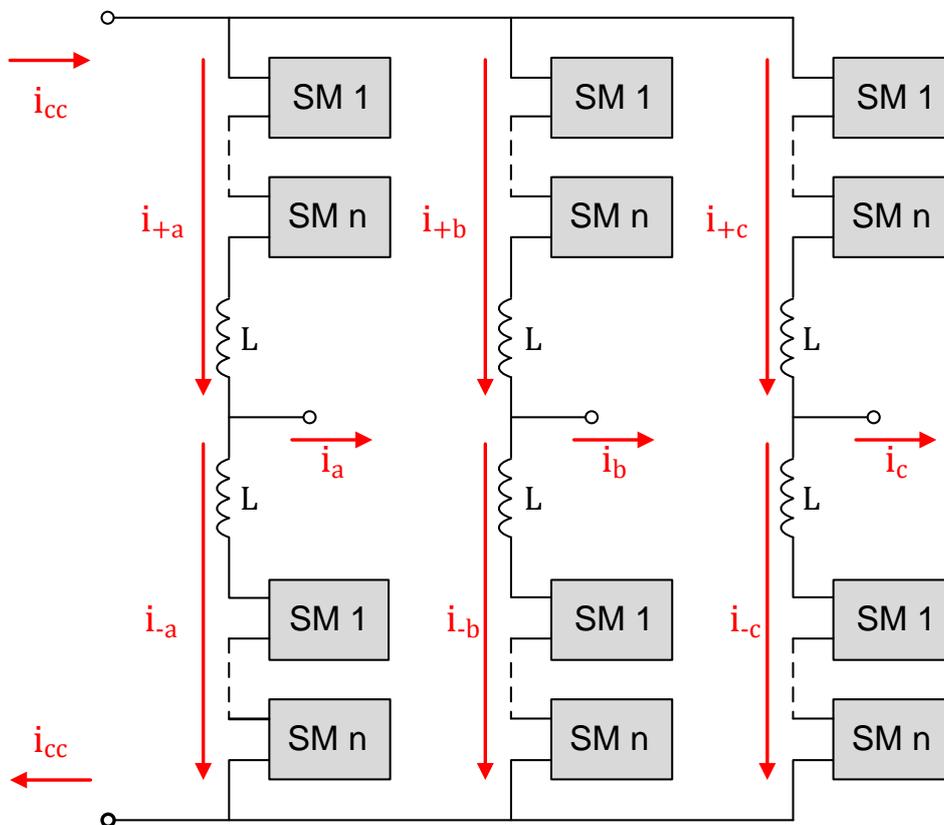


Figura 22 Distribuição das correntes nos braços.

Com isso, tem-se que as componentes oscilantes das correntes nos braços de uma mesma perna trafegam em contrafase. Para manter o equilíbrio de energia nos capacitores de ambos os braços da perna, tem-se que as componentes de frequência fundamental podem ser escritas da seguinte forma:

$$\frac{i_a^1}{2} = \tilde{i}_{+a}^1 = -\tilde{i}_{-a}^1. \quad (28)$$

Além disso, verifica-se que:

$$i_{cc} = i_{+a} + i_{+b} + i_{+c}. \quad (29)$$

Se i_{cc} possuir valor constante em regime permanente, pode-se inferir que:

$$\tilde{i}_{+a} + \tilde{i}_{+b} + \tilde{i}_{+c} = 0. \quad (30)$$

Considerando que idealmente os braços têm impedâncias iguais, tem-se que:

$$i_{cc} = \bar{i}_{+a} + \bar{i}_{+b} + \bar{i}_{+c} = 3\bar{i}_{+a}. \quad (31)$$

Logo, a corrente em um braço superior pode ser escrita da seguinte forma:

$$i_{+a} = \frac{i_a^1}{2} + \frac{i_{cc}}{3} + \tilde{i}_{ah}, \quad (32)$$

onde \tilde{i}_{ah} representa as outras componentes oscilantes do sinal da corrente. Dentre estas, destaca-se a componente de segunda ordem, que possui mesma fase em ambos os braços. Dessa forma, essa componente não é transferida para o sistema CA, porém pode influir no dimensionamento dos componentes do conversor (SAEEDIFARD e IRAVANI, 2010).

É importante observar que no conversor CMM as correntes nos braços tem comportamento contínuo, ou seja, em todos os instantes de operação existe corrente circulante diferente de zero nos braços, exceto quando a parcela oscilante passa por 1/3 do valor da corrente CC. A Figura 23 mostra uma forma de onda típica de corrente passando por um braço do conversor.

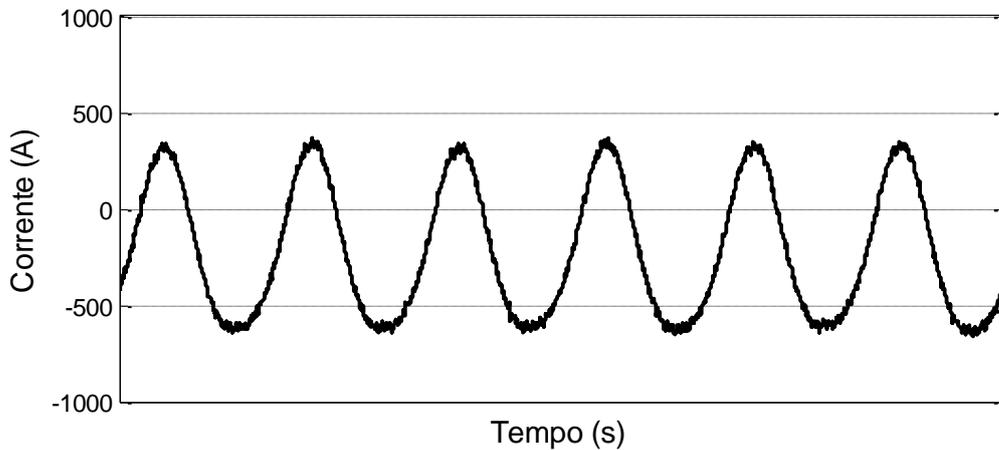


Figura 23 Corrente típica em um braço do conversor CMM.

O sistema é robusto contra desbalanços transitórios de tensão. Porém, para sistemas com desequilíbrio permanente é necessário um método de controle que leve isso em consideração. A título de exemplo, em (SAEEDIFARD e IRAVANI, 2010), é apresentado um sistema *back-to-back* baseado em CMM dotado de um controle que regula as tensões de sequência positiva e negativa através da modulação do conversor.

2.6 Tensão nos Capacitores

O *ripple* de tensão nos capacitores está fortemente ligado à capacidade de armazenar energia, e, conseqüentemente, com a constante de tempo de carga e descarga do mesmo. Isso significa dizer que a capacitância dos capacitores deve ser bem dimensionada para que o sistema funcione corretamente e dentro dos limites de corrente estipulados. A variação de tensão em um capacitor de um braço do conversor é definida como:

$$\Delta v_{\text{cap}} = \frac{1}{C} \int_{t_i}^{t_f} i_{+a} f(t) dt, \quad (33)$$

onde $f(t)$ é a função de chaveamento para o capacitor em um determinado período.

Com isso, a variação positiva de tensão pode ser calculada no intervalo em que i_{+a} é positiva. Devido a revezamento de submódulos conectados e desconectados promovido pelo controle de balanceamento, em cada período os capacitores podem apresentar funções de chaveamento diferentes, como pode ser observado na Figura 24. O dimensionamento do capacitor pode assumir o pior caso, que seria em $f(t) = 1$ no intervalo em que i_{+a} é positiva.

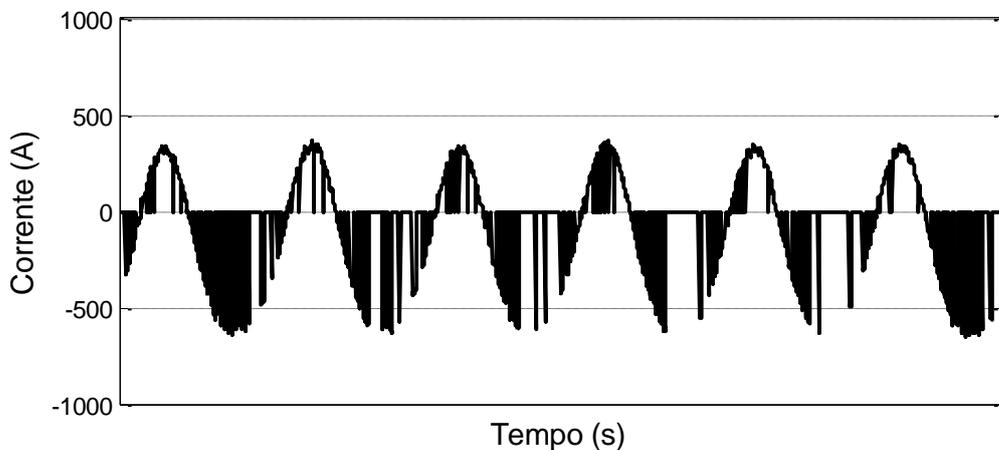


Figura 24 Corrente típica que atravessa um dos capacitores do conversor CMM em regime normal.

Capítulo 3 Modelagem do Sistema CMM-CCAT

3.1 Considerações Sobre o Circuito

O sistema em estudo consiste em uma linha de transmissão CC que interliga duas barras CA utilizando dois conversores CMM. Com estes é feita a conversão CA-CC e CC-CA, como mostrado na Figura 25. A rede CA é modelada por uma fonte em série com uma impedância, sendo que os dois lados CA têm as mesmas características. A conexão ao conversor é feita através de transformadores trifásicos conectados em delta-estrela. As chaves são modeladas com uma resistência interna praticamente desprezível, o mesmo valendo para os diodos em antiparalelo. Cada conversor possui um conjunto de 24 submódulos, 8 por perna. Além disso, em cada perna do conversor também são modeladas as indutâncias de *buffer*. A linha de transmissão CC é composta por cabos nus, modelados por parâmetros distribuídos. Os testes de simulação foram feitos utilizando a interface Simulink-Matlab.

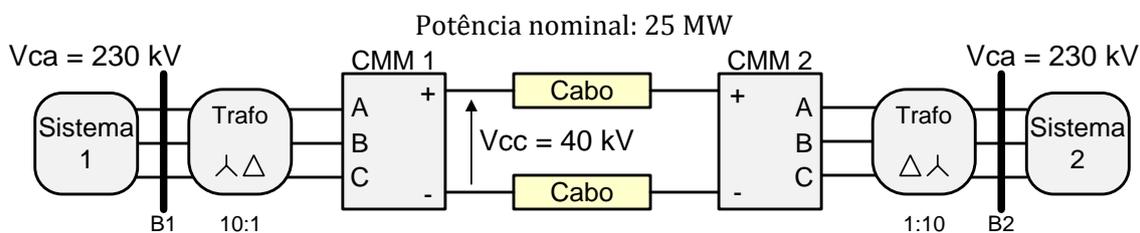


Figura 25 Diagrama do sistema em estudado.

O sistema tem potência nominal de 25 MW. A tensão nominal da linha CC é de 40 kV entre polos, devido ao uso de 4 submódulos (4 x 10 kV), por braço. Este número de submódulos foi o que permitiu a simulação sem o gasto excessivo de tempo, uma vez que o objetivo do trabalho é o estudo do desempenho da topologia em Ponte Semicompleta frente a curto-circuito no elo CC.

3.2 Elementos do Sistema

3.2.1 Sistema CA

O sistema de transmissão é modelado por uma fonte ideal de 230 kV, em série com uma impedância R-R-L (R em série com um RL paralelo) como mostrado na Figura 26. Como o estudo não contempla análise de linhas CA, a impedância das mesmas foram concentradas nos parâmetros equivalentes, ao invés de usar parâmetros distribuídos. Os valores utilizados foram obtidos a partir de literatura acerca do tema (GNANARATHNA, *et al.*, 2010). Em (GOLE, 2000), são feitas considerações acerca das vantagens desse tipo de configuração para estudos de simulação, principalmente em sistemas com sinais de alta frequência. A Tabela 3 resume os parâmetros adotados. A medição das tensões e correntes CA utilizadas no controle é feita nas barras CA do sistema, B1 e B2.

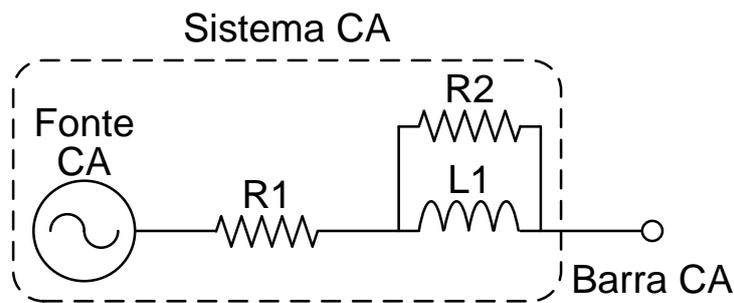


Figura 26 Circuito CA unifilar.

Tabela 3 Parâmetros da Rede CA.

R1	6,903 Ω
R2	1190,95 Ω
L1	0,138 H

3.2.2 Transformadores

Para eliminação dos harmônicos múltiplos de três (de sequência zero), o transformador de acoplamento é ligado em delta-estrela, no grupo de vetor Yd1, com o triângulo voltado para o conversor de potência. Foram adotados como parâmetros, reatância de dispersão de 15% e resistência de 1% para os transformadores. Logo, para o sistema em questão, os valores referidos ao lado de alta tensão são:

$$L = 0,15 * \frac{V_n^2}{P_n} * \frac{1}{2 * \pi * 60} = 0,842 \text{ H},$$

$$R = 0,01 * \frac{V_n^2}{P_n} = 21,16 \Omega.$$

3.2.3 Rede CC

A linha de transmissão que compõe o elo CC foi modelada com parâmetros distribuídos utilizando o bloco do Matlab que considera o método de onda trafegante de Bergeron para a construção do modelo. A medição de tensão para controle da linha CC é feita junto ao conversor que controla a tensão do elo. Os dados são resumidos na Tabela 4. Os parâmetros equivalentes correspondem aos da linha de transmissão de 345 kV que interliga Adrianópolis e Itutinga I³.

Tabela 4 Dados da linha CC utilizada nas simulações.

Tensão nominal	40 kV
Resistência da linha	0,0398 Ω /km
Indutância da linha	0,00104 H/km
Capacitância da linha	0,011288 μ F/km
Comprimento da linha	50 km

3.3 Conversores

3.3.1 Submódulo em Meia Ponte

O modelo usado para o submódulo em meia ponte contém IGBTs com resistência de 0,0001 Ω em condução e desconsidera a queda de tensão durante a condução. As chaves são conectadas em antiparalelo com diodos com as mesmas características. O circuito *snubber* de cada arranjo chave/diodo é puramente resistivo e de alto valor ($10^7 \Omega$). Os capacitores são previamente carregados e todos possuem a mesma tensão nominal.

3.3.2 Submódulo em Ponte Semicompleta

No Capítulo 2 foram mostrados os modos de operação de um submódulo em ponte completa. Verificou-se que para operação em um conversor CMM são necessários apenas quatro, dos oito modos de operação possíveis. Assim, surgiu a motivação de adotar uma topologia com menos componentes.

De acordo com a Tabela 2, nos modos de operação que produzem tensão negativa entre os terminais – que não precisam ser utilizados em um CMM – são os pares D2/D3 e S2/S3 que atuam. Além disso, para os modos de *bypass*, têm-se quatro opções, podendo-se escolher entre os pares D1/S3 e D3/S1, ou D2/S4 e D4/S2. Com

³ Parâmetros usados como referência por simplificação.

isso, um dos pares D2/S2 ou D3/S3 pode ser subtraído para eliminar os modos redundantes. Optou-se então pela remoção do par D3/S3.

Entretanto, durante os estudos percebeu-se que a ausência do diodo D3 impede a circulação da corrente transitória durante o bloqueio do curto-circuito CC, que será abordado no Capítulo 4. Assim, para resolver o problema da redundância e, ainda manter a robustez do circuito, é retirado o IGBT S3 e mantido o diodo D3. Com isso, tem-se o submódulo em ponte semicompleta, como mostrado na Figura 27.

Os modelos dos componentes para a simulação são os mesmos usados para o submódulo em meia ponte. A Tabela 5 resume os modos de operação do submódulo em ponte semicompleta. Com relação ao submódulo em ponte completa, foram retirados quatro modos de operação, todos envolvendo S3 e D3, que, mesmo fazendo parte do circuito, não atua em regime de operação normal. Em todos os modos de operação normal a chave S4 é habilitada.

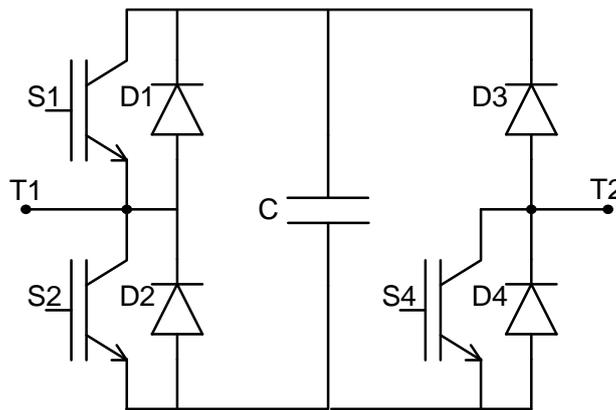


Figura 27 Submódulo em ponte semicompleta.

Tabela 5 Modos de operação do submódulo em ponte semicompleta. (estado 1 – habilitada, 0 - desabilitada).

	Estado das chaves			Elementos em condução	V_{T1T2}	Variação de carga no Capacitor
	S1	S2	S4			
Modo 1a	1	0	1	S1, S4	V_{cap}	Descarregando
Modo 1b	1	0	1	D1, D4	V_{cap}	Carregando
Modo 2a	0	1	1	D2, S4	0	Nula
Modo 2b	0	1	1	S2, D4	0	Nula

3.3.3 Capacitores

Em cada submódulo é utilizado um capacitor de 4700 μ F e 10 kV. Com isso, a tensão máxima de cada braço é de 40 kV, assim como a tensão no elo CC. Para efeito dos estudos de simulação os capacitores são previamente carregados, não sendo discutido nesse trabalho o método adotado para isso.

Para o cálculo do *ripple* dos capacitores, considera-se que a função de chaveamento durante o carregamento é aproximadamente 1, ou seja, o caso com maior variação possível, e adotam-se os valores aproximados de corrente obtidos nos testes de simulação, logo:

$$i_{cc} = 678 \text{ A},$$

$$i_{\text{capico}} = 1000 \text{ A},$$

onde i_{capico} é a corrente de pico CA. Logo:

$$\tilde{i}_{+\text{apico}} = 500 \text{ A},$$

onde $\tilde{i}_{+\text{apico}}$ é o valor de pico da corrente de um braço, sem a parcela CC.

Então, considerando i_{+a} predominantemente composta pelo primeiro harmônico, pode-se calcular a integral entre os pontos de cruzamento por zero, como mostrado na Figura 28, onde

$$t_i = 0,001241 \text{ s},$$

$$t_f = 0,007088 \text{ s},$$

são os pontos em que a corrente no braço passa por zero, onde t_i é calculado pelo arco cujo seno é a relação entre i_{cc} e $i_{+\text{apico}}$. E t_f é o suplemento de t_i . Logo,

$$\Delta v_{\text{cap}} = \frac{1}{0,0047} \left(\underbrace{\left(\int_{t_i}^{t_f} 500 \text{sen}(\omega t) dt \right)}_A - \underbrace{\frac{678}{3} (t_f - t_i)}_B \right) = 228 \text{ V} = 2,28 \%,$$

onde A corresponde às duas áreas hachuradas e B corresponde à área hachurada em azul, abaixo da abscissa da Figura 28. Com isso, obtém-se a área hachurada em vermelho, que representa a contribuição da corrente para a variação positiva de tensão.

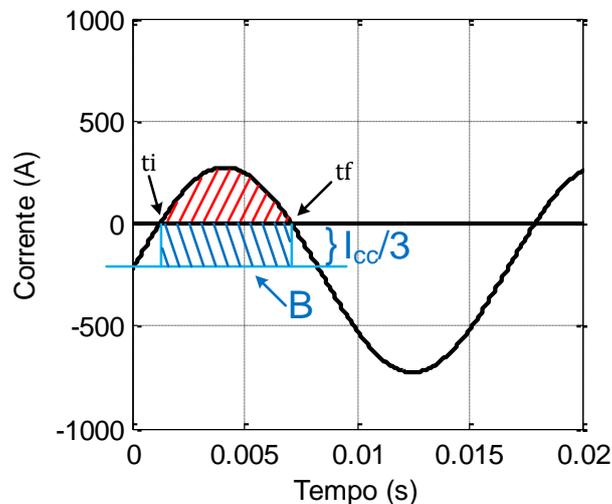


Figura 28 Área de corrente que carrega o capacitor positivamente.

3.3.4 Blocos de Medição

Em cada conversor são inseridos medidores de tensão em cada capacitor, e medidores de corrente de saída de cada braço. As tensões medidas dessa maneira são utilizadas para o ordenamento dos submódulos, que serve para o balanceamento dos capacitores. A medição de corrente na saída de cada braço é fundamental nesse controle do balanceamento, devido à informação do sentido da corrente em cada braço. Essas informações são então enviadas para os blocos de controle que geram os pulsos que retornam ao conversor. A Figura 29 apresenta o modelo do conversor simulado com submódulos em meia ponte. Com 4 submódulos por braço, são necessárias 24 medições de tensão e 6 medidas de corrente para a realização do controle.

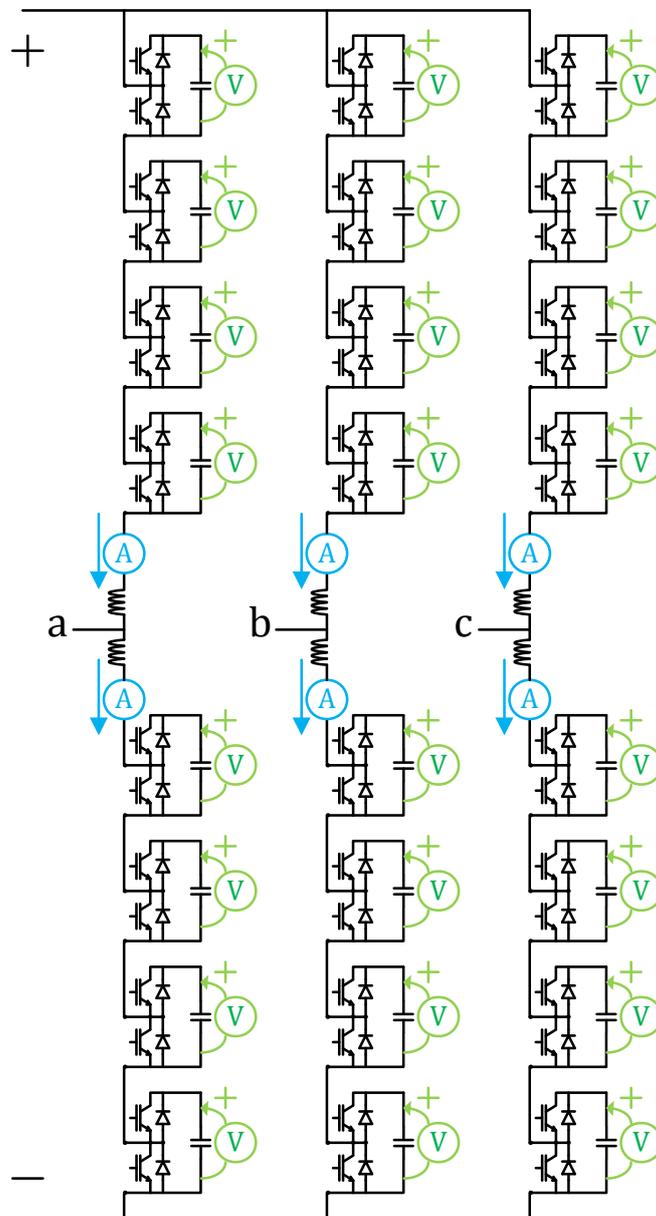


Figura 29 Componentes do conversor simulado em meia ponte.

3.3.5 Indutor *Buffer*

Em cada braço do conversor é utilizado um indutor de 3 mH. Como já mencionado no Capítulo 2, sua presença é fundamental para evitar picos de corrente durante os chaveamentos dos submódulos. O valor em uso foi baseado em (HAGIWARA e AKAGI, 2008).

3.4 Parâmetros de Controle

A entrada de dados no sistema de controle foi feita a partir de valores em p.u. Os ganhos dos controladores foram definidos por tentativa e erro começando por constantes próximas à unidade. A Tabela 6 mostra os valores dos ganhos utilizados em cada regulador PI do controle. Entre os ganhos proporcionais, apenas Kp1 possui valor acima de 1 no intuito de acelerar o controle da tensão no elo. Os outros reguladores não precisaram de ganhos maiores.

Tabela 6 Valores dos ganhos utilizados para o controle.

Kp1	Kp2	Kp3	Kp4	Kp5	Kp6	Kp7	Kp8
10	1	0,5	1	1	1	1	1
Ki1	Ki2	Ki3	Ki4	Ki5	Ki6	Ki7	Ki8
10/s	10/s	5/s	10/s	5/s	5/s	5/s	5/s

3.5 Programação do Controle do CMM

O CMM envolve uma série de componentes que precisam ser comandados de forma simultânea. Para tanto, foi desenvolvido um código em linguagem de programação C que se comunica com a plataforma do Matlab-Simulink através de uma *s-function*. Nele foram incluídas as funções de ordenação dos submódulos para controle da tensão dos capacitores, a verificação de quantos submódulos são conectados em cada instante através da modulação, e a seleção de quais chaves são acionadas. A saída desse bloco lógico é o conjunto de sinais de disparo das chaves modeladas no sistema.

É interessante observar a diferença que o uso de um programa escrito em código corrido provoca no tempo de simulação. Especialmente quando se trata de conversores multimódulo, o tempo de simulação se torna um gargalo a ser controlado. O uso de inúmeros componentes em sistemas gráficos de simulação implica na inversão e

posterior triangularização de matrizes cada vez maiores a cada iteração com o uso do método descrito em (DOMMEL, 1969), que é utilizado em simuladores EMTP (*EletoMagnetic Transients Program*). Um novo método pode ser encontrado na literatura (STRUNZ e CARLSON, 2007), chamado *Nested fast and simultaneous solutions*, em que os ganhos de tempo são consideráveis para uma quantidade muito grande de componentes. Para tanto, este método divide o circuito em circuitos menores, resolvendo-os separadamente. Isso aumenta o número de iterações para a solução, porém diminui o tempo total de simulação, uma vez que a inversão de matrizes de admitância menores é sensivelmente mais rápida computacionalmente. No caso do presente trabalho, não foi adotado este método, uma vez que são utilizados quatro submódulos por braço e os tempos de simulação são viáveis. Com o uso de código corrido para programar as lógicas de balanceamento dos capacitores, o tempo de simulação se reduz drasticamente, além de tornar mais viável a realização do sistema em ambiente de simulação.

3.5.1 Estrutura do Código e Ordenamento das funções

O código gerado foi dividido em 5 arquivos, uma biblioteca (extensão *.h) de declaração, uma biblioteca de funções (facilitando a depuração do código) e três programas (extensão *.c) que chamam essas duas bibliotecas. Esses programas são feitos de forma a atender uma fase cada, apesar de serem idênticos (apenas a entrada de dados é diferente). Essa necessidade surgiu, pois o Matlab não aceita trabalhar com mais de uma *s-function* do mesmo nome em um único subsistema. A criação de novos subsistemas resolve este problema, de forma que as mesmas *s-functions* são usadas para os dois conversores utilizados nas simulações do sistema CCAT.

Na biblioteca de declarações são inicializadas as variáveis globais do código, sendo a principal delas o vetor de estruturas que armazena as informações sobre cada submódulo. A declaração deste tipo para o submódulo permitiu atribuir a um objeto, várias das suas características, que são: estado atual do submódulo (conectado ou desconectado), estado antigo do submódulo (estado na iteração anterior), estado de cada chave, corrente e tensão.

Na biblioteca de funções estão presentes todas as rotinas criadas para o controle.

3.5.2 Modulação do Sinal

O método de modulação adotado neste trabalho foi o PD PWM, que foi explicado no Capítulo 2. Como o conversor tem quatro submódulos por braço, o sinal de referência proveniente do controlador é comparado com quatro ondas portadoras triangulares de mesma fase e amplitude dispostas como descrito no método. A frequência utilizada na portadora foi de 2 kHz.

Essa etapa de modulação tem uma relação direta com a configuração do circuito trifásico. Os transformadores estão ligados no grupo de vetor Yd1. Pela definição de grupos de vetores para ligação de transformadores, “d” seguido de “1” indica rotação de 30° no sentido horário do vetor de tensão do lado em delta. A Figura 30(a) mostra os fasores de tensão nos dois pontos do circuito. Percebe-se que a tensão fase-fase “Vab” na saída do conversor está em fase com a tensão fase-neutro “Va” medida na barra CA. Pela Figura 30(b), observa-se que o lado da barra B1 está em estrela e o lado do conversor está em delta. Com isso, a medição de tensão fase-neutro nas barras CA fica adiantada de 30° em relação à tensão fase-neutro da saída do conversor.

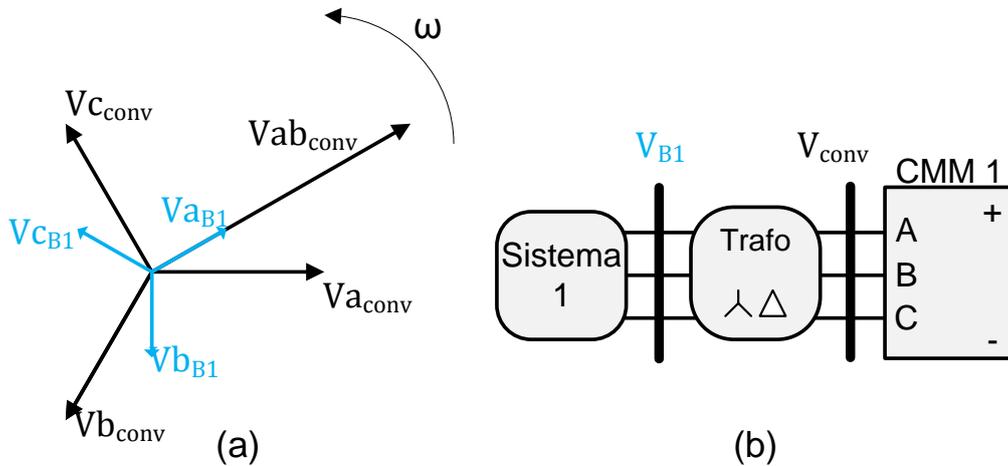


Figura 30 Fasores de tensão da barra CA e da saída do conversor.

Assim, o sinal de referência de tensão obtido a partir do controle desacoplado deve ser atrasado de 30° para então ser enviado para a comparação da modulação. A Figura 31 mostra as portadoras triangulares que são comparados com o sinal de referência para definir o número de submódulos que são conectados e desconectados em cada braço em cada instante de operação. Logo:

$$\begin{aligned}
 v_{ref} > v_{tri1} &\rightarrow N_{inf} = 4, N_{sup} = 0, \\
 v_{ref} > v_{tri2} \ \&\& \ v_{ref} < v_{tri1} &\rightarrow N_{inf} = 3, N_{sup} = 1, \\
 v_{ref} > v_{tri3} \ \&\& \ v_{ref} < v_{tri2} &\rightarrow N_{inf} = 2, N_{sup} = 2,
 \end{aligned}
 \tag{34}$$

$$v_{ref} > v_{tri4} \ \&\& \ v_{ref} < v_{tri3} \rightarrow N_{inf} = 1, N_{sup} = 3,$$

$$v_{ref} < v_{tri4} \rightarrow N_{inf} = 0, N_{sup} = 4,$$

onde N_{inf} e N_{sup} são o número de submódulos com o capacitor conectado no braço inferior e no braço superior, respectivamente.

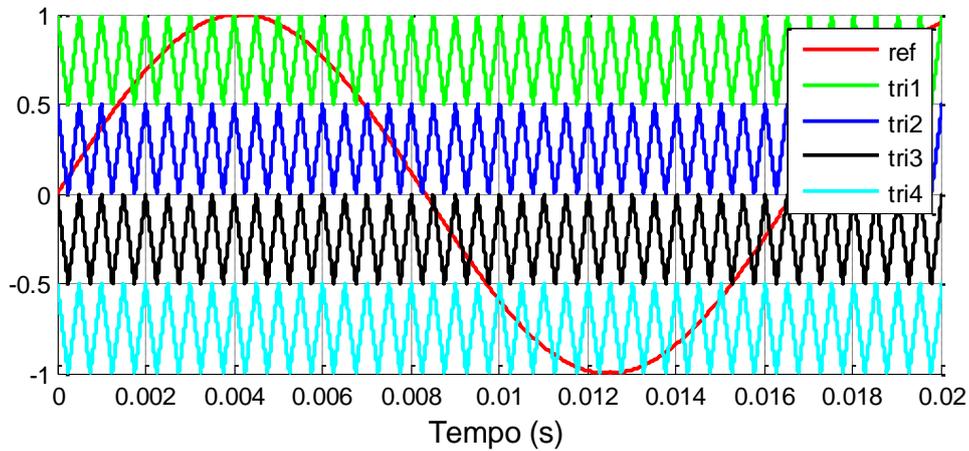


Figura 31 Sinal de referência sobre os sinais portadores que compõem a modulação.

3.5.3 Balanceamento dos Capacitores

O sistema de controle do CMM parte da premissa de que as tensões nos capacitores de todos os submódulos devem permanecer dentro de uma faixa de valores em regime permanente. Para que isso seja verdadeiro durante a operação, é necessário que a corrente que circula pelos capacitores trafegue nos dois sentidos de forma a carregar e descarregar o capacitor na mesma medida, mantendo um valor médio de tensão em regime permanente.

O controle do balanceamento depende da tensão dos capacitores em cada instante e do sentido da corrente no braço do conversor. Primeiramente, é definida a ordem de tensões dos capacitores por braço, ou seja, um vetor é preenchido pelo número de cada submódulo por ordem crescente de tensão. Então, com a informação do sentido da corrente, é feita a seleção dos que devem ser conectados quando há uma mudança de nível na modulação. Para que isso seja possível, é necessária uma variável que armazena o número de submódulos ligados na iteração anterior, assim, a partir da comparação com o estado atual, é permitida a entrada nas rotinas de mudança de estado, caso contrário, mantém-se o estado atual.

Pela convenção de medição de corrente nos braços do conversor, quando a corrente for positiva, os submódulos conectados necessariamente estarão carregando seus capacitores. Dessa forma, toda vez que a modulação exige mais um nível de

tensão, é escolhido o submódulo cujo capacitor está menos carregado, e assim sucessivamente. No caso inverso, em que a corrente é negativa nos braços do conversor, opta-se pelos capacitores mais carregados, que, por sua vez, irão descarregar com a passagem da corrente pelo submódulo conectado. A Figura 32 resume em um fluxograma a lógica de balanceamento descrita.

Então, definido o estado de cada submódulo, uma última rotina do código envia os sinais de disparo conforme as tabelas de modos de operação de cada tipo de submódulo.

Além dessa estratégia, na literatura se verificam cada vez mais outros métodos, cujo objetivo principal é reduzir a frequência de chaveamento, melhorando o rendimento do conversor (QINGRUI, ZHENG e LIE , 2011).

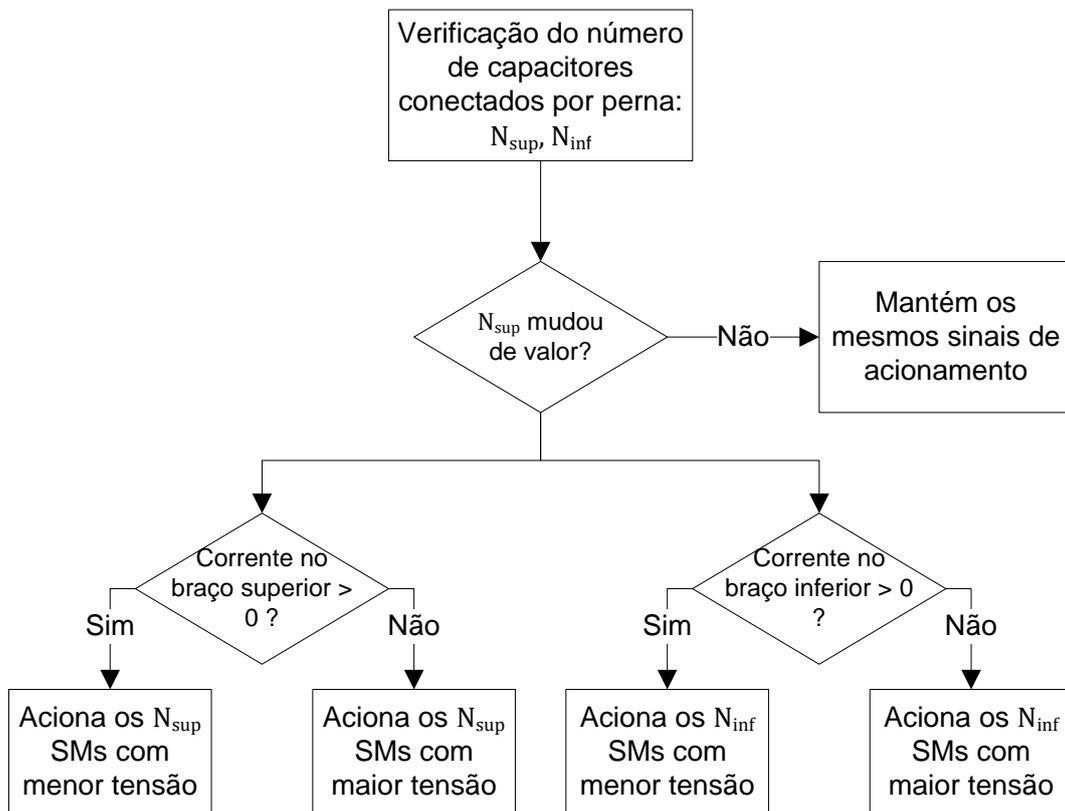


Figura 32 Fluxograma da lógica de balanço de capacitores utilizada.

3.6 Sistema em Regime Normal de Operação

Os conversores CMM baseados em submódulos em meia ponte e em ponte semicompleta apresentam comportamento semelhante quando operam em regime

permanente. Por isso, neste capítulo não há necessidade de discriminar que tipo de conversor é adotado nas simulações.

Para demonstrar o funcionamento do sistema de controle adotado e observar o comportamento do sistema frente a mudanças nos referenciais de controle, foram feitos três testes diferentes. No primeiro, é aplicada uma rampa de potência ativa até o valor nominal de transmissão do sistema, e também degraus de potência reativa no instante 1 s. No segundo, em que no instante 1 s o sistema transmite a potência nominal em um sentido, é aplicada uma rampa de potência ativa no sentido contrário, para mostrar a capacidade de reversão no sentido de transmissão de potência do sistema de controle. A referência do controle de tensão é 1 p.u. desde o início das simulações em ambos os testes. O terceiro teste é dividido em dois casos nos quais os capacitores são iniciados com tensões diferentes da nominal: quando as tensões nos capacitores do braço superior são maiores que as tensões nos capacitores do braço inferior; e quando as tensões dos capacitores de ambos os braços de uma perna são iguais.

3.6.1 Teste 1 - Rampa de Potência Ativa e degrau de Potência Reativa

A Figura 33 mostra a configuração do Teste 1. A Figura 34 mostra a tensão medida no ponto de conexão entre os terminais do conversor e a linha CC, onde não há *ripple* significativo de tensão. Nos primeiros instantes da simulação pode-se observar o transitório de energização da linha CC. Este tipo de problema na partida pode ser mitigado com o uso de resistores e filtros para a frequência da linha.

A Figura 35 mostra as correntes CC saindo de cada conversor e a Figura 36 mostra a potência ativa medida nas barras CA do circuito. Em ambas, percebe-se que o degrau de potência reativa provoca um transitório que é rapidamente corrigido pelo controle.

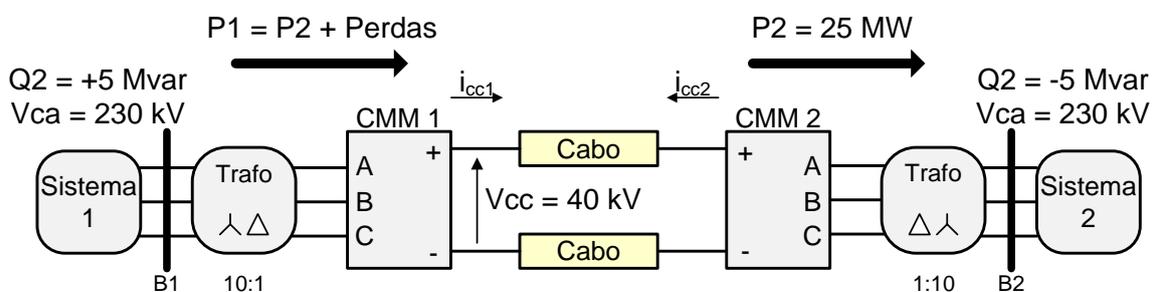


Figura 33 Configuração do sistema para o teste 1.

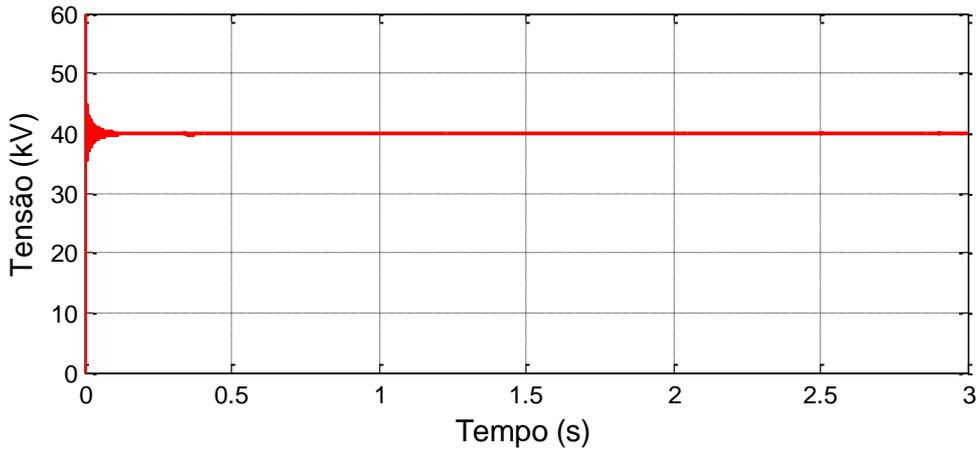


Figura 34 Tensão no ponto de conexão do CMM 1 com a linha CC.

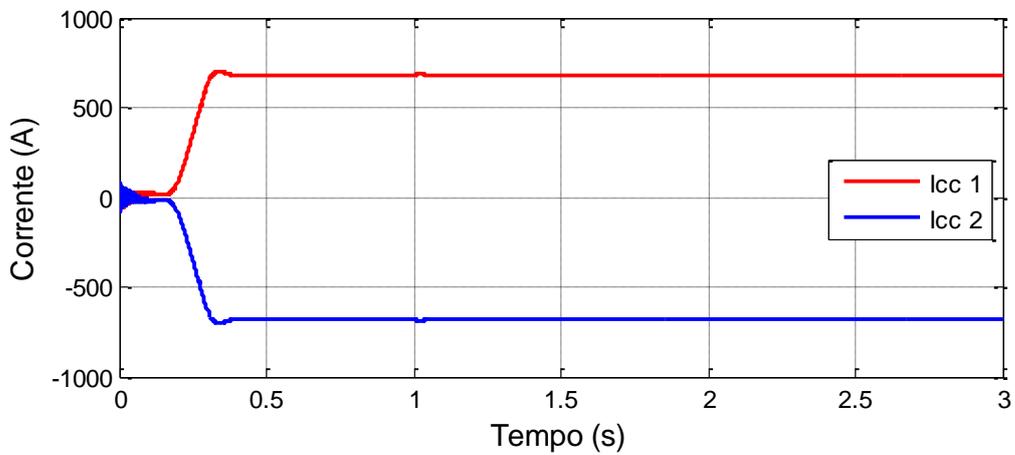


Figura 35 Correntes na linha CC.

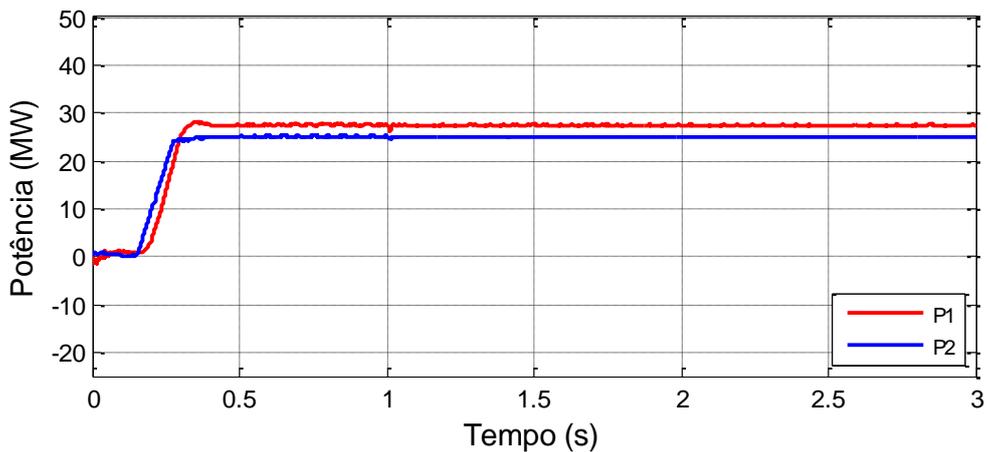


Figura 36 Potência ativa nas barras B1 e B2 no sentido do sistema 2.

A Figura 37 mostra a corrente rms na fase “a” de cada barra CA do sistema. Após o transitório de potência reativa a corrente assume valores diferentes em cada barra.

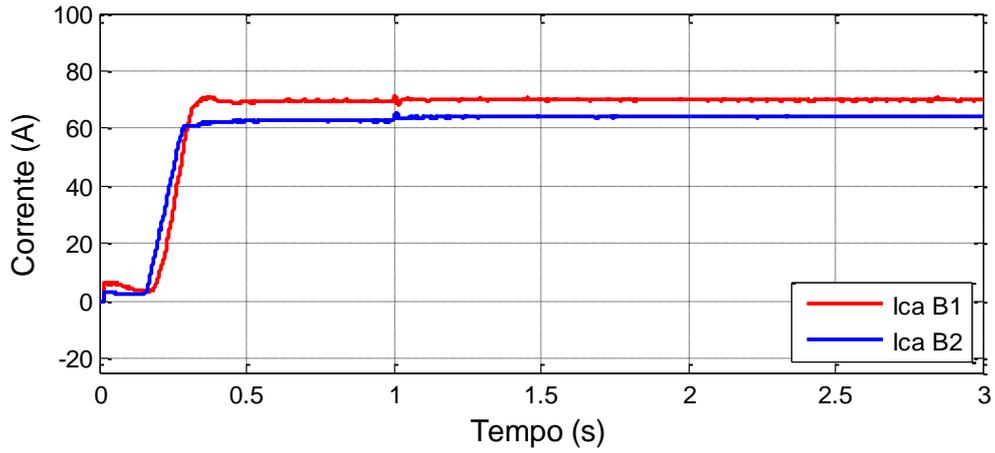


Figura 37 Correntes CA rms nas barras B1 e B2.

A Figura 38 apresenta a potência reativa medida nas barras CA do sistema. Com efeito, após o degrau positivo na barra B1, a tensão rms na barra é elevada, como pode ser visto na Figura 39. Analogamente, na barra B2, após o degrau negativo de potência reativa, a tensão tem seu valor reduzido.

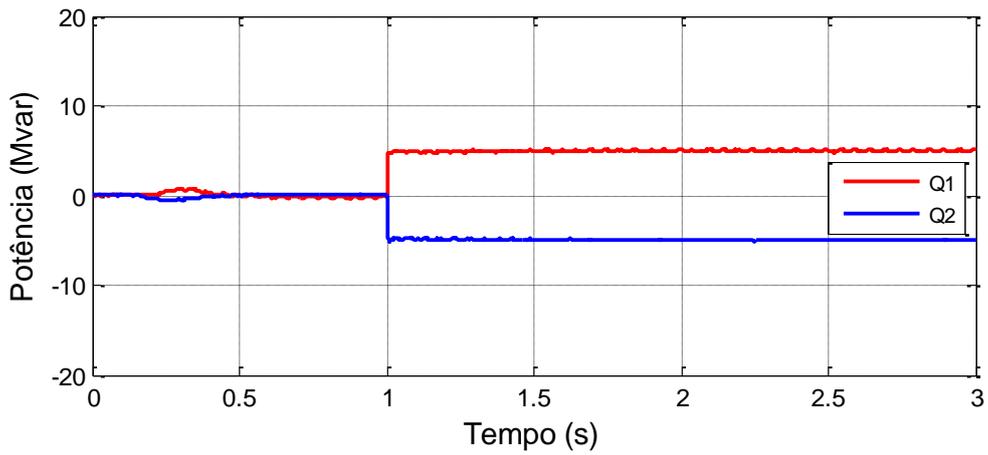


Figura 38 Potência reativa nas barras B1 e B2.

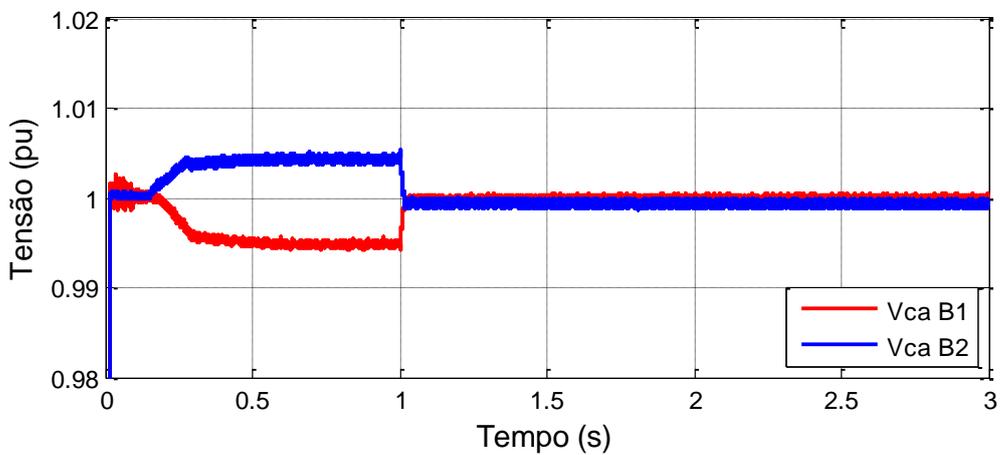


Figura 39 Tensão rms nas barras B1 e B2.

A Figura 40 mostra as tensões de linha que são obtidas entre o conversor CMM 1 e o transformador T1. Neste ponto, são observados os nove níveis que o conversor com 4 submódulos por braço é capaz de gerar. Devido à baixa quantidade de níveis, o uso do transformador conectado em delta-estrela ajuda a eliminar os harmônicos múltiplos de três, e sua impedância também amortece outros harmônicos, de forma que a tensão de linha na barra B1 aparece com THD significativamente mais baixo, como mostrado na Figura 41. A corrente na barra B1 e entre o conversor e o transformador são mostradas na Figura 42 e na Figura 43, onde o conteúdo harmônico também é reduzido.

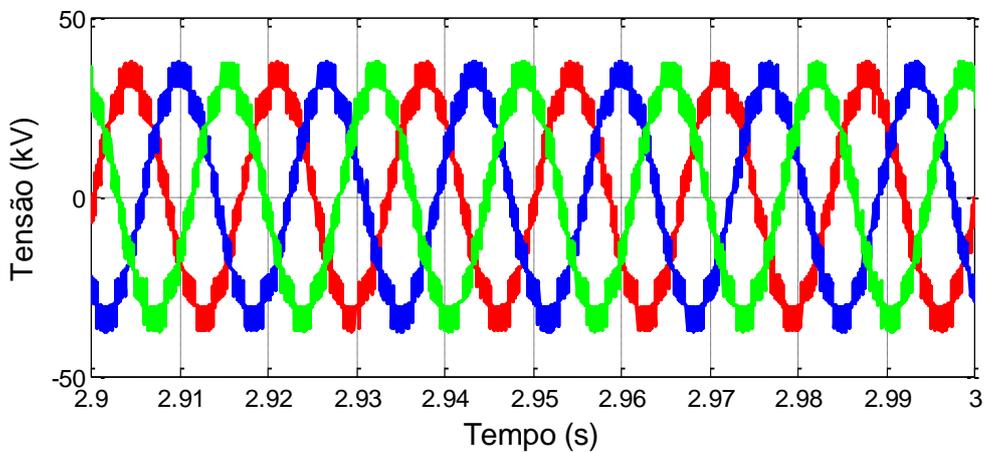


Figura 40 Tensão CA na saída do conversor CMM 1.

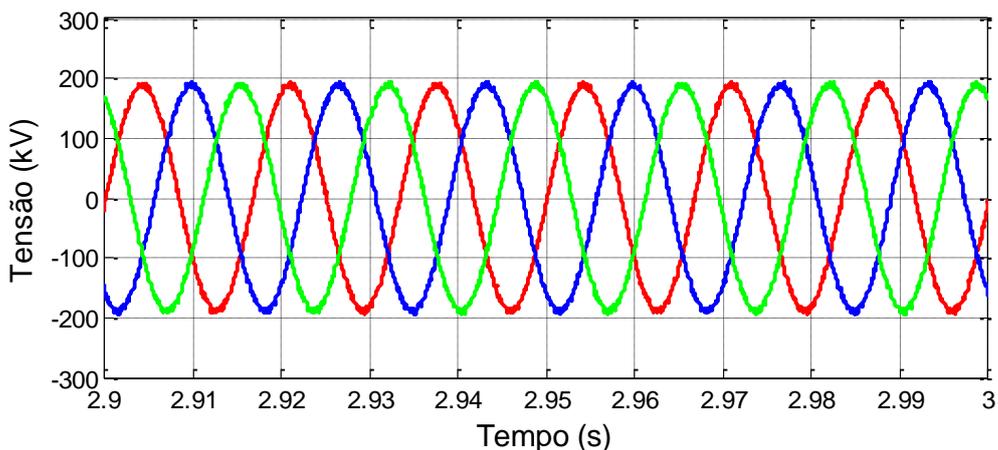


Figura 41 Tensão CA na barra B1.

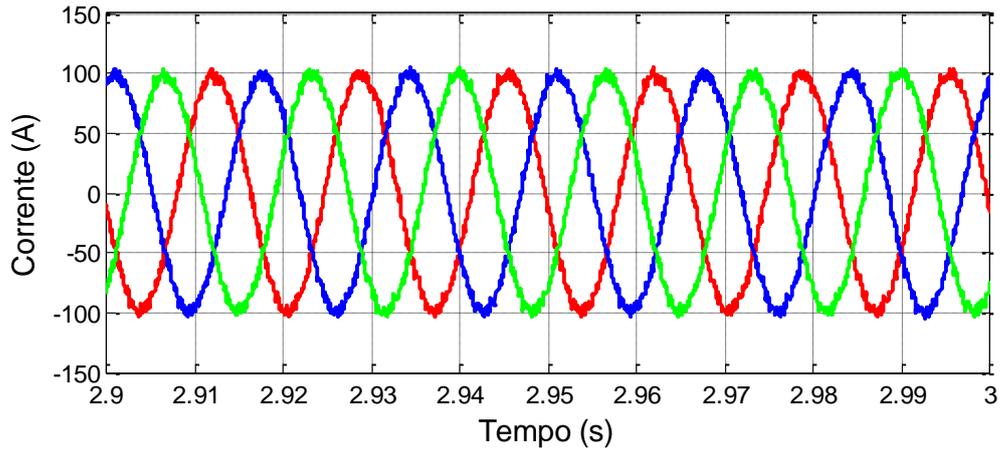


Figura 42 Correntes CA na barra B1.

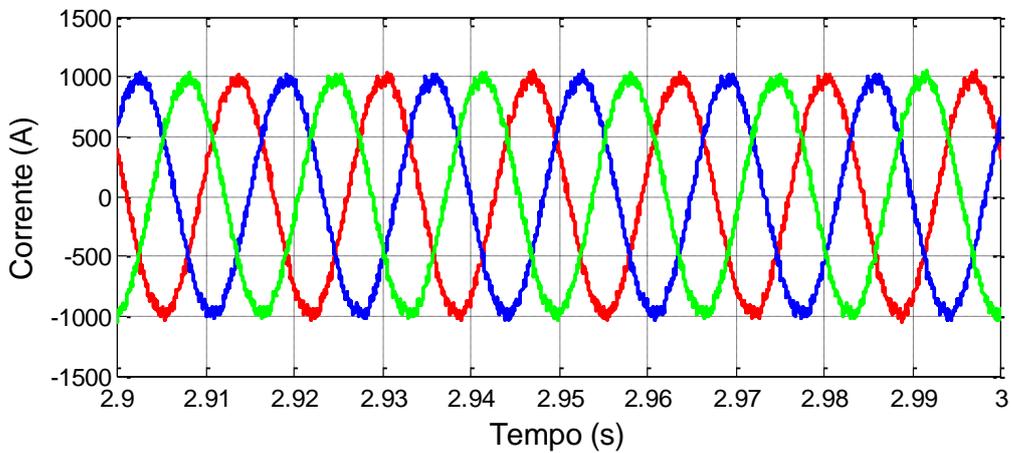


Figura 43 Correntes CA medidas na saída do conversor CMM 1.

A Figura 44 e a Figura 45 mostram o comportamento da tensão dos capacitores dos submódulos. O *ripple* de tensão sofre variação tanto com a rampa de potência, quanto com o degrau de potência reativa devido à mudança na corrente CA. Em regime permanente com corrente nominal, a variação de tensão fica em torno de $\pm 1\%$, como previsto pelo cálculo do *ripple*. A Figura 46 mostra as correntes nos braços da perna “a” do conversor CMM 1.

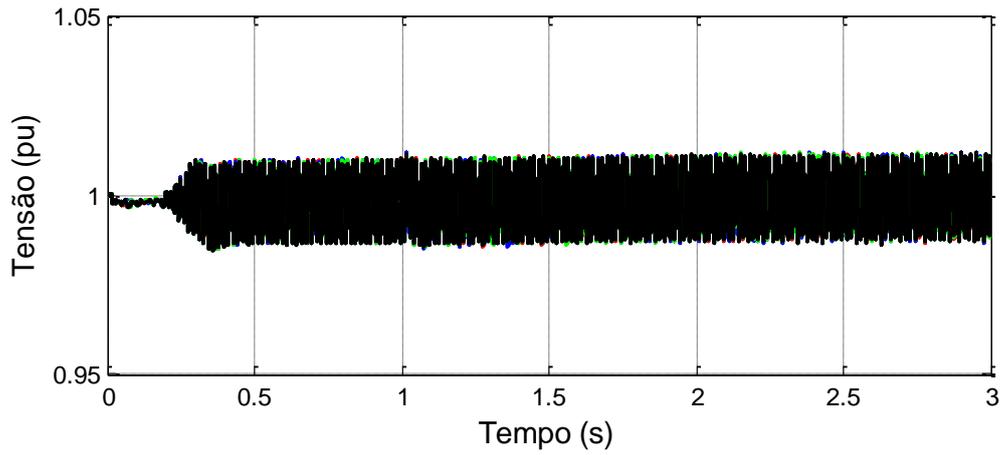


Figura 44 Tensão nos capacitores do braço superior da perna “a” do CMM 1.

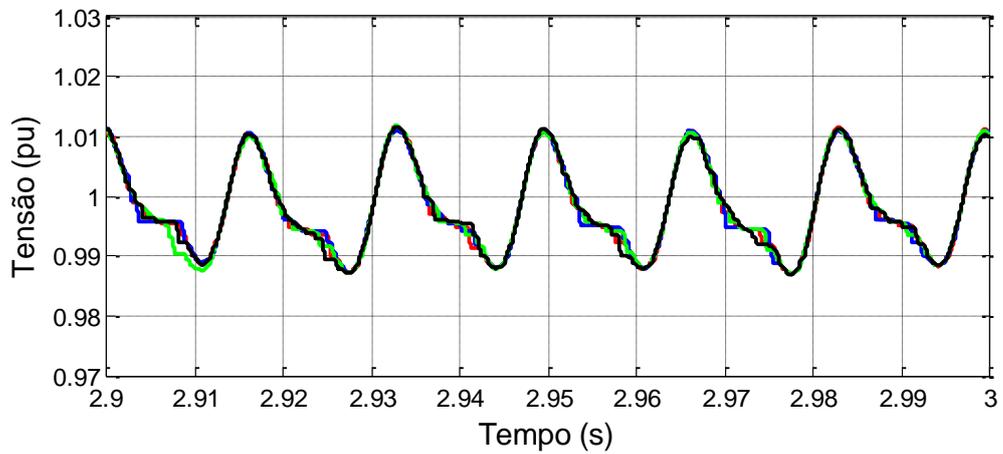


Figura 45 No detalhe, tensão nos capacitores do braço superior da perna “a” do CMM 1.

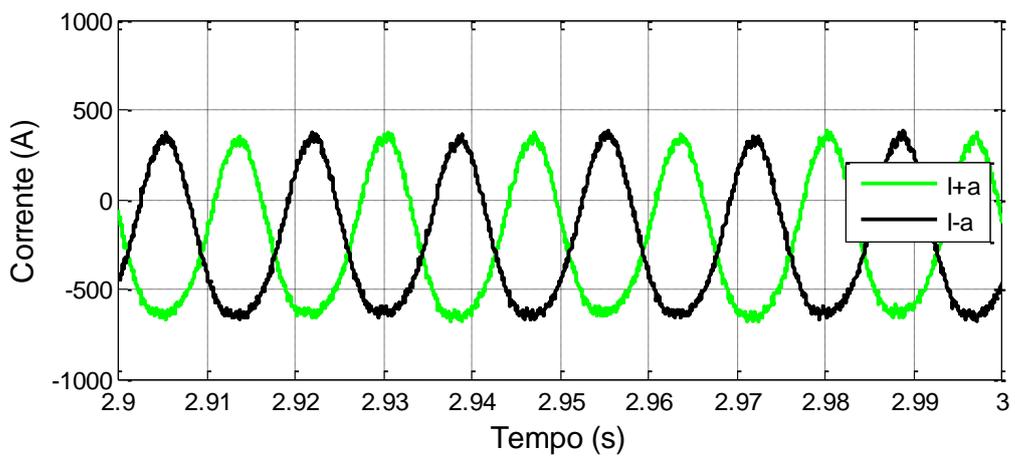


Figura 46 Correntes medidas nos braços superior e inferior da perna “a” do CMM 1.

3.6.2 Teste 2 – Reversão no Sentido do Fluxo de Potência

A Figura 47 mostra a configuração do Teste 2, onde é verificado como o sistema de controle responde a uma reversão no fluxo de potência. A Figura 48 mostra a variação das potências nas barras CA. A Figura 49 mostra a variação das tensões CA. A Figura 50 mostra as correntes nos braços, de uma perna do CMM 1. Com a reversão de fluxo, o valor médio das correntes é invertido.

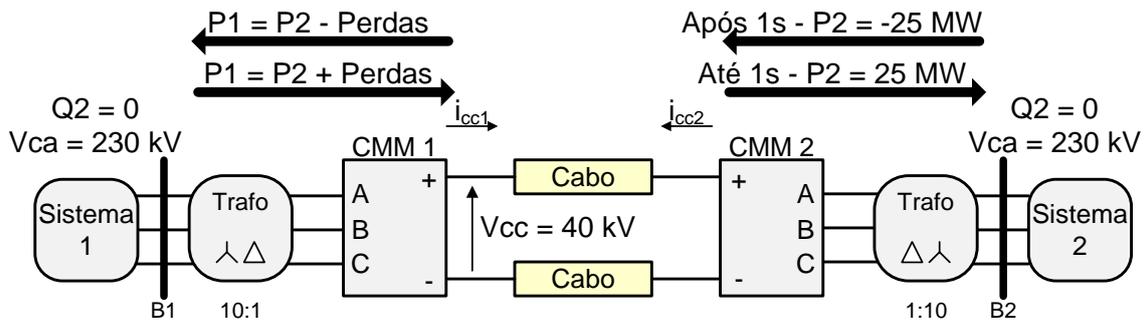


Figura 47 Configuração do Teste 2.

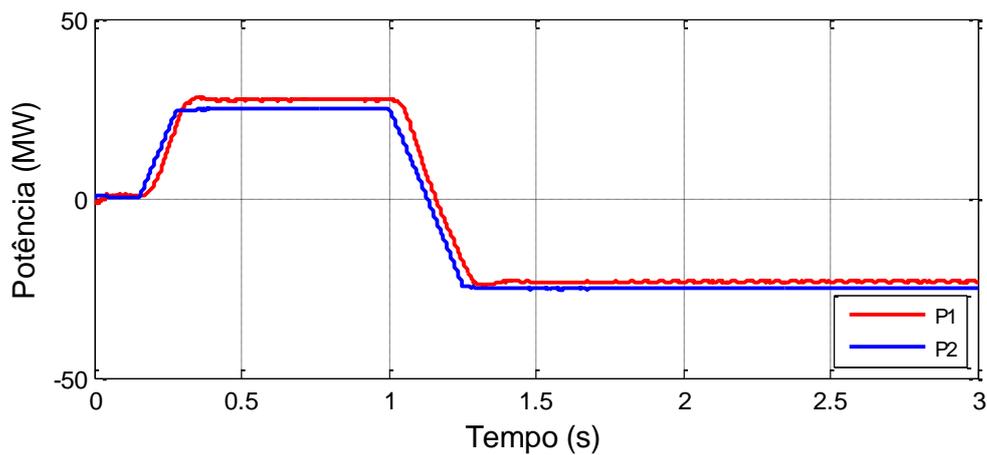


Figura 48 Potência ativa nas barras B1 e B2 no sentido do sistema 2.

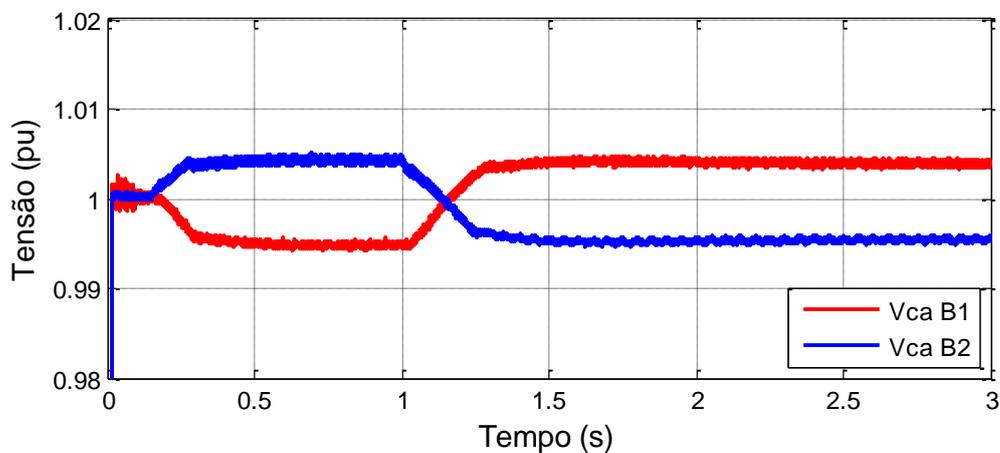


Figura 49 Tensão rms nas barras CA.

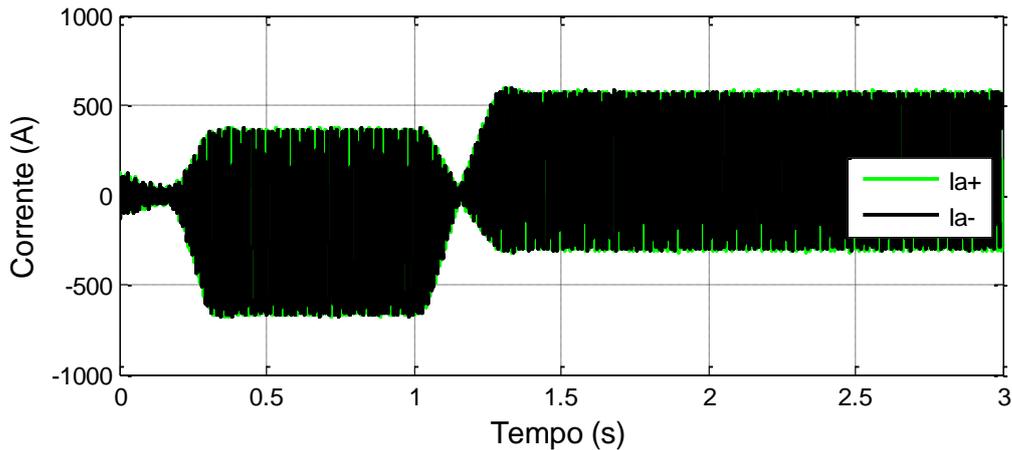


Figura 50 Corrente nos braços superior e inferior do conversor CMM 1.

3.6.3 Teste 3 – Tensão Inicial Diferente nos Capacitores

3.6.3.1 Teste 3(a) – Braços com Tensões Diferentes

No teste 3(a) foi verificada a capacidade de reequilíbrio de tensões nos capacitores de uma perna cujos submódulos estivessem carregados diferentemente. No braço superior os capacitores começam com 110% da tensão nominal, ao passo que no braço inferior começam com 90% da tensão nominal. No instante 0,15 s foi aplicada a rampa de potência como nos testes anteriores. Isso não impede o sistema de voltar a ter a tensões de todos os submódulos equilibradas, como mostrado na Figura 51.

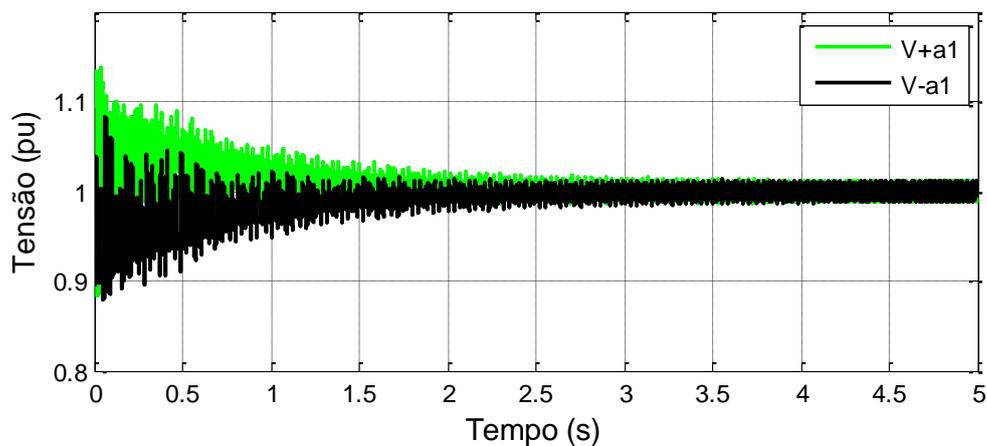


Figura 51 Tensão no submódulo 1 do braço superior da perna “a” e no submódulo 1 do braço inferior da perna “a” do CMM 1.

Entretanto, devido à diferença de potencial entre os braços, circulam altas correntes entre os braços. A Figura 52 mostra as correntes nos braços durante o transitório inicial. Mesmo antes da rampa de potência podem ser observadas correntes acima das nominais do sistema.

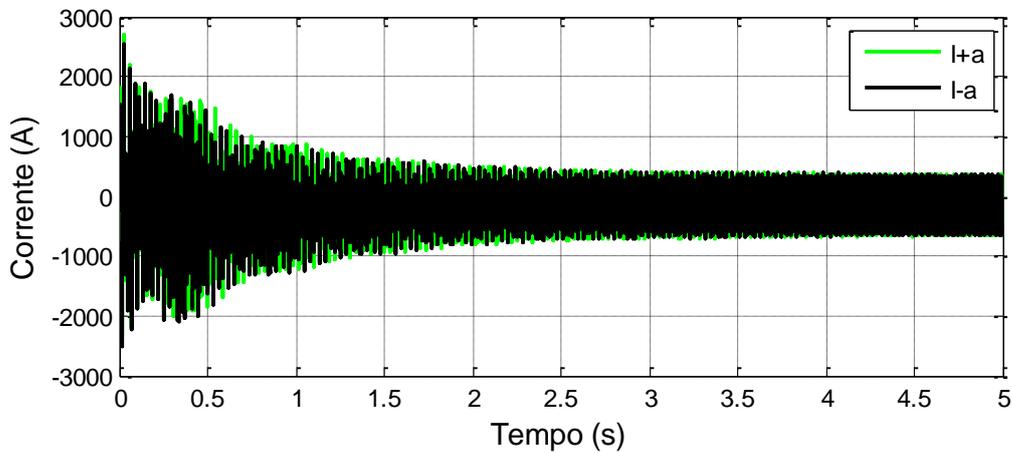


Figura 52 Correntes nos braços da perna “a” do CMM 1.

3.6.3.2 Teste 3(b) – Braços com Tensões Iguais

O teste 3(b) foi feito com as tensões de todos os capacitores 10% maiores que o valor nominal no conversor CMM 1. Neste caso, por não haver diferença entre as tensões dos braços, o transitório das tensões nos capacitores foi mais rápido, como mostrado na Figura 53. Além disso, não houve sobrecorrentes nos braços.

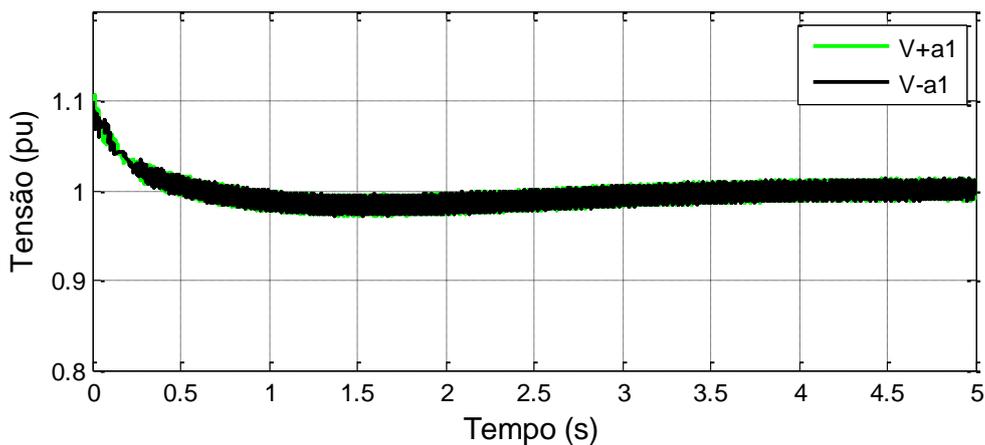


Figura 53 Tensão no submódulo 1 do braço superior da perna “a” e no submódulo 1 do braço inferior da perna “a” do CMM 1.

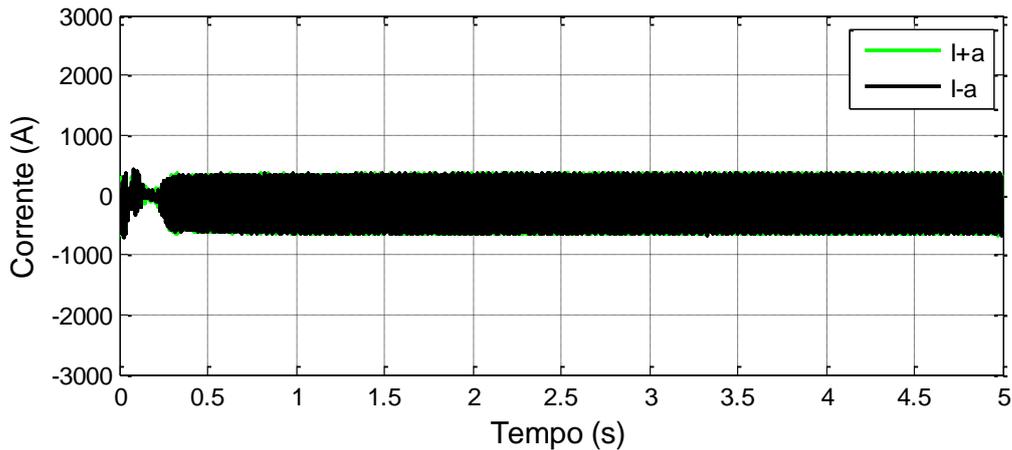


Figura 54 Correntes nos braços do conversor CMM 1.

3.7 Conclusões Parciais dos Testes em Regime Normal de Operação

No teste 1 foi observado o comportamento do sistema em regime normal de operação, onde o sistema de controle responde rapidamente aos transitórios de operação. As tensões nas barras CA apresentam baixo conteúdo harmônico e as tensões nos capacitores são balanceada pela lógica de controle das chaves.

No teste 2 foi observado o comportamento do sistema após a inversão da referência de fluxo de potência. Mantendo-se a referência do controle de fluxo no conversor CMM 2, observou-se o efeito das perdas na linha CC quando comparadas as potências nas barras CA, antes e depois da reversão de fluxo. Além disso, pôde-se observar o acoplamento entre a potência real e a tensão CA nas barras B1 e B2, em que a tensão aumenta quando o fluxo de potência está entrando.

No teste 3 foi observado que o controle é robusto mesmo quando a tensão inicial dos capacitores é diferente da nominal. Tal característica é fundamental para o religamento dos conversores após o curto-circuito na linha CC, em que as tensões dos capacitores estão diferentes da nominal, e que será analisado no Capítulo 4.

Capítulo 4 Resposta Frente a Curtos-Circuitos

4.1 Considerações Sobre os Testes

Neste capítulo são apresentados os principais resultados do trabalho acerca do comportamento do CMM durante e depois da ocorrência de curtos-circuitos no lado CC, considerando uma linha aérea. Foi considerado para efeito dos estudos que as falhas são não permanentes. Foi considerado também, que na medida em que a corrente de curto-circuito cai a um valor próximo de zero, ela se extingue. Esses curtos-circuitos costumam acontecer devido à queda de raios sobre a linha, que acabam facilitando a ionização do ar entre os cabos proporcionando o fechamento do curto-circuito. Esse tipo de curto-circuito é dos mais severos que podem ocorrer em uma linha CC.

4.2 Métodos de Proteção Contra Curto-Circuito CC

4.2.1 CMM em Meia Ponte

Para a proteção de um CMM com submódulos em meia ponte podem ser utilizados tiristores ultrarrápidos, posicionados como na Figura 55, que criam um caminho de *bypass* em cada submódulo para proteger também os diodos de potência (GEMMELL, *et al.*, 2008). Estes tiristores entram em operação tão rápido quanto as chaves podem ser desabilitadas. Depois, espera-se o tempo de abertura do disjuntor CA, que é aproximadamente 150 ms (ONS, 2001). Após o desligamento da rede CA, a corrente de curto-circuito decai até um valor em que se considera extinto o curto-circuito CC, que, no caso em estudo, foi de 5 A. Após a extinção do defeito, são esperados 200 ms de desenergização da linha (SUNABE, GODA e TANAKA, 2000)⁴ e então é reestabelecida a alimentação da linha com o fechamento dos disjuntores CA, que demoram 20 ms para religar (ONS, 2001), e o religamento do conversor.

Em (LI, *et al.*, 2013) é proposto um método para proteção de CMM em meia ponte que dispensa a ação dos disjuntores CA. Para tanto, em cada submódulo é inserido uma chave bidirecional também ultrarrápida que faz com que o curto-circuito CC seja visto pelo sistema como um defeito trifásico. Assim, o decaimento ocorre em

⁴Em (ONS, 2001), recomenda-se um tempo morto de 500 ms para desenergização do sistema, mas neste trabalho seguiu-se (SUNABE, GODA e TANAKA, 2000).

função da constante de tempo da impedância do conversor somada com a impedância da linha até o ponto de curto-circuito.

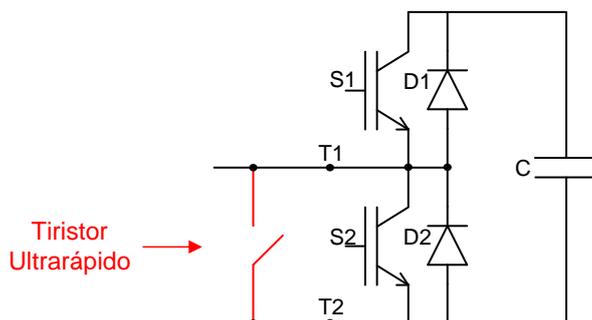


Figura 55 Tiristor ultrarrápido para proteção do submódulo em meia ponte.

Para acelerar o decaimento da corrente de curto-circuito, existem os disjuntores *MRTB* (*Metalic Return Transfer Breaker*) que podem ser utilizados em sistemas bipolares, como o da Figura 1. Esses disjuntores atuam para extinguir o curto-circuito na linha CC apenas depois da atuação da proteção CA. O princípio básico é provocar um curto-circuito entre os polos com o neutro do sistema, para desenergizar a linha mais rapidamente (HARA, *et al.*, 2001).

Neste trabalho foi usado o método em que é necessária a atuação dos disjuntores CA para comparar o desempenho da proteção do CMM em meia ponte com o CMM em ponte semicompleta. Não foram previstos disjuntores *MRTB* no circuito.

4.2.2 CMM em Ponte Semicompleta

Conversores com submódulos em ponte semicompleta têm comportamento diferente quando submetido a um curto-circuito na linha CC. Não há necessidade de atuação do sistema de proteção CA. O comportamento do CMM frente a um curto-circuito CC pode ser dividido em três estágios: antes da detecção do curto; decaimento da corrente após o desligamento das chaves; bloqueio após a desenergização das indutâncias dos braços.

Do instante do curto-circuito até a sua detecção, o CMM opera como se não houvesse curto, porém com a corrente crescente.

A partir da detecção do curto-circuito, as chaves são cortadas. Após o corte das chaves, as correntes nos braços conservam o sentido devido à inércia de corrente dos indutores de buffer. Logo, os pares de diodos D2/D3 e D1/D4 conduzem, como mostrado na Figura 56, até que a energia presente nos indutores dos braços decaia a zero. Com isso, todos os capacitores sofrem uma variação de tensão, que depende do nível de corrente nos indutores dos braços no instante de desligamento das chaves. No

entanto, como a corrente nos braços pouco ultrapassa a corrente nominal até o instante do bloqueio, esta variação é pequena, (poucos por cento da tensão do capacitor). Devido ao sentido da corrente CC que entra pelo polo negativo do conversor que opera como retificador, na maioria dos braços, a corrente será positiva no sentido de baixo para cima da Figura 56 no momento em que as chaves são desabilitadas. No caso do conversor que opera como inversor, a maioria das correntes será positiva de cima para baixo da Figura 56, pois a corrente CC entra pelo polo positivo da linha CC.

Após o decaimento das correntes nos braços, a nova configuração do circuito impede que haja fluxo de cargas do lado CA do sistema para a linha CC. A Figura 57(a) e a Figura 57(b) mostram a configuração equivalente de duas partes do sistema após o desligamento das chaves, onde $V_{\text{braço}}$ é a soma das tensões de todos os capacitores em um braço. Em operação normal, a tensão nominal do elo CC é igual à $V_{\text{braço}}$, pois é controlada com metade dos submódulos de cada perna do conversor. Isso mostra que, após o desligamento das chaves e enquanto os diodos conduzem, existe uma tensão duas vezes maior que a tensão nominal do elo CC entre os terminais de linha CA e o curto-circuito. Porém, como a tensão do elo usualmente é projetada para ter um valor próximo do valor de pico da tensão de linha CA, a corrente tende a fazer a circular no sentido contrário ao de condução dos diodos, logo, o curto-circuito é eliminado rapidamente.

Após a extinção do curto-circuito, são esperados os mesmos 200 ms de deionização da linha para então reiniciar a operação dos conversores.

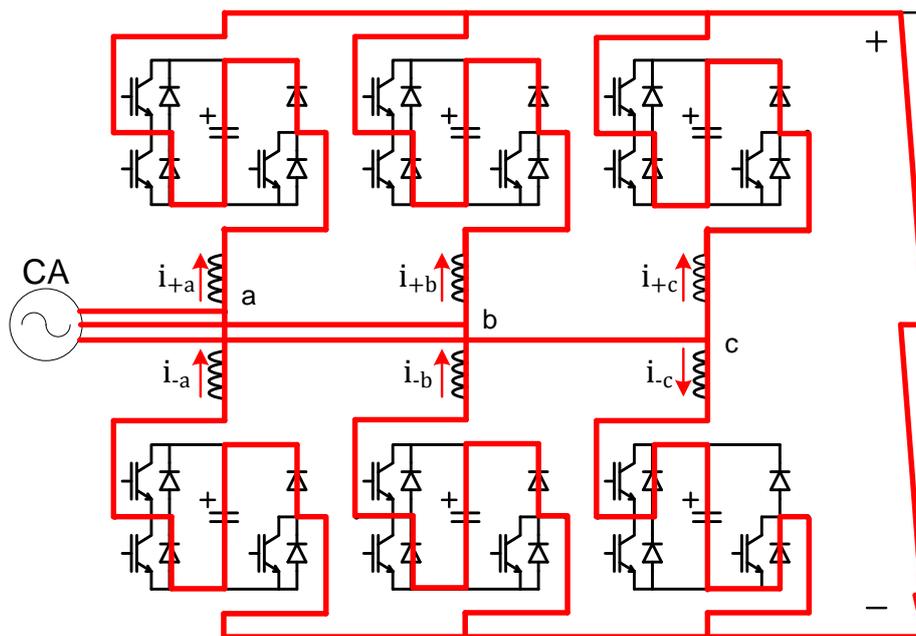


Figura 56 Correntes durante o bloqueio do curto-circuito pelo conversor em ponte semicompleta.

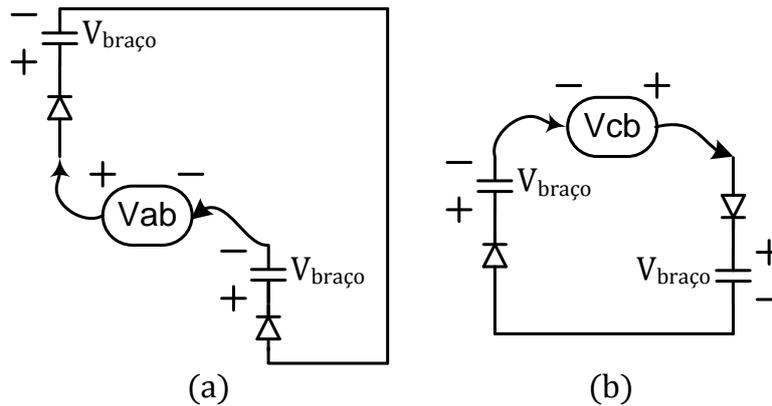


Figura 57 (a) Limitação do fluxo de cargas entre um braço superior e um inferior. (b) Limitação do fluxo de cargas entre dois braços inferiores.

4.3 Programação dos Curtos-Circuitos CC

A identificação do curto-circuito ocorre quando a corrente CC atinge um valor cujo módulo é 1,6 vezes maior que o valor nominal. Nesse instante, os IGBTs são prontamente desligados desconsiderando-se maiores atrasos, como forma de simplificação para a simulação.

Em um sistema real, existe o tempo de atraso que o sistema de proteção demora a atuar medindo-se a corrente no terminal CC do conversor. Entretanto, todos os IGBTs possuem uma proteção contra sobrecorrentes que independe de um sistema de proteção. A ultrapassagem do limiar de corrente em um IGBT provoca seu desligamento em um tempo da ordem de 1 a 2 μs (LOBSIGER e KOLAR, 2013).

Com isso, tem-se uma situação favorável ao sistema proposto, porém que não interfere na conclusão dos resultados.

Além do desligamento das chaves, a detecção do curto-circuito também acarreta outras ações. Todas as referências de controle são zeradas pelos blocos de Reset, definidos no Capítulo 2. As referências de controle são reabilitadas somente quando o sinal de desligamento das chaves é desligado, ou seja, quando é reiniciada a operação dos conversores.

Para configurar a operação dos conversores durante o curto-circuito no ambiente de simulação foi usada mais uma *s-function*. A partir do sinal de identificação do curto-circuito, é enviado o comando para desconectar todos os submódulos dos dois conversores. O decaimento da corrente é monitorado por relés que armazenam o instante em que o curto-circuito é considerado extinto. Nesse momento é enviado o

comando para as chaves que acionam os resistores de amortecimento, apresentados na Figura 58, que conectam os terminais CC dos conversores para evitar oscilações de tensão. Além disso, é esperado o tempo de atraso dos disjuntores - no caso do conversor em meia ponte - e o tempo de desenergização da linha CC para ambos os casos. O religamento é feito primeiramente recuperando o controle de tensão, e, após 50 ms, é dada uma referência de potência com a mesma característica da rampa inicial.

4.4 Resultados de Simulação – CMM em Meia Ponte

Para a simulação, os capacitores já começam carregados, de tal modo que o transitório inicial de tensão CC ocorre apenas devido à energização inicial da linha. Uma rampa de potência é dada até que o sistema se aproxime do regime permanente, e, então, em 1s ocorre um curto-circuito através da inserção de $1\ \Omega$ entre os dois polos da linha de transmissão CC no extremo próximo ao conversor que controla o fluxo de potência, o CMM 2 da Figura 58. Nesta também estão representados os disjuntores CA e os resistores de amortecimento que atuam quando a corrente de curto-circuito é considerada extinta. Então, quando a corrente na linha CC atinge 1,6 vezes a corrente nominal em algum dos extremos da linha de transmissão, considera-se que há um curto-circuito e, com isso, é iniciado o processo de proteção e religamento. A primeira ação é desligar todas as chaves dos conversores para evitar que a corrente de curto passe pelos IGBTs.

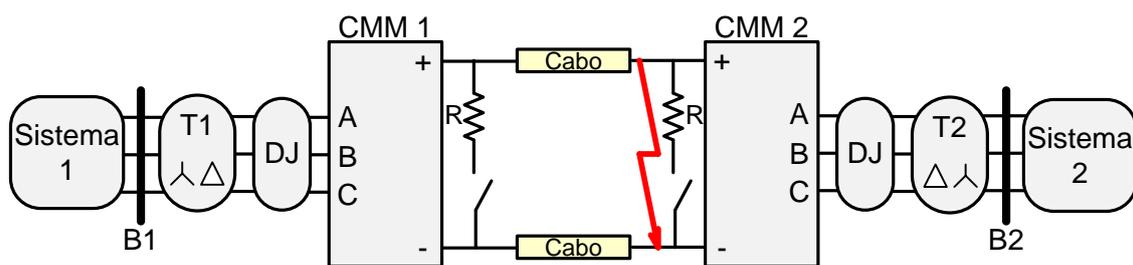


Figura 58 Circuito com os elementos do sistema de proteção adotado para o conversor com submódulos em meia ponte.

A Figura 59 mostra as correntes medidas no ponto de conexão dos conversores com a linha CC. A partir do instante em que se dá o defeito, os sistemas CA de ambos os lados da linha fornecem energia, sendo o conversor CMM 2 o que sofre o maior efeito por se encontrar mais próximo ao curto-circuito.

No instante t1 as chaves (IGBTs) dos submódulos são todas cortadas. Até o instante em que a proteção CA atua, os diodos de potência devem suportar a corrente de curto algumas vezes maior que a nominal.

No instante t2, 150 ms após a detecção do curto, os disjuntores são acionados. A corrente proveniente do CMM 1 demora mais a decair após a abertura da proteção CA também devido a maior impedância vista de sua respectiva rede CA.

Quando a corrente do pior caso cai próximo de zero (batente de 5A), o curto-circuito é considerado extinto. Esse é o instante t3, em que entra em operação uma chave que conecta os terminais positivo e negativo de cada conversor através de uma resistência de amortecimento de 100 Ω para que não haja excessiva flutuação de tensão na linha após a extinção do curto-circuito.

No instante t4, 220 ms após t3, as resistências que descarregaram a tensão da linha são desconectadas e o sistema é religado.

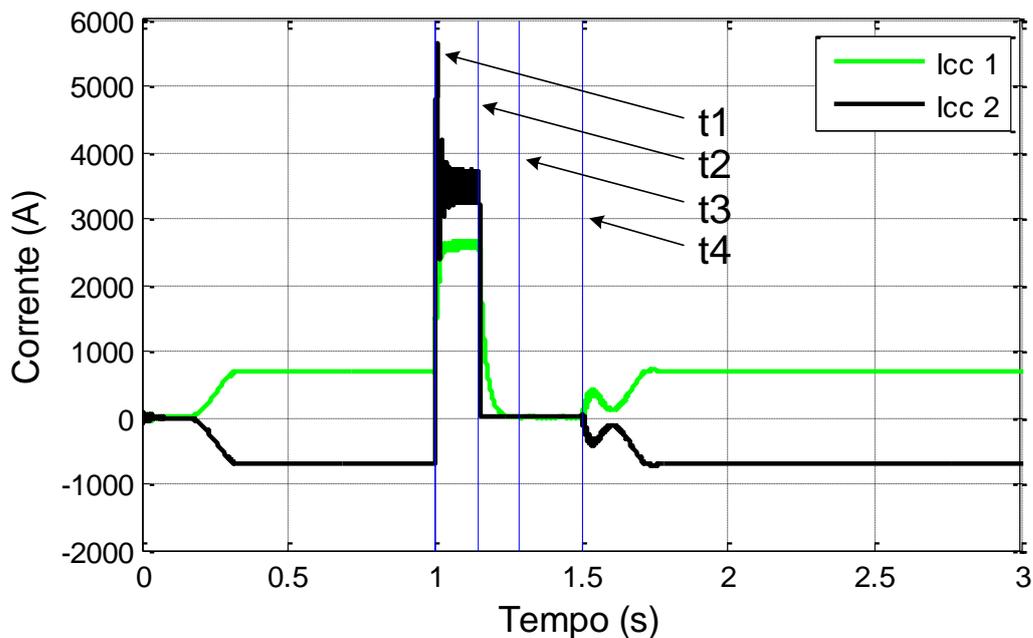


Figura 59 Correntes CC na saída dos conversores em meia ponte.

A Figura 60 mostra a tensão na linha CC junto ao CMM 1. Até o momento de atuação da proteção CA, a tensão CC oscila em valores abaixo da tensão nominal. No momento do religamento, ocorre uma breve sobretensão na linha devido ao carregamento da mesma.

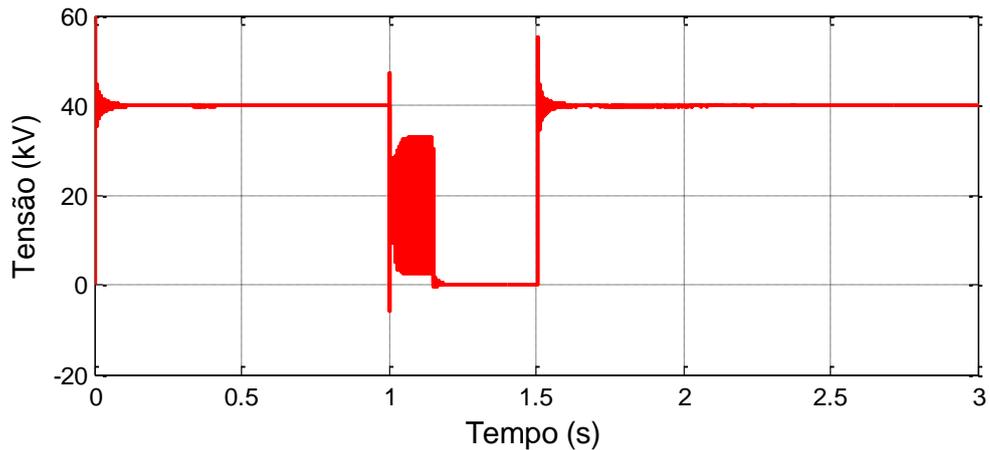


Figura 60 Tensão na CC medida junto ao CMM 1.

A Figura 61 compara a potência real das barras CA, que flui do Sistema 1 para o Sistema 2. Como após a identificação do defeito o controle dos conversores é desligado, o fluxo de potência no conversor CMM 2 se inverte para alimentar o defeito. No instante de religamento, percebe-se um transitório diferente do registrado no início da simulação. Isso ocorre devido à nova condição inicial dos capacitores, que não estão carregados exatamente com a tensão nominal, pois, como é mostrado na Figura 62, as tensões nos capacitores são mantidas no patamar em que estavam no momento em que o controle desativou e bloqueou as chaves.

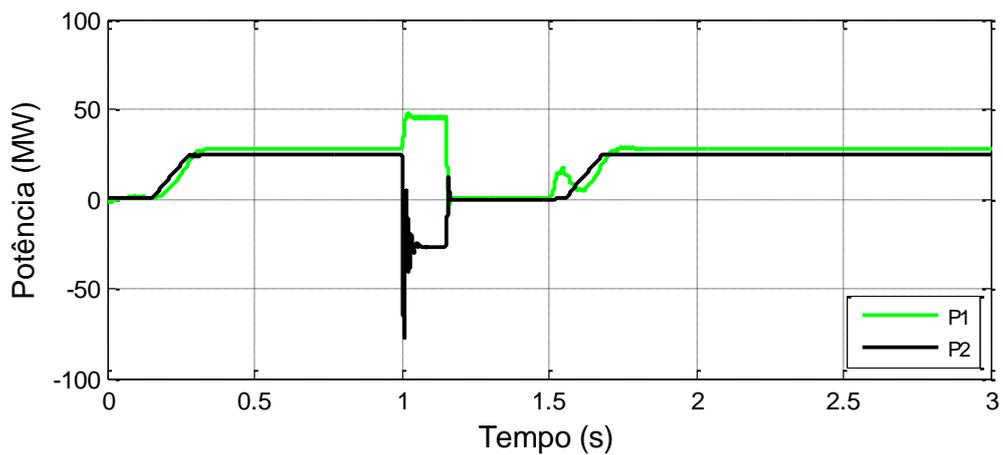


Figura 61 Potência real medida nas barras CA.

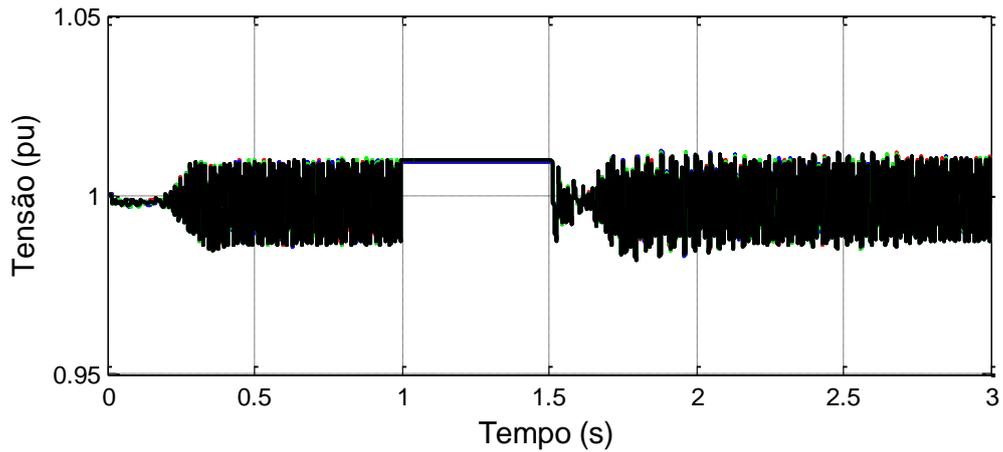


Figura 62 Tensão nos capacitores do braço superior da perna “a” do conversor CMM 1.

A Figura 63 mostra como as correntes nos braços do conversor CMM 1 passam por um transitório com correntes de pico de aproximadamente 4 vezes a corrente nominal. Por isso a necessidade de usar os tiristores ultrarrápidos para proteger todos os submódulos. Além disso, mesmo com as tensões dos capacitores fora dos valores nominais, o transitório de religamento não apresentou sobrecorrentes nos braços do conversor.

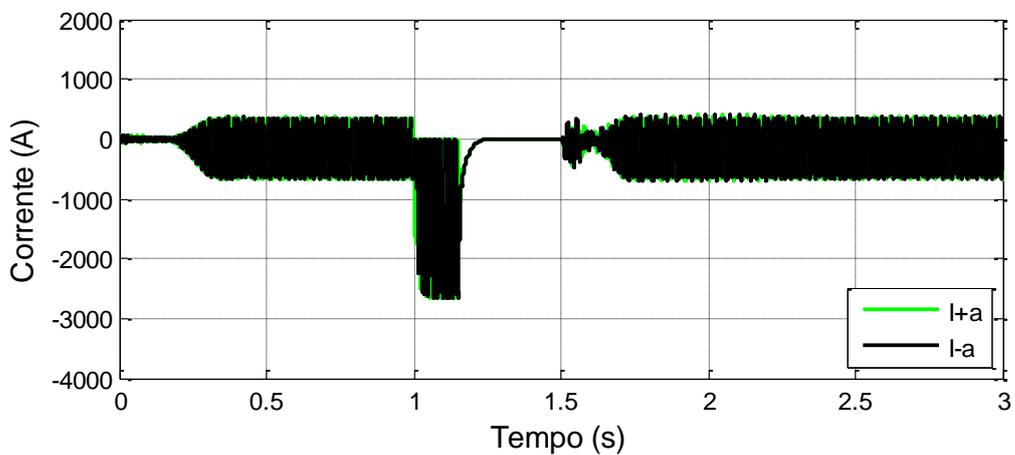


Figura 63 Correntes nos braços da perna “a” do conversor CMM 1.

4.5 Resultados de Simulação – CMM em Ponte Semicompleta

O teste utilizando conversores com submódulos em ponte semicompleta parte das mesmas premissas do teste anterior, com aplicação de curto-circuito no extremo da linha, ou seja, o caso mais severo. Com relação ao circuito simulado, a única mudança além do tipo de conversor é a retirada dos disjuntores do circuito, como é mostrado na Figura 64.

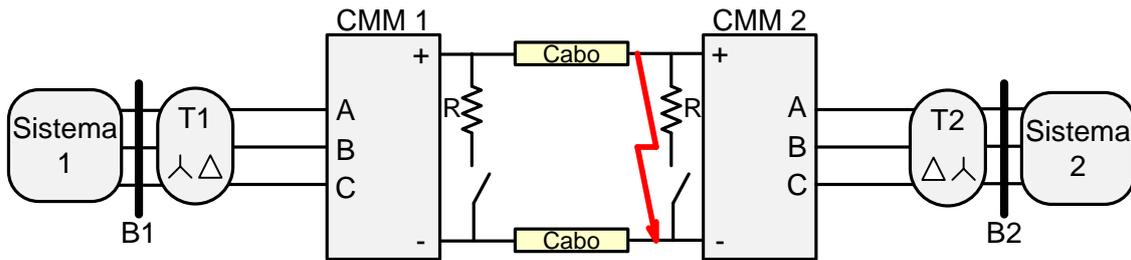


Figura 64 Circuito com os elementos do sistema de proteção adotado para o conversor com submódulos em ponte semicompleta.

Com o uso do CMM com submódulos em ponte semicompleta, a corrente CC proveniente do sistema CA é bloqueada quase que instantaneamente. O curto demora menos de 5 ms para descarregar a energia presente na linha e nos indutores *buffer* do conversor, como pode ser visto na Figura 65 e, com mais detalhe, na Figura 66. Nesta pode-se observar que é a corrente proveniente do CMM 2 que atinge a corrente limiar e provoca desligamento dos conversores. Este é o momento em que a chave S4 é desligada, pois durante a operação normal esta permanece em condução em todos os modos de operação.

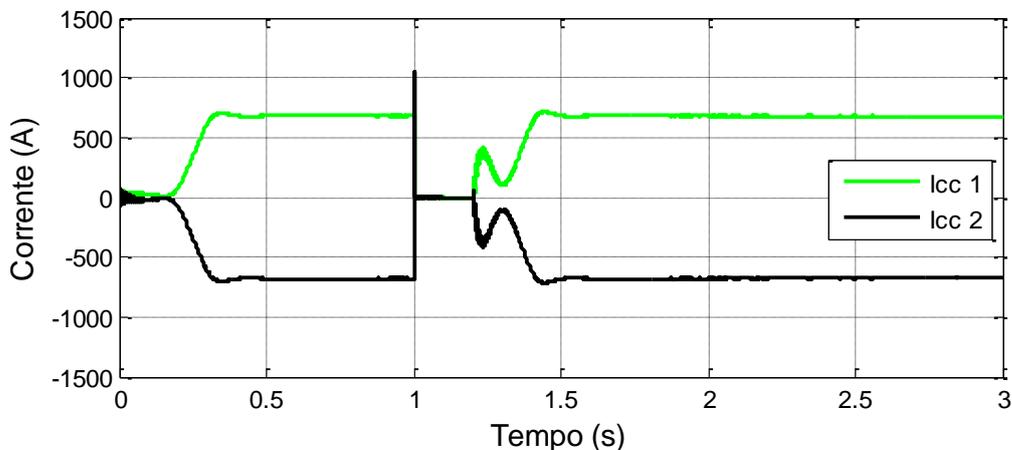


Figura 65 Correntes CC dos conversores em ponte semicompleta.

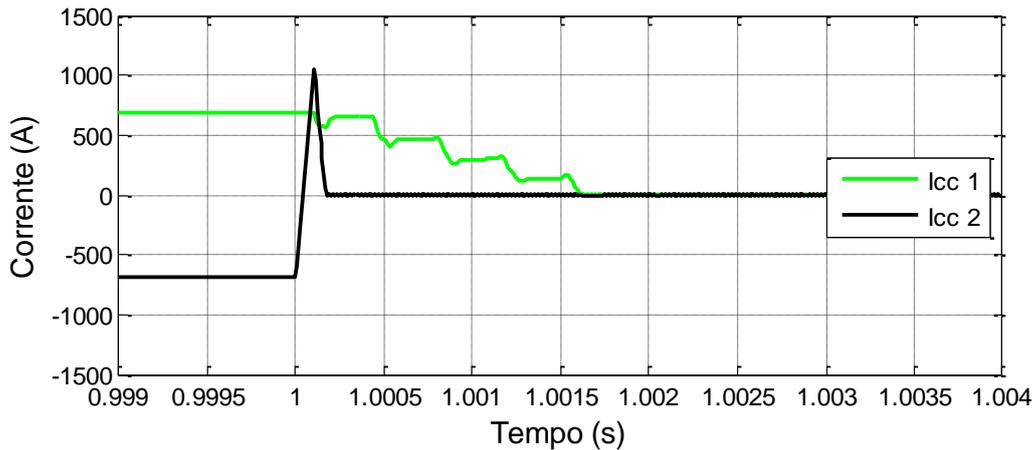


Figura 66 No detalhe, as correntes CC dos conversores em ponte semicompleta.

A Figura 67 mostra a tensão medida na saída CC do conversor CMM 1 que, no momento do desligamento dos conversores, sofre um transitório com valor negativo. Isso ocorre devido à inércia de corrente dos indutores dos braços do conversor – que mantém a corrente fluindo nos braços - que conectam os capacitores invertidos no circuito, configurando um modo LC rápido no circuito. Para mitigar este problema, podem ser utilizados para-raios. A Figura 68 mostra a tensão medida em CMM 1 no detalhe.

Aproximadamente 1.6 ms após o curto-circuito, quando a corrente na extremidade mais distante do conversor cai próximo de zero, o curto-circuito é considerado extinto. Nesse instante também são acionadas as resistências de amortecimento que conectam os polos da linha CC em cada extremidade. Esse dispositivo extra de proteção foi previsto para evitar oscilações de tensão após o desligamento da linha, que aparecem na Figura 69, que mostra o comportamento da tensão na linha CC sem o uso desses resistores.

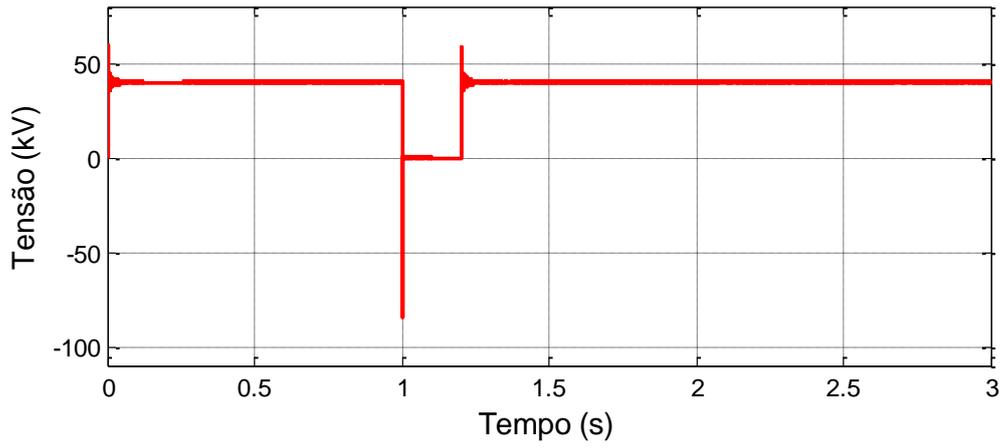


Figura 67 Tensão na linha CC – v_{cc} .

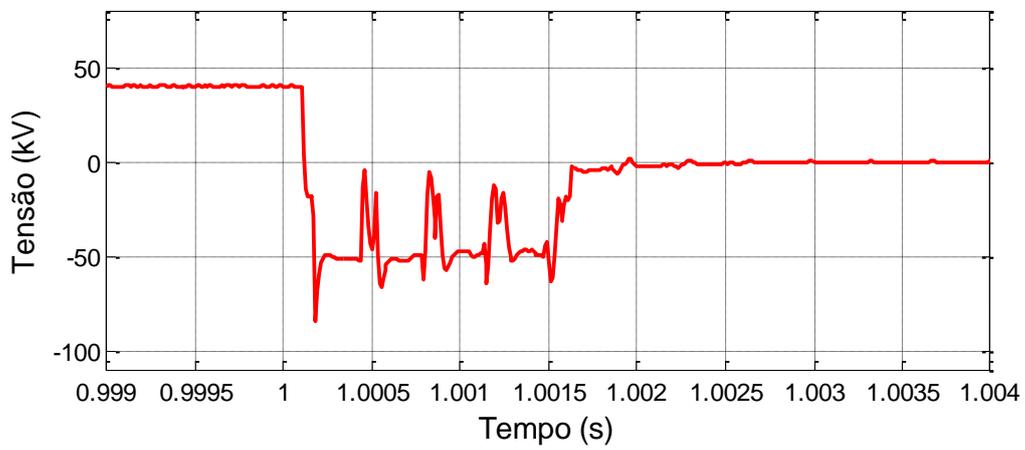


Figura 68 No detalhe, v_{cc} durante o bloqueio do curto-circuito.

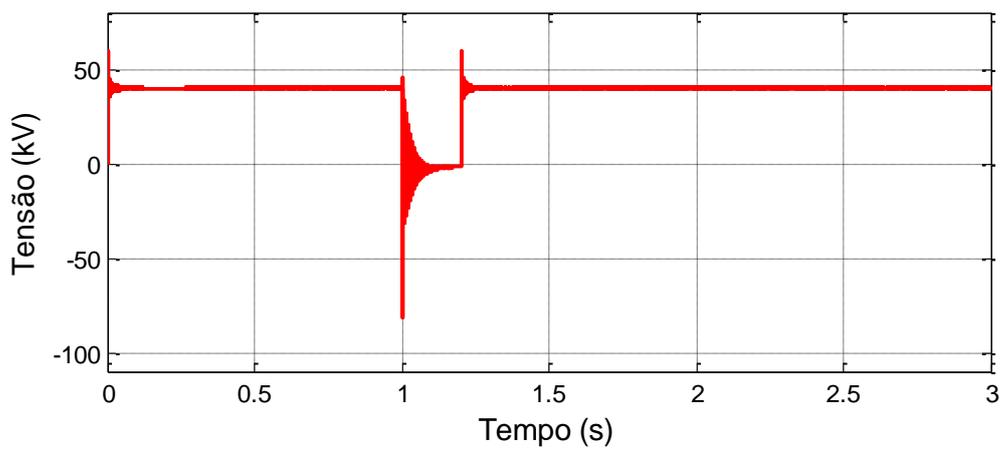


Figura 69 Tensão v_{cc} sem o uso dos resistores de amortecimento.

A Figura 70 mostra as correntes (em valor absoluto) no diodo D2, na chave S4, e no diodo D3 de um submódulo na perna “c” no momento do curto-circuito. No instante em que as chaves do conversor são desligadas, a corrente que antes passava pelo par D2/S4 é transferida para o par D2/D3, e, com isso, o submódulo passa do modo de *bypass* da Figura 71(a) para o modo transitório em que o capacitor é conectado invertido na perna, ou seja, com tensão negativa, como mostra a Figura 71(b).

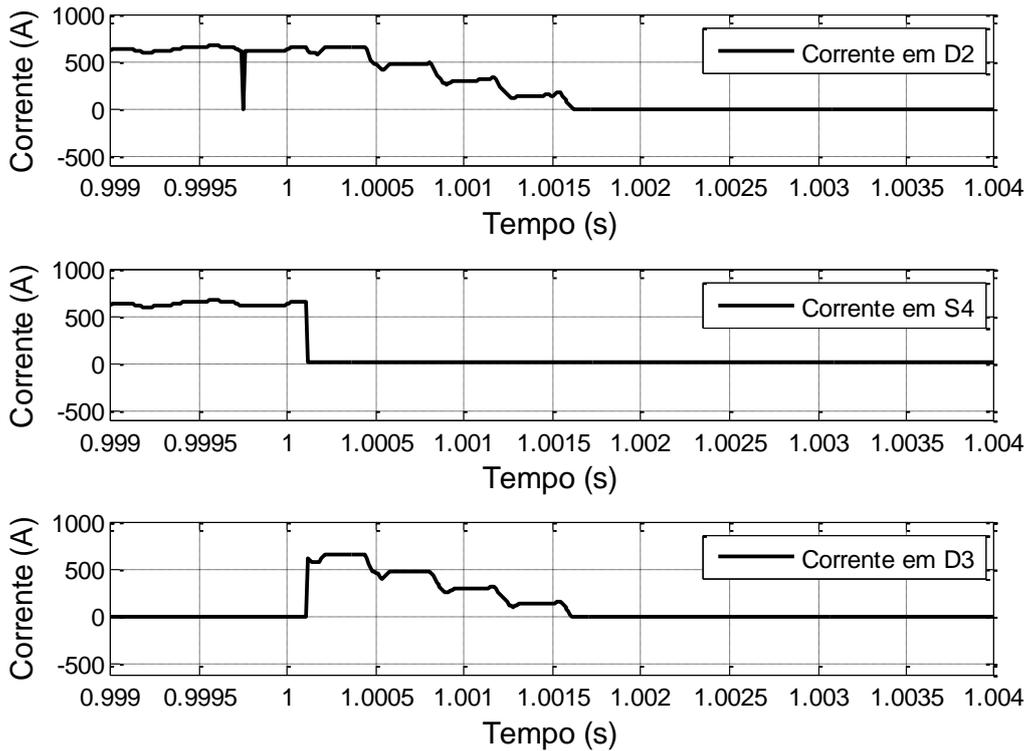


Figura 70 Correntes em um dos submódulos da perna “c” do conversor CMM 1.

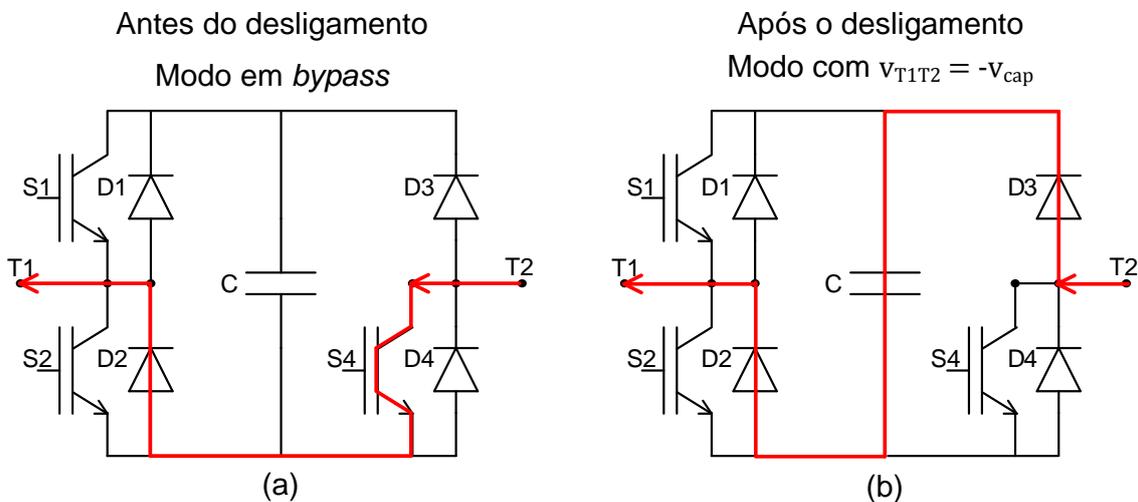


Figura 71 Caminho da corrente antes e depois do desligamento das chaves.

A Figura 72 mostra as correntes em todos os braços do conversor CMM 2 no momento do curto-circuito. Observa-se que, após o curto-circuito no instante $t = 1$ s, a corrente diminui em todos os braços pela convenção de medição definida na Figura 29, no Capítulo 3. Entretanto, nenhuma das correntes atinge a corrente limite de 1000 A, pois o controle desabilita todos os submódulos no instante em que a corrente CC medida na saída (i_{cc2}) atinge esse limite de 1000 A. Com isso, em menos de 1 ms esse conversor isola o sistema CA do curto-circuito.

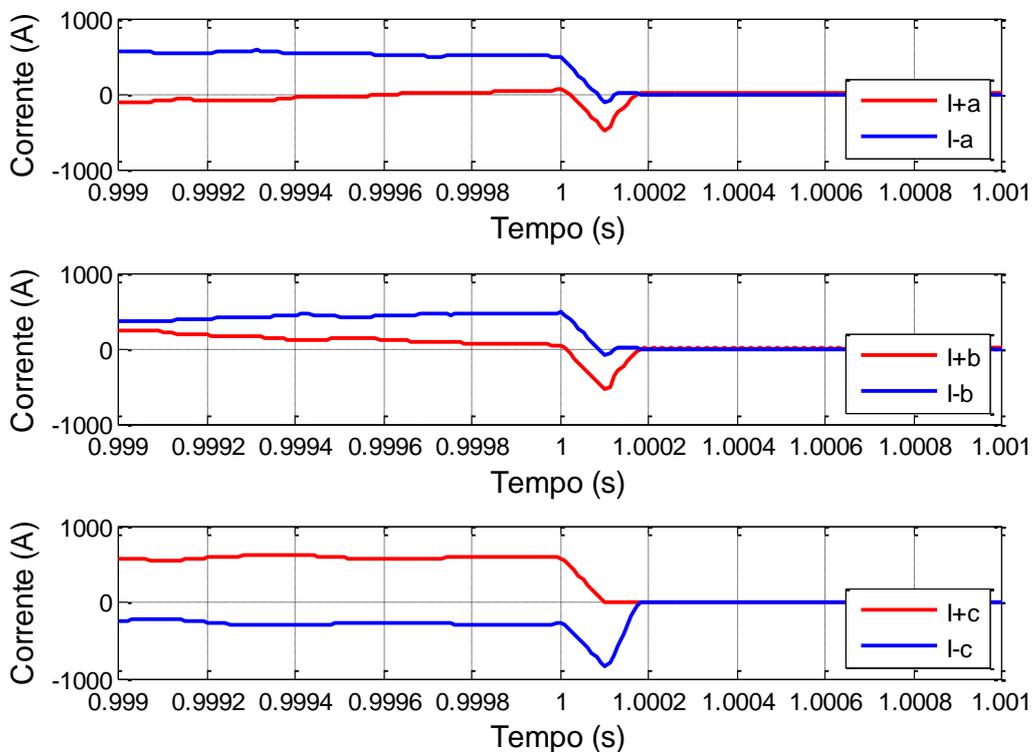


Figura 72 Correntes nos braços do conversor CMM 2 no momento do curto-circuito.

A corrente de decaimento dos braços passa necessariamente pelos capacitores sempre no sentido de carregá-los, o que provoca um pequeno carregamento. A Figura 73 mostra o efeito da passagem dessa corrente pelos capacitores do CMM 1. O carregamento adicional não resulta na ultrapassagem da tensão de pico do *ripple* normal.

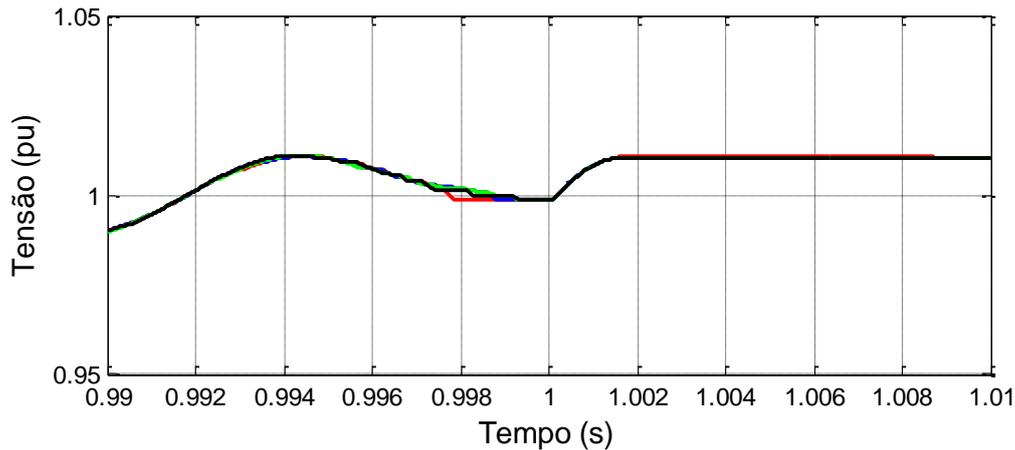


Figura 73 No detalhe, a tensão nos capacitores do braço superior da perna “c” do conversor CMM1 no momento do curto-circuito.

A Figura 74 mostra a potência real nas barras CA do sistema utilizando conversores com submódulos em ponte semicompleta. Nesse caso, como o defeito é sanado rapidamente, não ocorrem sobrecorrentes no lado CA nem reversão prolongada de fluxo de potência do CMM 2. O transitório de religamento é similar ao observado no conversor em meia ponte, onde é demandado um esforço inicial do controle para que a tensão média nos capacitores retorne ao valor de referência.

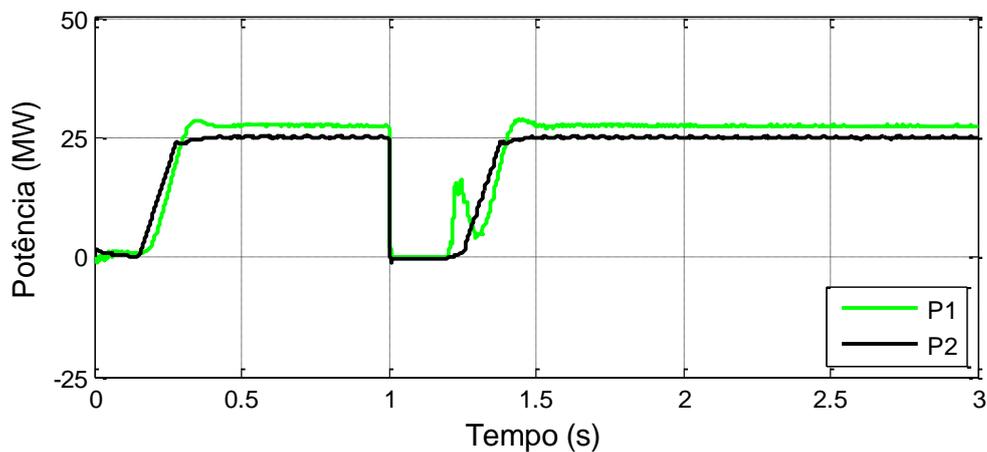


Figura 74 Potência real medida nas barras B1 e B2 do sistema com conversores em ponte semicompleta.

O comportamento da tensão nos capacitores pode ser observado na Figura 75. Nesta são mostradas as tensões nos capacitores do braço superior da perna “c” do conversor CMM 1. O tempo morto representa a maior parte do intervalo entre o instante de curto-circuito e o momento de religamento dos conversores. O processo de

religamento demora mais até atingir o regime permanente quando comparado com o transitório inicial. A Figura 76 mostra as tensões dos capacitores no braço inferior da perna “c” do conversor CMM 1. Nesses, a tensão durante o tempo morto ficou em aproximadamente 1 p.u., devido à baixa corrente no braço no momento do bloqueio das chaves do conversor.

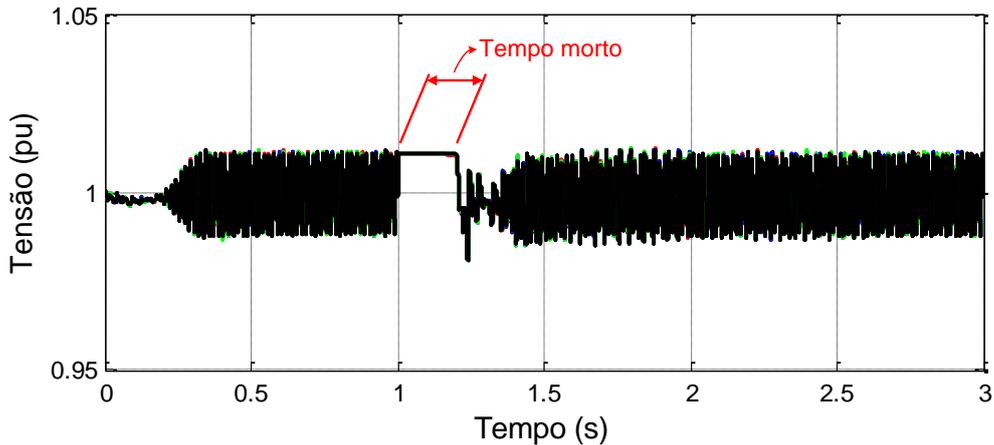


Figura 75 Tensão nos capacitores do braço superior da perna “c” do CMM 1 em ponte semicompleta.

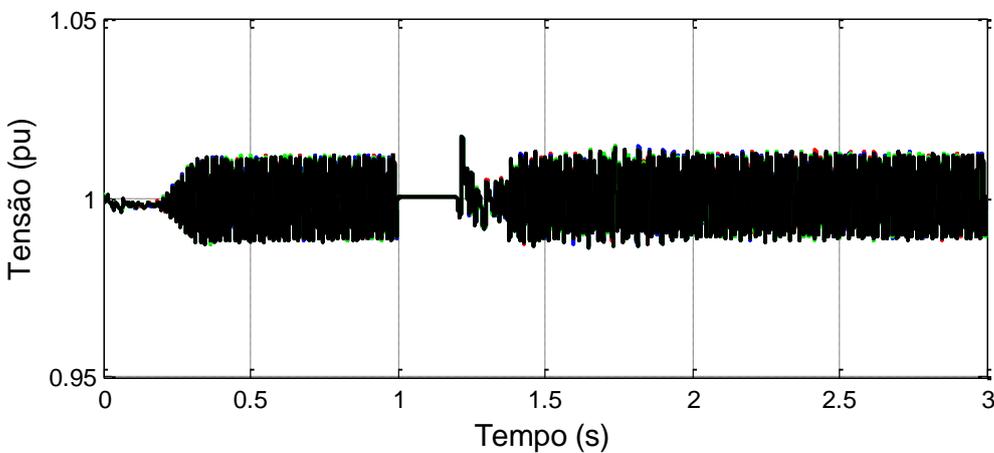


Figura 76 Tensão nos capacitores do braço inferior da perna “c” do CMM 1 em ponte semicompleta.

A Figura 77 mostra as correntes nos braços da perna “c” do conversor CMM 1. Como as tensões dos capacitores permanecem próximas do valor de tensão nominal durante o tempo morto, o transitório de religamento não provoca altas correntes entre os braços do conversor.

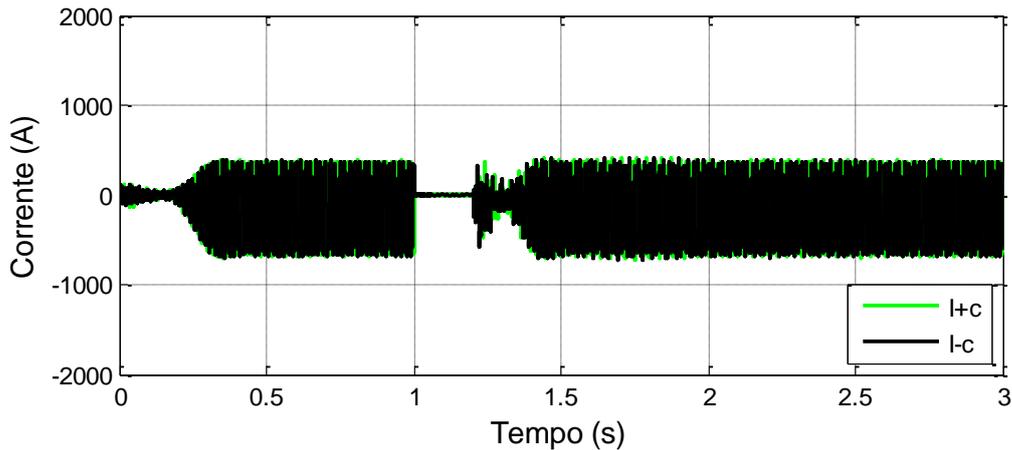


Figura 77 Corrente nos braços da perna “c” do conversor CMM 1.

4.6 Conclusões Parciais a Partir dos Resultados Simulados

Enquanto a ponte semicompleta demora poucos milissegundos para eliminar o defeito, o sistema em meia ponte demanda o tempo do sistema de proteção CA tanto para desligar como para ligar, e o decaimento da corrente de curto-circuito começa num patamar mais elevado, fazendo o tempo de religamento ser maior.

Comparando as simulações com os dois tipos de topologia, observa-se que para o conversor em meia ponte são necessários mais de 500 ms para extinguir o defeito e religar o sistema de controle, ao passo que para o conversor em ponte semicompleta é necessário pouco mais que o tempo de desenergização de 200 ms para religar o sistema. Além disso, os conversores em ponte semicompleta não permitem que as correntes nos braços subam a patamares danosos para os componentes do circuito.

O religamento dos conversores não provocou sobrecorrentes de partida danosas para os componentes do circuito, mesmo com condição inicial diferente da nominal.

Capítulo 5 Conclusão

5.1 Conclusões do Trabalho

Os resultados obtidos nas simulações mostram que a topologia em ponte semicompleta bloqueia curtos-circuitos na linha CC de forma praticamente instantânea, ao passo que o sistema em meia ponte demanda a operação do sistema de proteção CA, além de outros dispositivos, como tiristores ultrarrápidos (em sistemas reais). Também, por sua operação rápida, o sistema em ponte semicompleta evita o alto crescimento da corrente de curto-circuito que ocorre no caso do sistema em meia ponte. Com isso, a recuperação do sistema em ponte semicompleta praticamente só depende do tempo estimado de deionização da linha após a eliminação do defeito, que no caso foi assumido como 200 ms.

Considerando a eliminação da redundância de uma chave em relação à ponte completa, a topologia adotada tem o incremento de dois diodos e apenas uma chave de potência em relação ao sistema em meia ponte. Entretanto, dispensa-se o uso de outros dispositivos de proteção, como os tiristores ultrarrápidos, ou disjuntores MRTB.

Há tempos fala-se na literatura sobre a importância de sistemas CCAT multiterminais. O conversor aqui estudado pode ser a solução para futuros sistemas de transmissão em CC multiterminais que também poderão ser linhas aéreas ao invés de cabos.

5.2 Trabalhos Futuros

Ainda não existem na Coppe conversores CMM para ensaios práticos de circuitos de conexão CA/CC. Um eventual trabalho futuro pode desenvolver um protótipo em escala para estudos práticos, começando por uma conexão *back-to-back*.

Para a realização de conversores CMM, é necessário um dimensionamento ótimo de seus componentes, desde os dispositivos semicondutores até os capacitores dos submódulos e os indutores *buffer*. Durante a realização deste trabalho, foi observado que capacitores de baixa capacitância podem causar instabilidade devido ao alto *ripple*, todavia estudos mais aprofundados sobre o tema ainda devem ser feitos. O mesmo vale

para os indutores; é demandado um trabalho que desenvolva um método para dimensionar uma indutância que impeça variações rápidas de corrente (di/dt), não provoque perdas excessivas nem limite a potência que pode ser transmitida pelo conversor.

Apesar de os principais estudos apontarem para o uso do sistema CMM-CCAT em redes na Europa, o Brasil é um potencial usuário para essa tecnologia. Especialmente levando em conta o âmbito nacional de construção de grandes hidrelétricas na região norte do país; seria de grande interesse um trabalho que avaliasse e comparasse a relação custo-benefício da implantação de um sistema CMM-CCAT e de um sistema LCC-CCAT para transmitir a energia gerada para o sudeste/centros de carga.

Referências Bibliográficas

ADKINS, B. **The general theory of electrical machines**. [S.l.]: Chapman & Hall, 1957.

AHMED, N. et al. Prospects and challenges of future HVDC SuperGrids with modular multilevel converters. **Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on**, 2011. 1-10.

ALONSO, J. C. G. et al. Half and Full Bridge MMC Fault Performance in VSC-HVDC Systems. **Colloquium HVDC and Power Electronics to Boost Network Performance**, Brasília - Brasil, 2-3 October 2013. Paper 06.

CALLAVIK, M. et al. The hybrid HVDC Breaker: An innovation breakthrough enabling reliable HVDC grid. **ABB Grid Systems, Technical paper Nov**, 2012.

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

CIGRE, W. G. B4 37: VSC Transmission. **CIGRE, Paris**, 2005.

DOMMEL, H. W. Digital Computer Solution of Electromagnetic Transients in Single- and Multiphase Networks. **Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on**, PAS-88, n. 4, April 1969. 388-399.

DOYLE, G. N. et al. The ± 600 kV HVDC Madeira River Transmission System Design. **2012 Cigre Session. B4-112**, 2012.

GEMMELL, B. et al. Prospects of multilevel VSC technologies for power transmission. **Transmission and Distribution Conference and Exposition, 2008. T #x00026;D. IEEE/PES**, 2008. 1-16.

GNANARATHNA, U. N. et al. Modular multi-level converter based HVDC system for grid connection of offshore wind power plant. **In AC and DC Power Transmission, 2010. ACDC. 9th IET International Conference on**, 2010. 1-5.

GOLE, A. **HVDC Course notes**. Manitoba. [S.l.]. 2000.

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**, 2011. 849-854.

GUPTA, A. K.; KHAMBADKONE, A. M. A General Space Vector PWM Algorithm for Multilevel Inverters, Including Operation in Overmodulation Range. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, 22, n. 2, March 2007. 517-526.

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

HAILESELASSIE, T. M. **Control of multi-terminal VSC-HVDC systems**. M.Sc. dissertation, Norwegian University of Science and Technology. Trondheim, Norwegian. : [s.n.], 2008.

HAILESELASSIE, T. M.; MOLINAS, M.; UNDELAND, T. Multi-Terminal VSC-HVDC System for Integration of Offshore Wind Farms and Green Electrification of Platforms in the North Sea. **Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics**, 9-11 June 2008.

HARA, S. et al. Fault protection of metallic return circuit of Kii channel HVDC system. **AC-DC Power Transmission, 2001. Seventh International Conference on**, 28-30 November 2001. 132-137.

ITAIPU. Itaipu Binacional - Integração ao Sistema Brasileiro, 2014. Disponível em: <<https://www.itaipu.gov.br/energia/integracao-ao-sistema-brasileiro>>. Acesso em: 5 Março 2014.

JIE, Y. et al. System design of MMC VSC-HVDC demonstration project for windfarm connection," AC and DC Power Transmission. (**ACDC 2012**), **10th IET International Conference on**, -5 December 2012. 1-6.

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

KE, L.; CHENGYONG, Z. New technologies of modular multilevel converter for VSC-HVDC application. **Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2010 Asia-Pacific. IEEE**, 2010.

KIM, C. K. et al. **HVDC transmission Power conversion applications in power systems**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2009.

KONSTANTINOU, G. S.; AGELIDIS, V. G. Performance evaluation of half-bridge cascaded multilevel converters operated with multicarrier sinusoidal PWM techniques. **Industrial Electronics and Applications, 2009. ICIEA 2009. 4th IEEE Conference on**, 25-27 May 2009. 3399-3404.

KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D. **Analysis of electric machinery**. [S.l.]: [s.n.], 1995.

LESNICAR, A.; MARQUARDT, R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. **Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna**, Bologna, June 2003. vol.3, no., pp.6 pp. Vol.3, 23-26.

LI, X. et al. Protection of nonpermanent faults on DC overhead lines in MMC-based HVDC systems. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, v. 28, n. 1, p. 483-490, 2013.

LOBSIGER, Y.; KOLAR, J. W. Closed-Loop di/dt&dv/dt control and dead time minimization of IGBTs in bridge leg configuration. **Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2013 IEEE 14th Workshop on**, IEEE, 2013. 1-7.

MARQUARDT, R. Modular Multilevel Converter: An universal concept for HVDC-Networks and extended DC-Bus-applications. **Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International** , 21-24 June 2010. 502-507.

MEYNARD, T. A.; FOCH, H. Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. **Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE**, 1, 1992. 397-403.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M. **Power electronics converters, applications, and design**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2007.

NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, IA-17, n. 5, September 1981. 518-523.

ONS, PROCEDIMENTOS DE REDE. **Submódulo 23.3–Diretrizes e Critérios para Estudos Elétricos**. [S.l.]. 2001.

PARK, R. H. Two-Reaction Theory of Synchronous Machines. **AIEE Trans., Part I, vol. 48, pp. 716-730; Part II, vol 52, pp. 352-355**, 1933.

PENG, F. Z. et al. A multilevel voltage-source inverter with separate DC sources for static VAR generation. **Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95., Conference Record of the 1995 IEEE**, , vol.3, no., pp.2541,2548 vol.3, 8-12 Oct. 1995.

QINGRUI, T.; ZHENG , X.; LIE , X. Reduced Switching-Frequency Modulation and Circulating Current Suppression for Modular Multilevel Converters. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, 26, n. 3, July 2011. 2009-2017.

SAEEDIFARD, M.; IRAVANI, R. Dynamic performance of a modular multilevel back-to-back HVDC system. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, 24, n. 4, 2010. 2903-2912.

SOTO-SANCHEZ, D.; GREEN, T. C. Control of a modular multilevel converter-based HVDC transmission system. In Power Electronics and Applications. **In Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on**, p. 1-10, 2011.

STRUNZ, K.; CARLSON, E. Nested Fast and Simultaneous Solution for Time-Domain Simulation of Integrative Power-Electric and Electronic Systems. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, 27, n. 1, January 2007. 277-287.

SUNABE, K.; GODA, Y.; TANAKA, S. Influence of starting voltage waveform on time sequence to restart DC transmission lines. **Electrical Engineering in Japan**, 133, n. 4, 2000. 63-70.

TEEUWSEN, S. P. Modeling the Trans Bay Cable Project as Voltage-Sourced Converter with Modular Multilevel Converter design. **Power and Energy Society General Meeting, 2011 IEEE**, 24-29 July 2011. 1-8.

TOLBERT, L. M.; PENG, F. Z.; HABETLER, T. G. Multilevel converters for large electric drives. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, 35, n. 1, 1999. 36-44.