



## SISTEMA HVDC MULTITERMINAL COM CONVERSORES COMUTADOS PELA LINHA E CONVERSORES MULTINÍVEL MODULARES

José Rafael Batista Lebre Ferreira

Tese de Doutorado 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 Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Edson Hirokazu Watanabe

Rio de Janeiro  
Abril de 2019

SISTEMA HVDC MULTITERMINAL COM CONVERSORES COMUTADOS PELA  
LINHA E CONVERSORES MULTINÍVEL MODULARES

José Rafael Batista Lebre Ferreira

TESE 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 DOUTOR EM  
CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Examinada por:

---

Prof. Edson Hirokazu Watanabe, D. Eng.

---

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

---

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

---

Prof. Sergio Gomes Junior, D.Sc.

---

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

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL  
ABRIL DE 2019

Ferreira, José Rafael Batista Lebre

Sistema HVDC Multiterminal com Conversores Comutados pela Linha e Conversores Multinível Modulares/José Rafael Batista Lebre Ferreira. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2019.

XV, 81 p.: il.; 29,7cm.

Orientador: Edson Hirokazu Watanabe

Tese (doutorado) – UFRJ/COPPE/Programa de Engenharia Elétrica, 2019.

Referências Bibliográficas: p. 70 – 77.

1. FBMMC. 2. HVDC. 3. LCC. 4. Transmissão em Corrente Contínua em Alta Tensão. 5. Curto-circuito CC. 6. Black Start. I. Watanabe, Edson Hirokazu. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

# Agradecimentos

Agradeço ao professor Edson Hirokazu Watanabe pela orientação e pelas oportunidades que surgiram nesses anos trabalhando juntos. Vou aproveitar esse espaço para relatar um dos momentos que me marcou durante esse período. Uma das experiências mais importantes da vida acadêmica é atender a congressos científicos da sua área de pesquisa. Nestes, sempre procurei cumprimentar os pesquisadores mais famosos, aqueles que publicam os artigos e os livros que mais usamos. Em um desses eventos, enquanto eu cumprimentava o pesquisador convidado a ministrar a primeira plenária do evento, este fazia o mesmo com o professor Watanabe. Acho que isso ilustra a dimensão do que foi trabalhar com o professor. Ao final do doutorado, esse padrão altíssimo fez as coisas parecerem naturais, apesar de todas as dificuldades envolvidas.

Agradeço aos meus pais, Marta Monteiro Batista e José Paulo Lebre Ferreira, que sempre foram exemplos de perseverança e trabalho. Na época da graduação eu ainda acreditava que o mérito próprio era predominantemente significativo para as realizações das pessoas. Na pós-graduação ficou evidente que ter uma estrutura sólida em casa para poder se dedicar à pesquisa sem muitas das preocupações do dia a dia é absolutamente fundamental. Durante toda a vida tive muito tempo para estudar, graças ao tempo que eles compraram para mim trabalhando sem férias durante décadas.

Agradeço à minha noiva e companheira, Ana Paula Gonçalves. Nossas vidas ficaram tão misturadas que já não consigo imaginar como viver sem essa parceria que cultivamos nesse tempo juntos. Seu apoio cuidando de mim, da correção do inglês dos artigos, das tias bisavós, e de todo o resto foi fundamental.

Agradeço às minhas tias bisavós, Claudina Braga Campinho (hoje com 96) e Nelselina Braga Campinho (que teria hoje 93), com quem morei durante quase toda a pós-graduação. Cresci muito como pessoa com essa experiência.

Agradeço ao meu colega de pesquisa Paulo Max Maciel Portugal, com quem publiquei trabalhos na área de sistemas híbridos junto ao professor Watanabe. Espero que nossa parceria continue frutífera por muitos anos.

Agradeço aos meus outros professores da Coppe-UFRJ, que também influenciaram este trabalho por manter o padrão de cobrança sempre elevado.

Agradeço aos meus colegas do Elepot e da Coppe, em especial a Silvângela Lilian Barcelos, a Laís Ferreira Crispino, o Thiago Americano do Brasil, e o José Joaquim Dutra

de Andrade pelo apoio e troca de ideias ao longo da caminhada no doutorado.

Agradeço aos meus colegas do Cefet-RJ Campus Angra dos Reis, em especial ao João Pedro Lopes Salvador, meu colega desde o curso técnico no Cefet Maracanã, pelas trocas de experiências que ajudaram a suportar o estresse final até a defesa.

Agradeço aos meus amigos. Seus apoios foram significativos para que eu me mantivesse motivado.

Agradeço ao CNPQ pela ajuda financeira através da bolsa de pesquisa. Agradeço também ao IVIG, instituição em que fui colaborador durante alguns anos, que me proporcionou experiências incríveis que me fizeram crescer como pessoa, como engenheiro e como pesquisador.

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

## SISTEMA HVDC MULTITERMINAL COM CONVERSORES COMUTADOS PELA LINHA E CONVERSORES MULTINÍVEL MODULARES

José Rafael Batista Lebre Ferreira

Abril/2019

Orientador: Edson Hirokazu Watanabe

Programa: Engenharia Elétrica

Sistemas de transmissão em corrente contínua em alta tensão (HVDC) híbridos são constituídos de conversores comutados pela linha (LCC) e de conversores fonte de tensão (VSC), que, para transmitir grandes blocos de potência, são do tipo conversor multinível modular (MMC). Sistemas HVDC híbridos têm grande potencial de aplicação em países continentais como Brasil, China e Austrália, por exemplo. O uso de MMC em HVDC promove melhorias na qualidade de tensão e na estabilidade da rede elétrica CA, enquanto a principal vantagem do LCC é a capacidade de maior transferência de energia com custo relativamente menor. Sendo assim, ao invés de substituir por completo os LCC existentes por MMC, a tendência atual é aproveitar as qualidades de cada um em sistemas híbridos. Apresenta-se os modos de operação e controle do conversor MMC com submódulos em ponte completa - o FBMMC. As contribuições listadas a seguir foram testadas a partir de simulação de transiente eletromagnético. Propõe-se uma técnica para o balanço de tensões de capacitores específica para FBMMC, assim como é proposta uma estratégia de controle do nível de tensão dos capacitores, que se mostrou fundamental para a operação do MMC no modo Statcom. Discute-se a aplicação do FBMMC em sistema multiterminal híbrido com um LCC retificador e dois FBMMC, incluindo a proposta de um conjunto de técnicas para eliminação controlada da corrente de curto-circuito CC. É mostrado que a corrente de curto-circuito pode ser controlada em todos os casos mantendo-se também total controle de tensão CA. É mostrado que o controle da tensão CA é independente da tensão CC. Com o intuito de promover o *black start* de um LCC em uma rede inteiramente passiva, propõe-se uma configuração híbrida com um FBMMC em paralelo (com terminal CC em comum e ponto de conexão com o sistema CA em comum). A estratégia de partida apresentada mostrou-se capaz de suportar as inserções e rejeições de carga.

Abstract of Thesis presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Science (D.Sc.)

## HYBRID HVDC SYSTEMS BASED ON LCC AND FBMMC

José Rafael Batista Lebre Ferreira

April/2019

Advisor: Edson Hirokazu Watanabe

Department: Electrical Engineering

Hybrid High voltage dc transmission systems (HVDC) are compound by line commutated converters (LCC) and voltage source converters (VSC). In the transmission of bulk power flow, the VSC are modular multilevel converters. Hybrid HVDC systems have huge potential for application at continental countries such as Brazil, China and Australia, for example. The use of MMC in HVDC improves the ac power quality and overall system stability, while the main LCC advantage is the higher power transmission capability at a relatively lower cost. Accordingly, instead of substituting all LCCs for MMCs, the current tendency is to take advantage of each one of them on hybrid systems. The operating modes and controls for the MMC based on full bridge submodules – the FBMMC - are presented. It is tested, through simulation of electromagnet transients, the main contributions, which are listed on following. A voltage balancing algorithm for the FBMMC is proposed, as well as a strategy to control the capacitors voltages, which was found to be fundamental during the operation in Statcom mode. The use of FBMMC in hybrid multiterminal HVDC is discussed later. In case of a system with one LCC and two FBMMC, it is proposed a set of control techniques in order to enable the elimination of the dc short-circuit current without blocking the converters. It is shown that the dc short-circuit current can be controlled in all cases keeping full ac voltage control. In order to promote the black start of an LCC connected to an entirely passive network, a hybrid configuration with one FBMMC in parallel is proposed (both dc terminals and the point of coupling with the ac system are in common) with the inverter end of an HVDC-LCC. The presented start-up strategy showed stability during load insertion and rejection.

# Sumário

<b>Lista de Figuras</b>	<b>x</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Sistemas HVDC Híbridos . . . . .	1
1.2 Revisão sobre Topologias de Submódulos . . . . .	4
1.3 Controle de Corrente de Curto-Circuito CC . . . . .	7
1.4 Inicialização de Redes Fracas e Passivas . . . . .	8
1.5 Motivação e Foco . . . . .	10
1.5.1 Objetivos . . . . .	11
1.5.2 Contribuições da Tese . . . . .	11
1.6 Estrutura do Texto . . . . .	13
<b>2 Controle de Conversores Multinível Modulares - MMC</b>	<b>14</b>
2.1 Sobre os Modos de Operação . . . . .	15
2.2 Controle do HBMMC . . . . .	17
2.3 Controle do FBMMC . . . . .	22
2.3.1 Algoritmo de Balanço de Tensões para FBMMC . . . . .	23
2.3.2 Controle de Tensão dos Capacitores . . . . .	25
2.4 MMC no Modo Controle de Tensão e Frequência . . . . .	28
<b>3 Controle de Sistemas HVDC Híbridos</b>	<b>31</b>
3.1 Conceitos Básicos . . . . .	31
3.2 Controle de LCC . . . . .	32
3.3 Controle de Sistemas HVDC Multiterminais . . . . .	32
3.3.1 Controle da Tensão CC . . . . .	32
3.3.2 Proteção Contra Curtos-Circuitos CC . . . . .	33
3.4 HVDC-LCC com MMC em Paralelo com o Inversor . . . . .	36
3.4.1 Configuração e Modelagem . . . . .	36
3.4.2 Sobre o Procedimento de Inicialização do LCC Inversor . . . . .	39



<b>4</b>	<b>Simulações e Discussões</b>	<b>41</b>
4.1	Reversão de Potência em HVDC Híbrido Ponto a Ponto . . . . .	41
4.2	Curto-circuitos em HVDC Híbrido Multiterminal . . . . .	44
4.2.1	Sobre a Inicialização do Sistema . . . . .	46
4.2.2	Curto-Circuito CA . . . . .	46
4.2.3	Curto-Circuitos CC . . . . .	48
4.3	<i>Black Start</i> de HVDC-LCC com FBMMC em Paralelo . . . . .	56
4.3.1	Inicialização com blocos de Carga . . . . .	57
4.3.2	Rejeição de Carga . . . . .	59
4.3.3	Curto-Circuito CA . . . . .	61
4.4	Discussões . . . . .	65
<b>5</b>	<b>Considerações Finais</b>	<b>67</b>
5.1	Conclusões . . . . .	67
5.2	Trabalhos Futuros . . . . .	68
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>70</b>
	<b>Apêndice</b>	<b>78</b>

# Lista de Figuras

1.1	Configurações simplificadas de sistemas híbridos. Os blocos LCC e VSC contêm os transformadores de conexão com a rede CA. . . . .	2
1.2	Caminho da corrente de curto-circuito do lado CA para o lado CC com chaves bloqueadas. (a) HBMMC. (b) SFBMMC. . . . .	5
1.3	Configuração básica de um MMC. . . . .	5
1.4	Topologias de submódulos para MMC. . . . .	6
1.5	Submódulo DZSM. . . . .	7
1.6	Outras configurações: (a) <i>Alternate Arm Converter</i> ; (b) <i>CTFB - Controlled Transition Fullbridge</i> . . . . .	8
1.7	Configuração simplificada com os principais componentes do sistema de Gotland. . . . .	9
1.8	Configuração híbrida MTDC para análise de curtos-circuitos CC. . . . .	12
1.9	Configuração híbrida multiterminal CC (MTDC) proposta para realizar o <i>black start</i> de um LCC com MMC em paralelo. . . . .	13
2.1	Modo de operação para HBMMC (e FBMMC com operação restrita) com tensão CC nominal: (a) Tensão cc; (b) Tensões no braço superior ( $V_{upp}$ ) e inferior ( $V_{low}$ ); (c) Tensão entre fases do conversor; (d) Tensão da rede. . . . .	15
2.2	Modo de operação para FBMMC com tensão CC igual a zero. (a) Tensão CC. (b) Tensões no braço superior ( $V_{upp}$ ) e inferior ( $V_{low}$ ). (c) Tensão entre fases do conversor. (d) Tensão da rede. . . . .	16
2.3	Modo de operação para FBMMC com tensão CC reduzida e sobremodulação CA. (a) Tensão CC. (b) Tensões no braço superior ( $V_{upp}$ ) e inferior ( $V_{low}$ ). (c) Tensão entre fases do conversor. (d) Tensão da rede. . . . .	16
2.4	Diagrama com o resumo da sequência de controle do HBMMC. . . . .	17
2.5	Diagrama de blocos do controle de corrente CA ou controle externo: (a) controle de tensão CC; (b) controle de potência ativa; (c) controle de potência reativa. . . . .	18
2.6	Correntes e tensões em uma perna do conversor. . . . .	19
2.7	Diagrama do controle interno de supressão da corrente circulante adotado baseado em reguladores PR. . . . .	20

2.8	Controle de corrente circulante com compensação de ruídos e sequência zero e outras componentes de ordem par. . . . .	21
2.9	Ilustração da técnica de modulação NVL para um MMC de 8 SM por braço.	21
2.10	Submódulo em ponte completa - <i>full bridge submodule</i> (FBSM). . . . .	22
2.11	Modulação para conversor FBMMC. . . . .	23
2.12	Fluxograma do algoritmo para controlar os estados dos SM em FBMMC.	24
2.13	Transição de modos de operação de SM com passagem por $N_{on} = 0$ : (a) operação desejável; (b) operação indesejável. . . . .	25
2.14	Tensão nos capacitores em uma perna de um FBMMC. . . . .	26
2.15	Diagrama de blocos do controle de corrente CA com controle de energia dos capacitores. . . . .	27
2.16	Sistema de controle com um laço de realimentação para fornecer tensão e frequência. . . . .	28
2.17	Sistema de controle com 2 laços de realimentação para fornecer tensão e frequência. . . . .	29
2.18	Diagrama de controle para operação como fonte de tensão CA para carga passiva. . . . .	30
3.1	Diagrama de blocos do controlador do LCC. . . . .	32
3.2	Configuração de HVDC híbrido multiterminal abordado nesta tese com controle de corrente de curto-circuito CC. . . . .	34
3.3	Controle do FBMMC considerando a detecção e o procedimento de proteção contra curto-circuito CC. . . . .	36
3.4	Sistema HVDC híbrido multiterminal constituído de dois LCC e um MMC.	37
3.5	Diagrama de determinação da ordem de potência para o LCC 2. . . . .	39
3.6	Ilustração gráfica do comportamento da função seletora de nível para $P_{LCC2}^*$ . (a) Limiar de subida e descida único. (b) Limiares de subida e descida diferentes. . . . .	40
4.1	Sistema HVDC híbrido ponto a ponto constituído de um LCC e um FBMMC. . . . .	42
4.2	Comportamento do Sistema Híbrido de transmissão HVDC ponto a ponto com reversão de fluxo de energia: (a) Tensão cc; (b) Potência ativa; (c) Corrente cc; (d) alfa; (e) Tensão em um dos braços do FBMMC; (f) Potência reativa. . . . .	43
4.3	Efeito do controle da tensão dos capacitores durante operação do FBMMC no modo Statcom: (a) tensões dos 40 capacitores de uma perna; (b) soma das tensões dos 120 capacitores do conversor. . . . .	44
4.4	Sistema HVDC híbrido multiterminal com um LCC e dois FBMMC para análise de curto-circuito. . . . .	45

4.5	Tensões fase-neutro em regime permanente medidas nos terminais CA do FBMMC1. . . . .	46
4.6	Comportamento do HVDC híbrido frente à ocorrência de um curto-circuito CA monofásico: (a) tensões cc; (b) correntes cc; (c) potência ativa nas barras ca; (d) potência ativa nos terminais cc; (e) potência reativa em p1; (f) potência reativa em p2; (g) correntes CA em p1 (vide Figura 4.4); (h) correntes CA em p2; (i) tensões CA em p1; (j) tensões CA em p2; (k) tensões nos capacitores do FBMMC1 - fase a; (l) tensões nos capacitores do FBMMC2 - fase a. . . . .	47
4.7	Comportamento do HVDC híbrido multiterminal frente à ocorrência de um curto-circuito CC polo-terra próximo ao LCC - <b>Curto CC 1</b> da Figura 4.4: (a) tensões cc; (b) correntes cc; (c) potência ativa nas barras ca; (d) potência ativa nos terminais cc; (e) potência reativa em p1 e p2; (f) ordem de ângulo de disparo $\alpha$ ; (g) tensões nos capacitores do FBMMC1 - fase a; (h) tensões nos capacitores do FBMMC2 - fase a; (i) correntes circulantes no FBMMC1; (j) correntes circulantes no FBMMC2. . . . .	49
4.8	Comportamento do HVDC híbrido multiterminal frente à ocorrência de um curto-circuito CC polo-terra próximo ao FBMMC 1 - <b>Curto CC 2</b> da Figura 4.4: (a) tensões cc; (b) correntes cc; (c) potência ativa nas barras ca; (d) potência ativa nos terminais cc; (e) potência reativa em p1 e p2; (f) ordem de ângulo de disparo $\alpha$ ; (g) tensões nos capacitores do FBMMC1 - fase a; (h) tensões nos capacitores do FBMMC2 - fase a; (i) correntes circulantes no FBMMC1; (j) correntes circulantes no FBMMC2. . . . .	51
4.9	Comportamento do HVDC híbrido multiterminal frente à ocorrência de um curto-circuito CC polo-terra próximo ao FBMMC 2 - <b>Curto CC 3</b> da Figura 4.4: (a) tensões cc; (b) correntes cc; (c) potência ativa nas barras ca; (d) potência ativa nos terminais cc; (e) potência reativa em p1 e p2; (f) ordem de ângulo de disparo $\alpha$ ; (g) tensões nos capacitores do FBMMC1 - fase a; (h) tensões nos capacitores do FBMMC2 - fase a; (i) correntes circulantes no FBMMC1; (j) correntes circulantes no FBMMC2. . . . .	52
4.10	Detalhe das correntes CC para os casos de Curto CC 1, 2 e 3 (conversor mestre: FBMMC1). . . . .	53
4.11	Identificação dos instantes de detecção no caso do Curto CC 1: (a) ampliação das tensões CC; (b) ampliação das correntes CC. . . . .	53
4.12	Tensões CA medidas nos terminais do conversor FBMMC1 e na barra CA no ponto p1 mostrado na Figura 4.4. . . . .	54
4.13	Detalhe das correntes CC para os casos 1, 2 e 3 (conversor mestre:LCC). . . . .	55
4.14	Sistema HVDC híbrido multiterminal constituído de dois LCC e um FBMMC para alimentar carga passiva. . . . .	56

4.15	<i>Black start</i> do HVDC híbrido multiterminal com LCC e FBMMC em paralelo: (a) tensões cc; (b) correntes cc; (c) potência ativa; (d) ângulos de disparo $\alpha_{LCC1}$ e $\alpha_{LCC2}$ ; (e) potência reativa medida nos terminais CA do LCC2 e do FBMMC; (f) tensões nos capacitores do FBMMC. . . . .	57
4.16	<i>Black start</i> do HVDC híbrido multiterminal com LCC e FBMMC em paralelo: (a) tensões CA no barramento de conexão com a carga; (b) frequência ca; (c) correntes CA - Carga; (d) correntes CA - LCC2; (e) correntes CA - FBMMC; (f) correntes CA - Filtros; (g) correntes CA - Carga; (h) correntes CA - LCC2; (i) correntes CA - FBMMC; (j) correntes CA - Filtros. . . . .	59
4.17	<i>Black start</i> do HVDC híbrido multiterminal com LCC e FBMMC em paralelo: (a) tensões cc; (b) correntes cc; (c) potência ativa; (d) ângulos de disparo $\alpha_{LCC1}$ e $\alpha_{LCC2}$ ; (e) potência reativa medida nos terminais CA do LCC2 e do FBMMC; (f) tensões nos capacitores do FBMMC; (g) tensões CA no barramento de conexão com a carga; (h) frequência ca; (i) correntes CA - Carga; (j) correntes CA - LCC2; (k) correntes CA - FBMMC; (l) correntes CA - Filtros. . . . .	60
4.18	Diagrama do sistema HVDC híbrido multiterminal com elementos de proteção contra curtos-circuitos CA. . . . .	62
4.19	Comportamento do HVDC híbrido multiterminal frente à ocorrência de um curto-circuito CA após o <i>black start</i> : (a) tensões cc; (b) correntes cc; (c) potência ativa nas barras CA do FBMMC, do LCC2, das cargas e potência ativa no terminal CC do LCC1; (d) potência reativa medida nas barras CA do LCC2 e do FBMMC; (e) tensões na barra CA de conexão com as cargas; (f) correntes nos terminais CA do LCC2; (g) corrente nos terminais CA do FBMMC; (h) correntes na barra CA de conexão com as carga; (i) ângulos de disparo para o LCC1 e para o LCC2; (j) tensões nos capacitores de uma perna do FBMMC; (k) corrente no resistor de desenergização; (l) potência dissipada no resistor de desenergização. . . . .	63
4.20	Comportamento do HVDC híbrido multiterminal frente à ocorrência de um curto-circuito CA após o <i>black start</i> : (a) detalhe das tensões cc; (b) detalhe das correntes CC. . . . .	65
4.21	Tensões dos capacitores dos SM do FBMMC no momento do curto-circuito trifásico. . . . .	65

## **Lista de Abreviaturas**

FBMMC - Full-Bridge Modular Multilevel Converter

FBSM - Full-Bridge Submodule

HBMMC - Half-Bridge Modular Multilevel Converter

HVDC - High Voltage Direct Current

LCC - Line Commutated Converters

MMC - Modular Multilevel Converter

MTDC - Multiterminal High Voltage Direct Current

NVL - Nearest Voltage Level

SM - Submódulo

VDCOL - Voltage Dependent Current Order Limiter

VSC - Voltage Source Converter

## Lista de Símbolos

$i_{cc}$  - Corrente CC medida

$i_j$  - Corrente da fase j

$i_{uppj}$  - Corrente do braço superior da perna j

$i_{lowj}$  - Corrente do braço inferior da perna j

$i_{diffj}$  - Corrente que passa tanto no braço superior como no inferior de uma perna (j = a, b, ou c) do MMC

$i_{zj}$  - Corrente circulante da perna j

$v_{diffj}$  - Queda de tensão nos indutores de braço provocada por  $i_{diffj}$

$V_{uppj}$  - Tensão no braço superior de uma perna (j = a, b, ou c) do MMC

$V_{lowj}$  - Tensão no braço inferior de uma perna (j = a, b, ou c) do MMC

$V_{cap}$  - Tensão do Capacitor de um SM

$v_{ca}^*$  - Tensão CA de referência

$V_{cc}^*$  - Tensão CC de referência

$v_{cc}$  - Tensão CC medida

$V_{cc}$  - Tensão CC nominal de um sistema

$V_{ca}$  - Tensão CA nominal de um sistema

$V_{arm}^*$  - Tensão de referência para modulação de um braço do MMC

$V_{T1T2}$  - Tensão entre os terminais T1 e T2 de um FBSM

$N$  - Número de submódulos de um braço do MMC

$N_{on}$  - Número de submódulos conectados em um braço do MMC

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Sistemas HVDC Híbridos

A transmissão em corrente contínua é considerada uma das melhores soluções para transmissão de grandes blocos de energia a grandes distâncias. Em função da alta capacidade de transmissão, das baixas perdas, e, principalmente, do baixo custo, o conversor baseado em tiristores (LCC - Line Commutated Converters) é o mais utilizado para transmissão CC. A partir do desenvolvimento maduro da tecnologia do conversor multinível modular (MMC - *Modular Multilevel Converter*), alguns dos novos empreendimentos que envolvem HVDC (*High Voltage Direct Current*) e sistemas *back-to-back* tem sido concebidos com MMC. O MMC pode ser dimensionado para transmitir mais quantidade de energia que os conversores fonte de tensão (VSC - *Voltage Source Converter*) convencionais de 2 e 3 níveis devido à escalabilidade proporcionada pela estrutura modular. Em relação aos LCC, os MMC apresentam melhores características quanto à controlabilidade de potência e de tensão; são competitivos com relação às perdas e demandam menos área de instalação [1]; porém são, ainda, muito mais caros [2].

A diferença acentuada nos preços motivou estudos para implantação de sistemas híbridos, envolvendo LCC e MMC no mesmo sistema HVDC. Uma oportunidade de aplicação de sistemas híbridos é observada quando um dos pontos do sistema é considerado como ponto de geração, ou seja, com o conversor atuando somente como retificador. Nesta ponta seria colocado o LCC onde não há necessidade de manter alta qualidade de energia. Para a outra ponta do sistema HVDC (ou outras, em um sistema multiterminal), onde a energia é entregue, o uso de VSC traz benefícios e pode se tornar atrativo economicamente. Portugal [3] apresenta uma proposta de sistema híbrido para o Brasil, com o uso de LCC na região norte (em alguma hidrelétrica na Amazônia) e transmissão multiterminal de energia através de vários VSC em um sistema multiterminal. Na China existem grandes projetos desse tipo com o intuito de conectar áreas de grande geração de várias fontes - não somente hidrelétrica [4] - aos centros de carga [5].



A Figura 1.1 mostra algumas configurações de sistemas híbridos observadas na literatura. As particularidades de cada uma são abordadas em seguida.

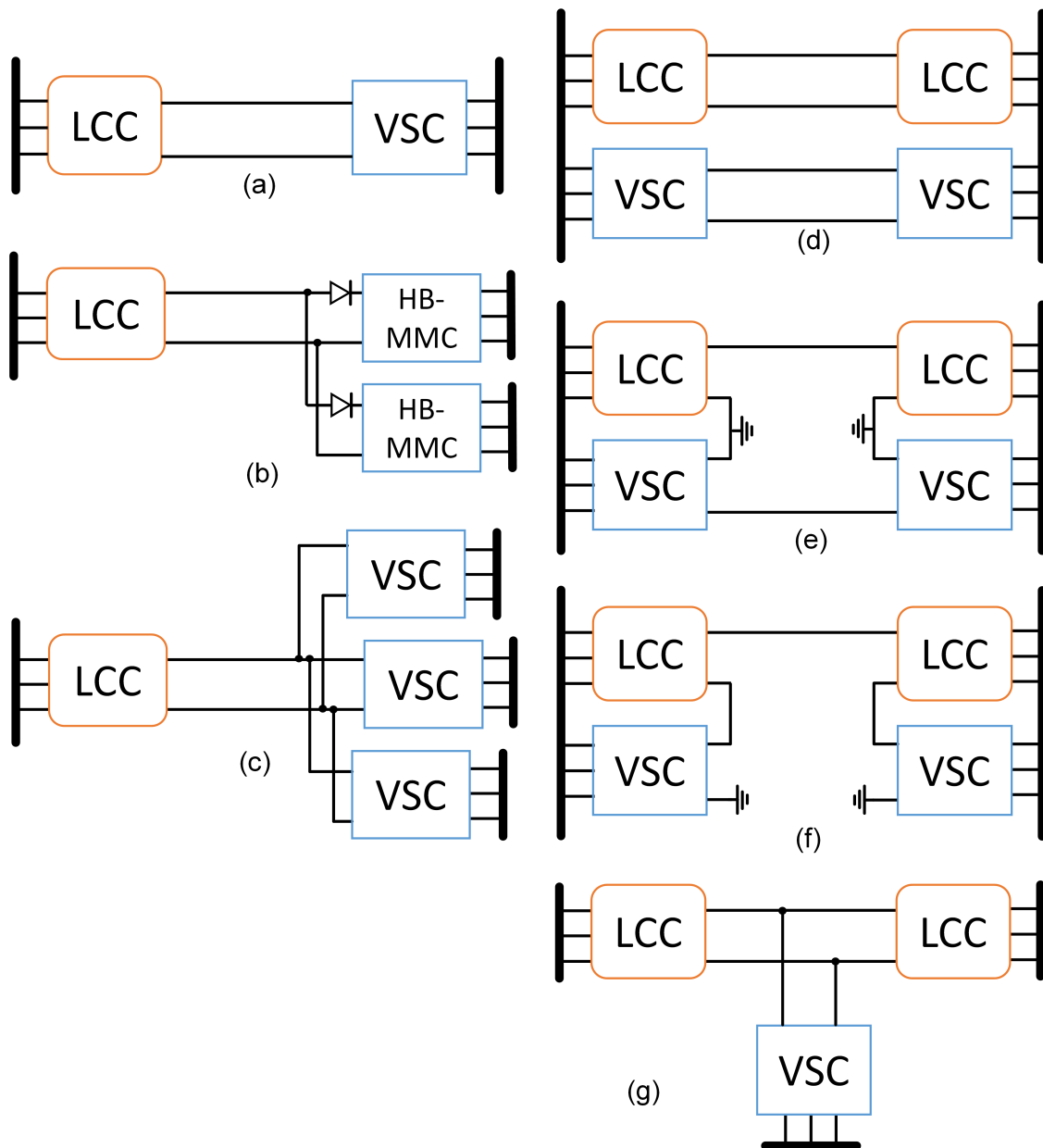


Figura 1.1: Configurações simplificadas de sistemas híbridos. Os blocos LCC e VSC contêm os transformadores de conexão com a rede CA. (a) Transmissão ponto-a-ponto LCC-VSC convencional [6]. (b) Transmissão MTDC com LCC e dois HBMMC protegidos por diodos [7]. (c) Transmissão MTDC com LCC e três VSC [8] e [9]. (d) Transmissão HVDC-LCC e HVDC-VSC em paralelo [10]. (e) Transmissão HVDC-LCC e HVDC-VSC em paralelo com terra comum [11]. (f) HVDC com LCC em série com VSC no lado CC [12]. (g) HVDC-LCC com derivação VSC [13].

Zhao e Iravani [6] apresentaram um sistema híbrido utilizando LCC e VSC de 2 níveis baseado em GTO (*Gate Turn-Off thyristor*) - a técnica para operar IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) em alta tensão ainda não era dominada em 1994. As outras referências sobre conversores híbridos são mais recentes e já consideram VSC baseados em IGBT. E

desde que o MMC se tornou difundido entre as empresas que constroem conversores de potência, a partir de meados dos anos 2000 [14] [15], todos os novos sistemas VSC em alta tensão são com conversores multinível modulares. Esta configuração com um LCC e um VSC pode ser vista na Figura 1.1(a).

Em Tang, et al. [7] - um trabalho motivado pela disposição das fontes de geração e dos centros de carga na China - foi proposta uma configuração com LCC em um terminal e MMC baseado em submódulos (SM) em meia ponte (*half bridge submodule* - HBSM) nos outros terminais (Figura 1.1(b)). Este sistema é unidirecional em energia, e, com a adição de um conjunto de diodos em série próximo a cada HBMMC (MMC com HBSM), obtém-se proteção contra curtos-circuitos no lado CC. Note-se que esses diodos eliminam a bidirecionalidade de corrente do HBMMC.

No caso da proposta para o Brasil [3] (Figura 1.1(c)), existe a possibilidade de troca de energia entre as estações VSC, como no caso de desconexão da estação retificadora ou por algum arranjo de despacho. Dessa forma, não é possível o uso dos diodos na linha CC, o que torna o uso de topologias robustas a curtos-circuitos mais conveniente para não depender da proteção provida por disjuntores CA (que é mais lenta - esse tema é discutido pelo autor em [16] e Watanabe, et al. em [17]). Em Lee, et al. [9] é discutido o comissionamento de um sistema híbrido também multiterminal e com MMC baseados em FBSM. Dessa forma é possível trocar energia entre as estações VSC, ou mesmo reverter o fluxo de potência para a estação com LCC com o controle da tensão na linha CC.

Outra oportunidade de aplicação de sistemas híbridos é observada em sistemas ilhados, ou considerados eletricamente fracos, com SCR (*Short Circuit Ratio*) menor que 2. Guo e Zhao [10] apresentaram uma configuração com duas linhas CC paralelas - uma com LCC e a outra com VSC (Figura 1.1(d)). Esse arranjo permite alimentar cargas passivas, pois o VSC pode fornecer tensão e frequência para a inicialização do LCC.

Midtsund, et al. em [11] discutem a experiência do primeiro sistema híbrido em operação no planeta (Figura 1.1(e)). É o bipolo de Skagerrak, que conecta Dinamarca e Noruega. Nesse caso, não se trata de duas linhas paralelas, mas de um sistema com um polo conectando as duas estações LCC e um polo conectando os dois VSC. Tal arranjo se fez oportuno devido à necessidade de reduzir a corrente que transitava no retorno pelo mar com eletrodos submersos (trata-se de um sistema sem cabo de retorno), pois observou-se que o fluxo de corrente pela água estava afetando a vida marinha. Além disso, o sistema se tornaria fraco com a instalação de outro polo LCC, o que foi fundamental para a opção pelo sistema VSC.

Xu, et al. em [12] propõem uma configuração um pouco diferente da observada em [11], em que, em vez de conectados de forma paralela, existem MMC em série com o LCC em cada ponta do sistema (Figura 1.1(f)). Essa ideia de conectar LCC e VSC em série não é tão recente, sendo proposta antes do surgimento do MMC, em 1998 [18].

Em [13], Nguyen, et al. discutem um sistema multiterminal com LCC ponto a ponto e

uma derivação com MMC, como mostrado na Figura 1.1(g). Nesse caso são discutidas as formas de controle mais adequadas, onde os resultados de simulação indicam que o VSC em modo controle de tensão CC não é uma boa opção, pois permite desestabilização do sistema durante curtos-circuitos CA próximos à estação LCC inversora.

## 1.2 Revisão sobre Topologias de Submódulos

Um dos problemas mais discutidos quando se fala sobre sistemas HVDC de transmissão aérea é o curto-circuito CC. O LCC é conhecido como um conversor naturalmente robusto contra esse tipo de problema por ser um conversor com total controle da corrente CC. Para o VSC convencional de 2-3 níveis é necessário algum arranjo de componentes de proteção de forma a bloquear a corrente de curto já que os diodos em antiparalelo com as chaves permitem a passagem de corrente do lado CA para o lado CC. No caso do MMC do tipo HBMMC é observada a mesma dificuldade dos conversores de 2-3 níveis de bloquear curtos-circuitos, como mostrado na Figura 1.2(a). Então, para proteção de curtos-circuitos em VSC de 2-3 níveis ou em HBMMC, são necessários disjuntores CA ou, ainda, disjuntores CC. Entretanto, disjuntores CC são de difícil implantação (por serem caros e ocuparem espaço maior que disjuntores ca) e podem impor perdas adicionais ao sistema. Uma vez que o tempo para operação dos disjuntores CA faz com que os componentes do conversor tenham que ser sobredimensionados para suportarem correntes de curto-circuito, surgiram vários estudos de arranjos de submódulos para reduzir a necessidade de disjuntores, sejam CA ou CC. Na dissertação de mestrado do autor [16] foi apresentada uma discussão sobre o comportamento de diferentes topologias existentes quando submetidas a curtos-circuitos CC e proposta a topologia de Ponte Semicompleta (SFBSM - *Semifull-bridge SM*). Um conversor SFBMMC (feito com SFBSM) apresenta comportamento como ilustrado na Figura 1.2(b), em que a corrente de curto-circuito é direcionada a passar pelos capacitores, que absorvem a corrente e a bloqueiam rapidamente. Várias outras topologias foram propostas com esse objetivo desde que a configuração do MMC foi publicada pela primeira vez em 2003 [19] como o arranjo genérico mostrado na Figura 1.3.

Em [20] foi abordada a capacidade de proteção do Submódulo em Ponte Completa (FBSM - *full-bridge SM*) e em Ponte Dupla Grampeada (CDSM - *Clamp Double SM*), que são mostrados na Figura 1.4(b) e (e), respectivamente. O FBSM, é a mais conhecida opção de topologia com capacidade de proteção contra curtos-circuitos CC. Entretanto, tem como principal desvantagem as perdas em regime permanente. Além disso, para operação em tensão constante, o FBSM apresenta componentes redundantes. Por este motivo foi proposto o SFBSM, que é apresentado na Figura 1.4(c), onde uma chave redundante não é utilizada, reduzindo o custo de implantação [16], [17]. O CDSM foi proposto com o mesmo intuito de reduzir perdas em regime permanente, porém são ne-

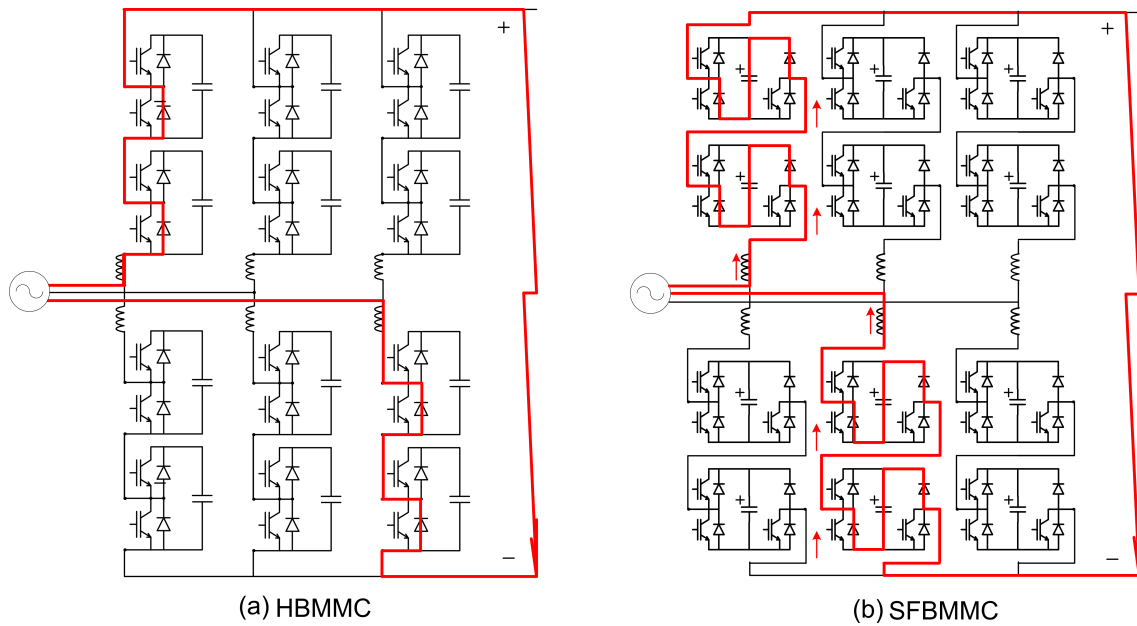


Figura 1.2: Caminho da corrente de curto-circuito do lado CA para o lado CC com chaves bloqueadas. (a) HBMCC. (b) SFBMMC.

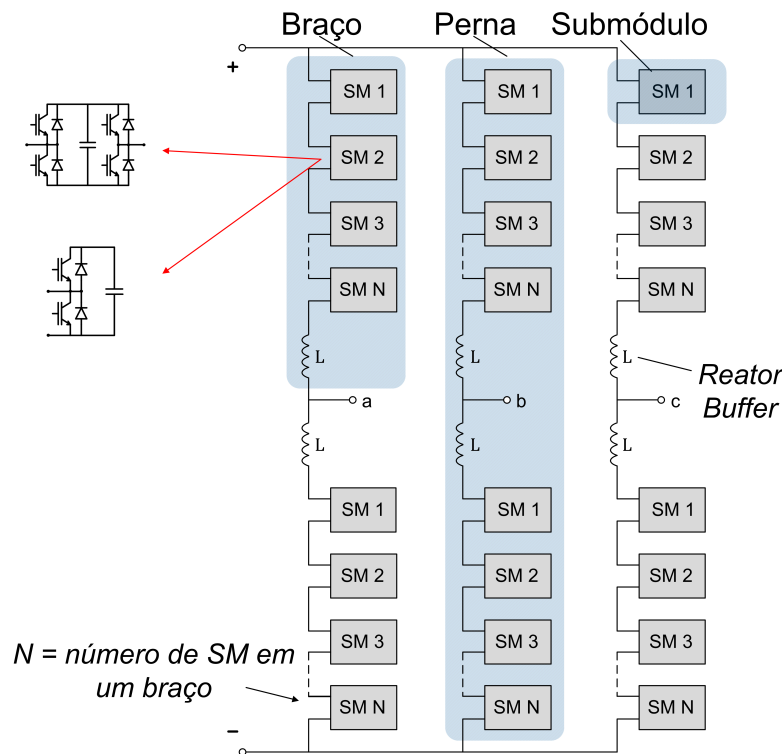


Figura 1.3: Configuração básica de um MMC.

cessários diodos extras, sendo que o resultado final possui mais componentes do que a combinação de um HBSCM com um SFBSM (mostrada na Figura 1.4(d)), que apresenta o mesmo nível de proteção contra curto-circuito CC. No entanto, é importante pontuar que o custo menor que o SFBSM propicia tem o custo de perda de alguns modos de operação do conversor, como é mostrado no Capítulo 2.

Zhang e Zhao em [21] apresentaram o Submódulo duplo em série (SDSM - *Series Double SM*), que é mostrado na Figura 1.4(f). O número de componentes desta topologia é aparentemente o mesmo da combinação HBSM+SFBSM, porém como a polaridade dos capacitores é invertida, o nível de proteção é maior, pois ambos os capacitores participam no bloqueio de curto-circuito. Entretanto, esta disposição dos capacitores também traz uma desvantagem, que é a necessidade de sobredimensionar os diodos e a chave que compõem a malha dos capacitores. Com isso, o SDSM pode em um caso real demandar mais componentes para suportar a tensão e então perder sua principal vantagem.

Nami, et al. em [22] apresentaram o SM de 5 níveis cruzado (do inglês: *Five level Cross-connected SM*), que é mostrado na Figura 1.4(g). Esta topologia é similar ao SDSM, com a adição de uma chave extra que permite a realização de 5 níveis de tensão, como se fossem 2 FBSM. A desvantagem é similar ao do SDSM, pois as chaves que conectam os SM cruzados devem ser dimensionadas com o dobro da tensão.

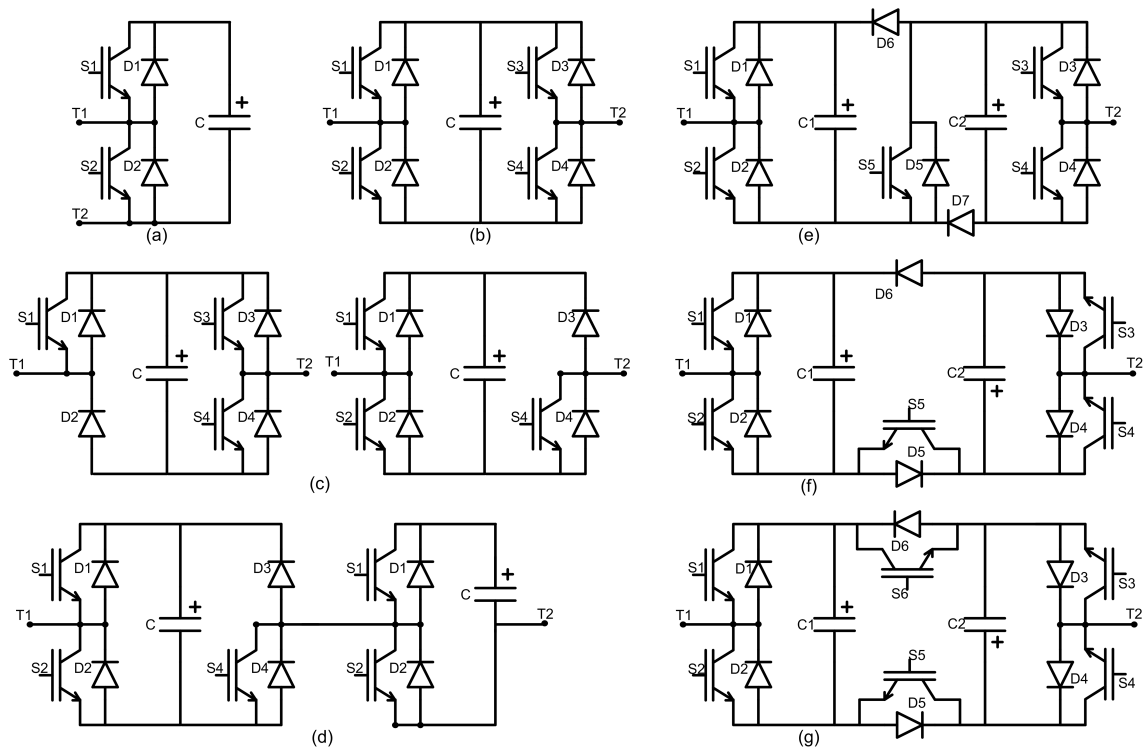


Figura 1.4: Topologias de submódulos para MMC. (a) HBSM - *Half-Bridge SM* - [19]. (b) FBSM - *Full-Bridge SM* - [20]. (c) SFBSM - *Semifull-Bridge SM* - [17]. (d) HBSM+SFBSM. (e) CDSM - *Clamped Double SM* - [20]. (f) SDSM - *Series Double SM* - [21]. (g) 5LCCSM - *Five Level Cross-connected SM* - [22].

Dahmen e Marquardt, em [23] apresentaram uma topologia de FBSM aproveitando a característica das chaves de carbeto de silício conforme mostrado na Figura 1.5, que é chamada de DZSM. Uma chave bidirecional do tipo Sic-FET é adicionada em série com o capacitor. Ao bloquear esta chave durante o modo *by-pass*, as outras quatro chaves do SM podem ser acionadas a conduzir, reduzindo sensivelmente as perdas de operação devido ao paralelismo das chaves (normalmente no modo *by-pass* só duas chaves são acionadas,

as duas de cima - 1 e 3 - ou as duas de baixo, 2 e 4). Em [24] foi feita uma revisão sobre tipos de SM de MMC com capacidade de bloqueio e controle de corrente de curto-circuito CC com enfoque na eficiência de operação do conversor. Com o DZSM espera-se ser possível equiparar as perdas com as de um LCC.

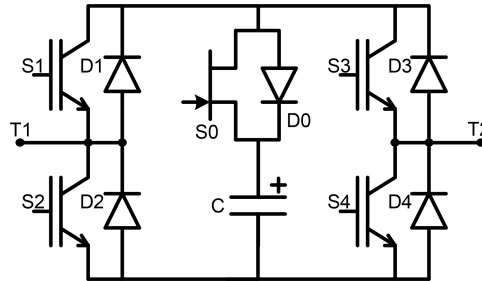


Figura 1.5: Submódulo DZSM.

Merlin, et al. em [25] apresentaram pela primeira vez o Conversor de Braço Alternado (AAC - *Alternate Arm Converter*) como mostrado na Figura 1.6(a). Cada braço deste conversor é composto por uma cascata de FBSM em série com um conjunto de chaves que funcionam como chaves “diretoras” ou “direcionadoras” (do original: *director switches*). Essa configuração é robusta contra curtos-circuitos e apresenta metade do número de submódulos quando comparada com o FBMMC. Suas perdas em regime permanente são aproximadamente iguais às da combinação HBSM+SFBSM devido às chaves diretoras. Uma característica importante é que essa topologia, por ser baseada em FBSM, consegue trabalhar com variação de tensão até valores negativos. A maioria das contribuições deste trabalho podem ser aplicadas tanto com o AAC como com o FBMMC. Doravante somente o FBMMC foi discutido nos estudos.

Feldman, et al. em [26] apresentaram uma configuração de conversor diferente do MMC convencional, com as chamadas ligações em cadeia (do inglês: *chain links*). Esse tipo de configuração é explorada em outras aplicações em eletrônica de potência, como para conectar células combustíveis em carros movidos a hidrogênio. Por ser baseada em HBSM, a configuração apresentada em [26] não é robusta contra curtos-circuitos. Já em [27], Li, et al. apresentaram uma configuração com ligação em cadeia (CTFB - *Controlled Transition Fullbridge*) como mostrado na Figura 1.6(b) que é robusta contra curtos-circuitos e apresenta densidade de energia maior quando considerado o número de componentes necessários. Entretanto, por ter uma tensão CC baixa, não deve ser utilizada em aplicações HVDC de alta tensão.

### 1.3 Controle de Corrente de Curto-Circuito CC

Foi observado na seção 1.2 que a corrente de curto-circuito pode ser eliminada através do bloqueio das chaves de determinados tipos de SM. Entretanto, com o uso de SM capa-

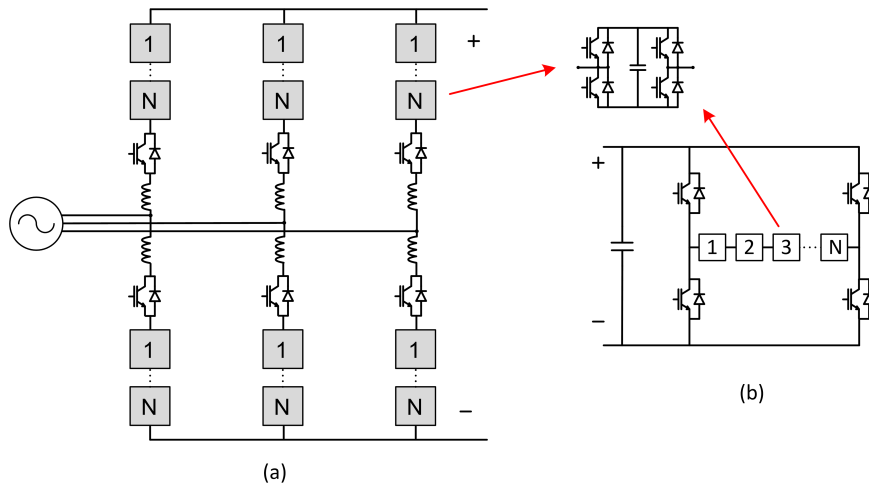


Figura 1.6: Outras configurações: (a) *Alternate Arm Converter*; (b) *CTFB - Controlled Transition Fullbridge*.

zes de fornecer tensão negativa, como será mostrado no Capítulo 2, é possível reduzir a corrente de curto-circuito controlando a tensão CC e mantendo o controle de tensão CA. Essa capacidade de fornecer potência reativa durante curtos-circuitos CC faz o FBMMC ser uma forte opção para aplicação em sistemas HVDC com linhas aéreas, como deve ser no caso do Brasil. Esta tese contém as discussões feitas em duas publicações acerca deste tema, por isso, segue abaixo uma revisão sobre as publicações que trataram deste tema.

A capacidade de controlar corrente de curto-circuito foi discutida e aproveitada em alguns estudos [28], [29], [30]. Em [28] é discutido um sistema híbrido similar ao estudado em [13], só que com um FBMMC em derivação com o elo LCC-HVDC convencional. A corrente de curto-circuito CC proveniente do lado CA do FBMMC é eliminada através do controle de corrente CC do FBMMC. Em [29] são discutidas algumas técnicas para controlar a corrente de curto-circuito CC, controlando tensão CC e controlando corrente CC em sistemas somente com FBMMC. Em [30] é discutido um sistema de transmissão ponto-a-ponto composto por dois FBMMC que apresenta robustez contra curtos-circuitos CC. Ainda, em [31], conversores mistos com FBSM e HBSM são considerados para o chamado UHVDC (ultra HVDC a ser construído na China com tensão de 800 kV). A capacidade de controle de corrente de curto foi mencionada como uma das motivações para a proposta, porém não há detalhamento do comportamento durante curtos-circuitos CC.

## 1.4 Inicialização de Redes Fracas e Passivas

A inicialização, também chamada de *black start*, de redes passivas ou muito fracas alimentadas por elo LCC-HVDC convencional é um problema antigo sem solução. O famoso sistema HVDC que alimenta a ilha de Gotland (Suécia) comissionado em 1954 até hoje é aproveitado para estudos de LCC conectado a redes fracas [32]. A expansão da

carga da ilha foi acompanhada por um aumento da capacidade do elo HVDC, de modo que ainda hoje toda a carga da ilha pode ser suprida pelo elo CC. A inicialização da rede da ilha segue algumas etapas, começando pela inicialização de geradores diesel que alimentam os serviços auxiliares da estação do LCC e dos compensadores síncronos necessários para fornecer tensão, frequência e inércia para a operação do conversor. Após os compensadores síncronos chegarem à velocidade síncrona, o HVDC começa a alimentar as cargas auxiliares da estação conversora e dos compensadores síncronos, o que permite liberar os geradores diesel. Depois, a rede CA pode ser conectada aos poucos, de modo que em regime permanente é possível alimentar toda a carga com energia vinda do elo CC [32]. A Figura 1.7 mostra a configuração simplificada do sistema de Gotland.

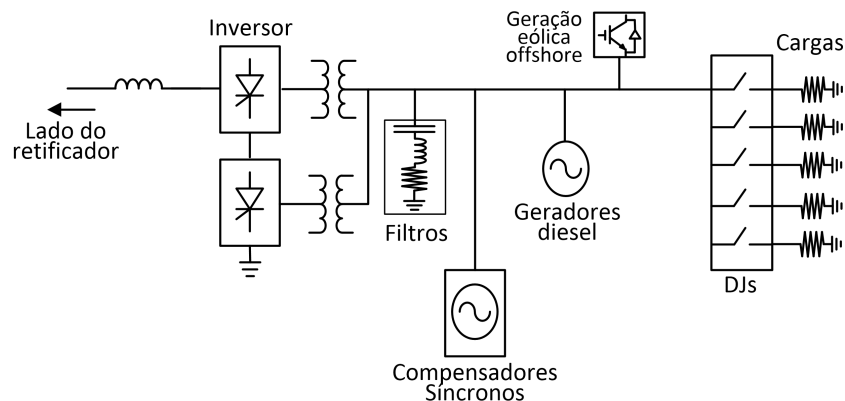


Figura 1.7: Configuração simplificada com os principais componentes do sistema de Gotland.

Em [33] foi proposto um esquema de controle para um sistema MTDC com um elo HVDC-LCC convencional do qual saem duas linhas de derivação que conectam VSC em terminais afastados. A proposta desse trabalho é regular o despacho de potência de forma centralizada, com um controle mestre que considera comunicação entre os terminais. A partida do sistema CA não foi discutida.

Em [34] foi discutido um sistema com 2 LCC e 2 VSC, cujos terminais foram conectados 2 a 2, formando um anel de conversores. A inicialização estudada neste artigo trata do lado CC e da conexão com redes fortes.

Em [10], o arranjo com duas linhas em paralelo (Figura 1.1(d)) prevê a inicialização sendo feita integralmente pelo VSC, que é acionado para alimentar toda a carga inicialmente. Depois, o LCC assume a carga enquanto ao VSC é atribuída a função de regular a tensão CA e variações de potência reativa. É importante observar que existem soluções que não envolvem o uso de VSC. Em [35] é discutido o uso de um Statcom para fornecer o nível de tensão necessário ao LCC para evitar falhas de comutação. Em [36] uma solução que deriva do MMC é apresentada. Trata-se do uso de submódulos em ponte completa ligados na saída do inversor para regular a tensão. Estas soluções sem VSC podem ser opções mais econômicas financeiramente, evitando falhas de comutação mesmo durante curtos-circuitos CA de curta duração no caso de cargas passivas. Em [37] foi proposto



um esquema de ligação dos transformadores de conexão do LCC de modo que a operação em sistemas fracos é favorecida, pois, a partir da coordenação entre as impedâncias dos transformadores com as impedâncias dos filtros passivos, é possível aumentar os limites de estabilidade de operação. Entretanto, para cargas passivas, apenas com um sistema com VSC ou outra fonte de geração é possível alimentar cargas prioritárias em caso de saída de operação do LCC.

Em [38] foi feita uma revisão sobre os recentes avanços no controle de sistemas HVDC conectados a redes fracas, tanto para LCC como VSC (e também a variante CSC baseado em IGBT). Com relação a LCC, foram apontados estudos aplicando compensadores FACTS, como o uso de STATCOM e a variante de ligação nos transformadores discutida em [37].

## 1.5 Motivação e Foco

Tendo em vista as inúmeras publicações recentes na área de HVDC e, especialmente, envolvendo conversores MMC, o estudo sobre sistemas híbridos foi percebido como importante para o Brasil e ainda com várias lacunas a serem respondidas. Os estudos e publicações realizadas durante o doutorado mostram como controlar conversores multinível modulares de várias formas diferentes e também em conjunto com conversores LCC.

A reversão de potência em sistemas híbridos é um tema pouco explorado até aqui na literatura, muito em função de sua pouca necessidade prática, uma vez que a maioria dos sistemas híbridos são propostos para corredores unidirecionais em potência. Entretanto, no Brasil isso pode se tornar necessário à medida que formas alternativas e intermitentes de energia se tornem significativas a ponto de redefinir o despacho de potência de grandes elos de corrente contínua.

As técnicas para proteção contra curtos-circuitos evoluíram bastante desde a apresentação da dissertação de mestrado [16], e agora já é possível controlar de forma desacoplada a tensão do lado CA do CC do FBMMC sem o bloqueio das chaves, mantendo o controle da potência reativa mesmo durante um curto-circuito do lado CC. No Brasil esse tema é de suma importância, uma vez que todos os sistemas HVDC no país são feitos com linhas aéreas, altamente suscetíveis a curtos-circuitos CC.

Quanto ao problema da inicialização de sistemas passivos, o uso de compensadores FACTS ajuda a acelerar a partida, porém não é suficiente para suprir cargas prioritárias. Compensadores síncronos apresentam a vantagem de fornecer inércia suficiente para distúrbios, porém sua partida é relativamente lenta quando comparada com VSC. No Brasil, após a construção de Belo Monte, uma potência de aproximadamente 20 GW poderá ser transmitida para os centros de carga no sudeste através de HVDC-LCC, o que representa aproximadamente 15% da carga instalada atual no país. Assim, em um even-

tual *black out*, a possibilidade de partir os elos CC antes da recuperação das máquinas eletricamente próximas ao LCC inversor pode representar economia significativa em vista do prejuízo que uma total interrupção no abastecimento provoca a cada segundo.

### 1.5.1 Objetivos

O principal objetivo desta tese é analisar a aplicação de conversores do tipo FBMMC em sistemas HVDC multiterminais com linhas aéreas em conjunto com conversores LCC, formando assim, sistemas HVDC híbridos que sejam robustos contra curtos-circuitos CC, que é a principal vantagem do uso de um FBMMC. Partindo dessa premissa, algumas contribuições são propostas ao longo do texto visando promover um funcionamento robusto de sistemas HVDC em diferentes configurações e modos de operação. A seguir é apresentada uma lista resumida das contribuições:

- Apresentar elementos que motivam o estudo de sistemas híbridos HVDC com LCC e VSC, sejam ponta-a-ponto, sejam multiterminais;
- Destacar as diferenças entre os modos de operação e controle de HBMMC e FBMMC;
- Propor uma nova técnica de balanço de tensão dos capacitores de um FBMMC;
- Propor uma técnica de controle de tensão dos capacitores de um FBMMC. Essa técnica é utilizada para o controle do valor médio de tensão, não do balanço, diferentemente do item anterior. Ambas são discutidas no Capítulo 2;
- Propor uma estratégia de controle de corrente de curto-circuito CC para sistemas CC multiterminais MTDC híbridos;
- Propor uma configuração híbrida com LCC e FBMMC em paralelo capaz de promover o *black start* de uma rede inteiramente passiva;
- Apresentar resultados de simulação que validem os modelos, configurações e controles adotados e propostos.

### 1.5.2 Contribuições da Tese

A primeira contribuição da tese foi publicada no Cobep de 2015, em Fortaleza - CE [39]. Até então, pouco havia sido discutido na literatura sobre o funcionamento do controle da corrente circulante. O trabalho apresentado nessa conferência levou a ideia de que, para efetivamente controlar a corrente circulante no MMC, é necessário que o número de submódulos inseridos nos braços do conversor não seja complementar durante todo o tempo de operação. Pois, através da conexão de um capacitor a mais ou a menos

no braço do conversor, é possível induzir tensões diferenciais nos indutores de *buffer*, que minimizam a corrente circulante [39].

A segunda contribuição desta tese foi o desenvolvimento de uma técnica de balanço de tensão dos capacitores (*Voltage Balancing Algorithm - VBA*) de um FBMMC que é robusta para todas as transições entre os modos de operação dos submódulos [40]. A terceira contribuição original é a técnica de controle de tensão dos capacitores (*Capacitor Voltage Control - CVC*). Enquanto o VBA trata do balanço entre capacitores, tentando mantê-los iguais, o CVC regula a energia armazenada nos capacitores do conversor de modo a controlar o nível médio de tensão dos mesmos. Ambos controles foram primeiramente publicados no Cobep de 2017, em Juiz de Fora - MG [40].

A quarta contribuição é o tratamento dado como resposta a um curto-circuito CC em um sistema HVDC híbrido multiterminal como o da Figura 1.8. A principal contribuição dentro desse estudo é a estratégia de controle de tensão CC proposta que é capaz de restaurar o sistema após um curto-circuito CC sem que haja necessidade de comunicação entre dois terminais. Além disso, durante o curto-circuito, os conversores não são desligados para bloquear a corrente de curto e mantêm o controle de tensão CA operando como um Statcom. Esta contribuição foi publicada em um artigo na revista *Energies*, em 2018 [41].

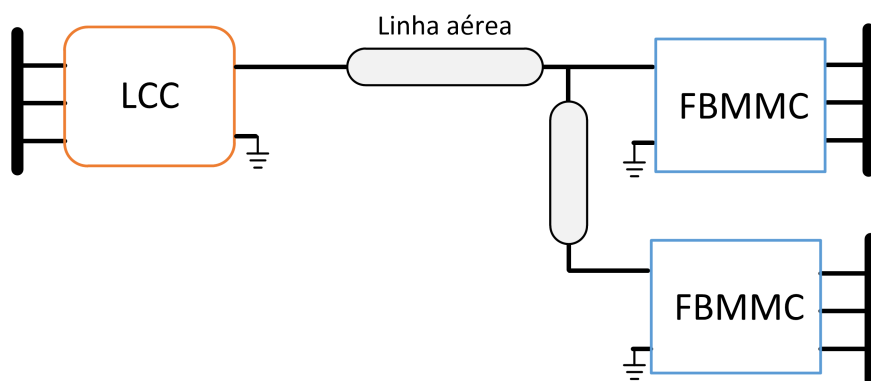


Figura 1.8: Configuração híbrida MTDC para análise de curtos-circuitos CC.

A quinta contribuição é a proposta de partida de um sistema com LCC inversor em paralelo com um VSC que alimentam sistema sem outras formas de geração *a priori*. O sistema tem o diagrama simplificado apresentado na Figura 1.9. Uma das discussões inéditas é a forma de controlar a ordem de potência do LCC inversor. Além disso, a estratégia de controle do curto-circuito CA apresentada foi útil para a definição da configuração proposta.

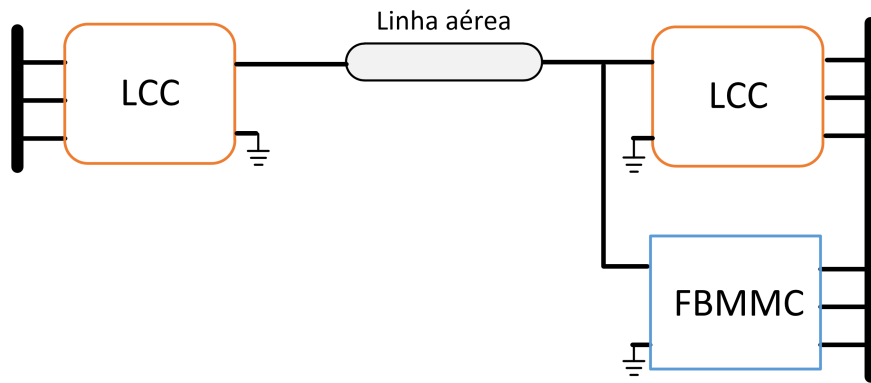


Figura 1.9: Configuração híbrida multiterminal CC (MTDC) proposta para realizar o *black start* de um LCC com MMC em paralelo.

## 1.6 Estrutura do Texto

No capítulo 2 são discutidos os modos de operação e os métodos de controle usados para o MMC. Com efeito, os detalhes sobre a diferença entre o HBMMC e o FBMMC são explorados. As contribuições sobre o controle de FBMMC são apresentadas neste capítulo.

No capítulo 3 é discutido o controle de sistemas HVDC híbridos. São apresentados os conceitos básicos de operação de sistemas HVDC quanto aos modos de operação dos conversores e quanto à reversão de fluxo de potência. São apresentados os controles usados para os LCC. As contribuições sobre eliminação controlada da corrente de curto-circuito CC são apresentadas neste capítulo. Por fim, é apresentada a configuração proposta para partir um LCC inversor com um MMC em paralelo e são discutidos seus componentes, bem como a estratégia para partir o sistema.

No capítulo 4 são apresentados resultados de simulação dos modos de operação e das técnicas de controle discutidas. É apresentada uma análise de reversão de fluxo de energia em um sistema híbrido ponto a ponto como publicado em [40], incluindo um teste do efeito do controle de tensão dos capacitores no modo Statcom quando a tensão CC é zero. Em seguida são detalhados e apresentados os testes de curtos-circuitos CA e CC para o sistema MTDC com um LCC e dois FBMMC como em [41]. Depois, são apresentados os testes com o sistema proposto - como na Figura 1.9 para promover o *black start* de um sistema com carga passiva alimentado por um LCC e um FBMMC em paralelo, incluindo testes de variação de carga e curto-circuito CA. A estratégia de proteção proposta para este sistema com LCC e FBMMC em paralelo contra curtos-circuitos CA é discutida neste capítulo.

O capítulo 5 apresenta as conclusões do trabalho, onde são discutidas as implicações esperadas da tese, bem como são elencados possíveis trabalhos futuros.

O Apêndice reúne os dados de simulação necessários para a reprodutibilidade desta pesquisa.

## Capítulo 2

# Controle de Conversores Multinível Modulares - MMC

Conversores de potência do tipo VSC-MMC usados em sistemas HVDC podem ser usados para dois fins: controlar o fluxo de potência ativa e a potência reativa no ponto de conexão com o sistema CA; ou para controlar a tensão e a frequência do sistema CA, fazendo deste último modo o papel da barra *swing*. Ambos os modos de controle são discutidos neste trabalho. Em comparação com o VSC de 2-3 níveis, o MMC apresenta semelhança nos controladores das tensões e correntes do conversor no lado CA. No entanto, devido à maior complexidade de sua topologia, o MMC necessita de controles internos, como, por exemplo, o controle das tensões nos capacitores e o controle de corrente circulante. Com efeito, o controle do MMC pode ser dividido em controle externo e controle interno.

Se o conversor é usado para controlar o fluxo de potência ativa e também controlar a potência reativa, existem duas filosofias principais na literatura: a que usa reguladores do tipo proporcional integral - PI [42] [43] ou proporcional ressonante - PR [44] [45]; e a que usa controle preditivo por modelo [46] [47]. Independentemente da filosofia de controle adotada, além de controlar  $P$  e  $Q$ , o que normalmente é feito através do controle da corrente CA, é necessário que seja feito o controle da tensão dos capacitores e é fundamental minimizar as correntes circulantes internas, o que permite otimizar o dimensionamento do conversor. Os resultados atingidos pelas técnicas baseadas em reguladores e no controle preditivo são similares [48].

Nesta tese, a filosofia adotada realiza controle de corrente através de reguladores PI em coordenadas síncronas [42]. Com esta, é possível implementar métodos de modulação com número reduzido de chaveamentos como o NVL em [49].

As principais contribuições da tese consideram o uso de submódulos em ponte completa em todo o conversor. Assim, optou-se por diferenciar os controles necessários para operação de um conversor com submódulos em meia ponte, um HBMMC, de um FBMMC. Como o FBMMC é capaz de realizar todos os modos de operação do HBMMC,

este último é apresentado primeiro e, na sequência, a seção sobre FBMMC destaca as diferenças e contribuições relacionadas ao controle deste.

## 2.1 Sobre os Modos de Operação

Esta seção tem o objetivo de comentar e ilustrar o comportamento esperado dos diferentes modos de operação de conversores HBMMC e FBMMC.

A Figura 2.1 exemplifica, qualitativamente, as amplitudes dos sinais de tensão no conversor HBMMC, tendo como referência o valor de tensão CC nominal. Este é apresentado na coluna (a) e é proporcional ao número  $N$  de SM por braço ( $V_{cc} = N * V_{cap}$ ). Na coluna b são mostradas as tensões sintetizadas nos braços:  $V_{upp}$  e  $V_{low}$ . Como a soma das tensões nos braços (ou a tensão da perna) de cada fase deve ser igual à tensão CC, durante a operação com tensão CC nominal o valor médio das tensões em cada braço é  $V_{cc}/2$ . Na coluna c observa-se a amplitude do valor de tensão de linha do lado CA:  $V_{llconv}$ . Este sinal é dado pela diferença de tensão entre 2 braços com tensões defasadas de  $120^\circ$  de modo que o sinal resultante apresenta mais níveis ( $2N+1$ ). No caso do HBMMC, como seus SM não podem fornecer tensão negativa, se o conversor operar com tensão CC consideravelmente abaixo da tensão nominal, não é possível sintetizar tensão CA suficiente para operação conectado à rede. Com isso, a operação do HBMMC está restrita a esse modo de operação com tensão CC nominal. Por isso, normalmente, a partida de um HBMMC é feita aplicando tensão CC nominal diretamente, o que torna o uso de para-raios imperativo para limitar o transitório de sobretensão na linha. Outro tipo de artifício para a partida é o uso de resistores de amortecimento, como os usados para carregar os SM [50]. Naturalmente, como o FBMMC pode operar também como um HBMMC, a Figura 2.1 vale também para o caso especial do FBMMC operar restrito ao modo de operação do HBMMC.

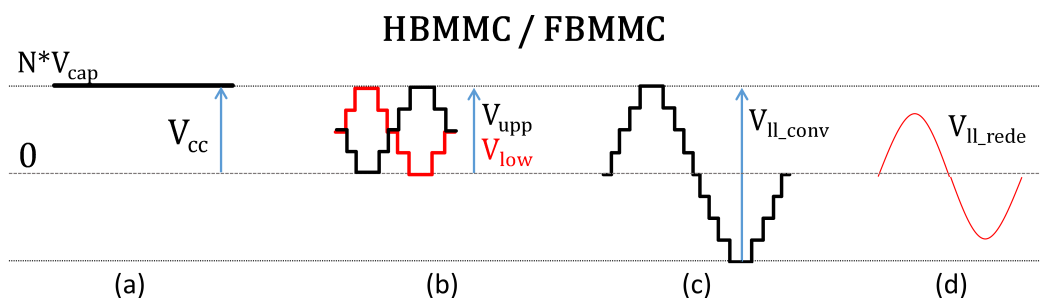


Figura 2.1: Modo de operação para HBMMC (e FBMMC com operação restrita) com tensão CC nominal: (a) Tensão cc; (b) Tensões no braço superior ( $V_{upp}$ ) e inferior ( $V_{low}$ ); (c) Tensão entre fases do conversor; (d) Tensão da rede.

A Figura 2.2 exemplifica, qualitativamente, as amplitudes dos sinais de tensão no conversor FBMMC operando com tensão CC igual a zero. Isso é possível uma vez que os SM

em ponte completa podem fornecer tensão positiva ou negativa entre os terminais. Neste caso pode-se notar que, apesar de não haver fluxo de energia ( $P_{cc} = 0$ ), é possível sintetizar tensões CA com amplitude nominal. Nesse modo, diz-se que o conversor pode operar como um Statcom, dado que é possível controlar a tensão CC com transição “suave” até seu valor nominal, esse tipo de conversor prescinde o uso de para-raios para amortecer tensões de partida. Na seção sobre controle de FBMMC essas questões são discutidas em mais detalhes. Essa operação com tensão nula não é possível com HBMMC.

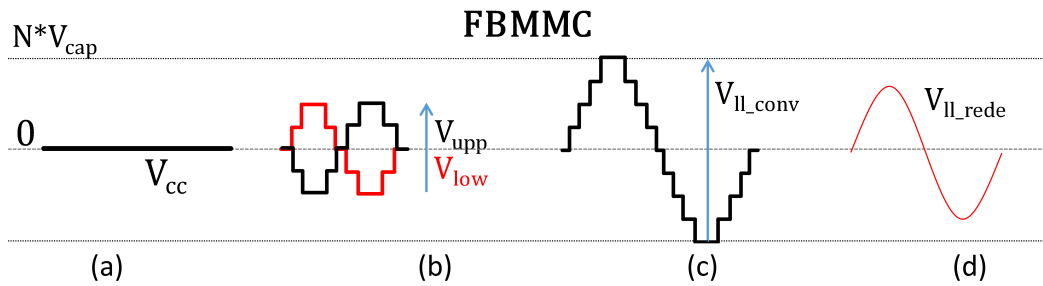


Figura 2.2: Modo de operação para FBMMC com tensão CC igual a zero. (a) Tensão CC. (b) Tensões no braço superior ( $V_{upper}$ ) e inferior ( $V_{lower}$ ). (c) Tensão entre fases do conversor. (d) Tensão da rede.

A Figura 2.3 exemplifica, qualitativamente, as amplitudes dos sinais de tensão no conversor FBMMC operando com tensão CC reduzida. A principal característica desse modo de operação é a possibilidade de sintetizar uma tensão CA maior do que seria possível com um HBMMC. Uma vez que não é necessário usar todos os níveis positivos para acompanhar a tensão CC, é possível usar alguns níveis negativos e aumentar a amplitude do sinal CA. Outra característica desse modo de operação é sua inerente menor capacidade de transferência de energia. Uma discussão sobre esse modo de operação é apresentada em [51].

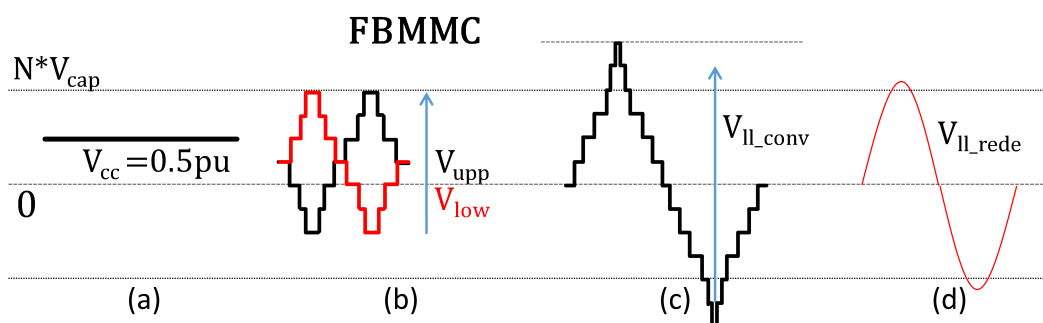


Figura 2.3: Modo de operação para FBMMC com tensão CC reduzida e sobremodulação CA. (a) Tensão CC. (b) Tensões no braço superior ( $V_{upper}$ ) e inferior ( $V_{lower}$ ). (c) Tensão entre fases do conversor. (d) Tensão da rede.

## 2.2 Controle do HBMMC

Em [39] são apresentados procedimentos para o controle do MMC baseado em SM em meia ponte (HBMMC), e é enfatizada a importância da não complementariedade de submódulos nos braços de uma perna para efetuar a minimização da corrente circulante. Esse assunto é pouco abordado ou mesmo ignorado por boa parte da literatura. Na Figura 2.4 é apresentado o diagrama de blocos geral do controle para o HBMMC no modo controle de corrente.

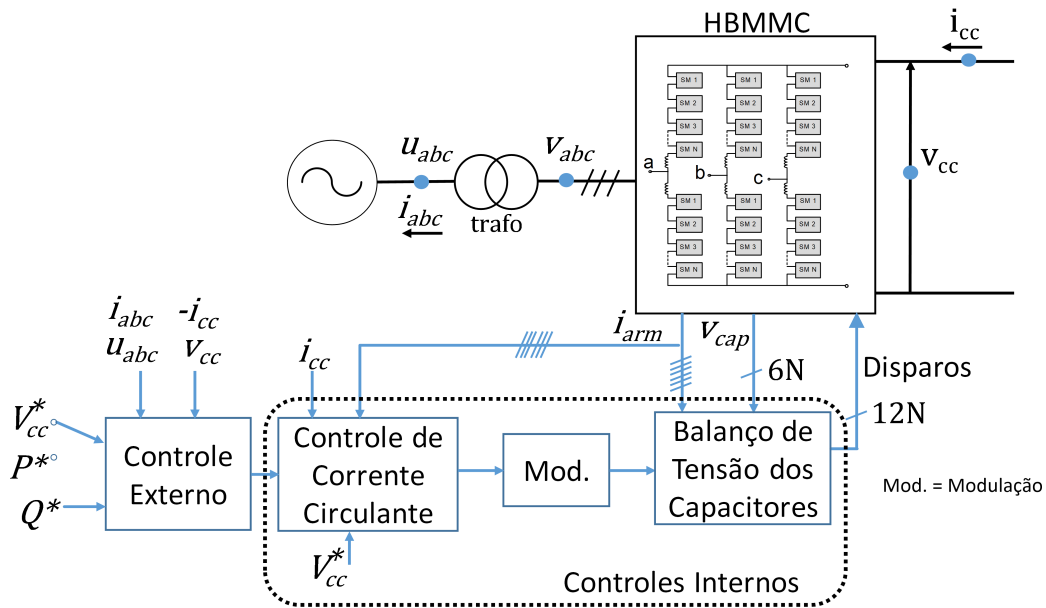


Figura 2.4: Diagrama com o resumo da sequência de controle do HBMMC. [39].

O controle de corrente CA, aqui também chamado de controle externo, para o HBMMC segue a mesma filosofia aplicada aos VSC convencionais como em [52]. Para essa feita, o controle vetorial desacoplado é muito utilizado na literatura, uma vez que apresenta uma melhor resposta a transitórios quando comparado com métodos de controle por valores médios. A Figura 2.5 mostra o diagrama de blocos para o controle de corrente CA adotado em coordenadas síncronas. Estas coordenadas são obtidas através da transformada de Park utilizada em [16], que transforma sinais trifásicos em sinais dos eixos direto, quadratura e zero. Uma vez que os eixos  $d$  e  $q$  giram com a frequência angular do sistema trifásico, os valores médios de corrente e tensão nestes eixos em regime permanente são constantes. Com efeito, tensões e correntes podem ser controladas por reguladores PI. Além disso, o controle desacoplado tem uma característica interessante que é separar o controle de potência ativa da reativa. Para a transformada utilizada, o eixo  $d$  está associado à potência ativa, conseqüentemente é utilizado para o controle da tensão CC ou do fluxo de potência ativa, como nas Figuras 2.5(a) e (b), respectivamente. Por conseguinte, o eixo  $q$  é utilizado para o controle da potência reativa (ou da amplitude da



tensão CA) como mostrado na Figura 2.5(c).

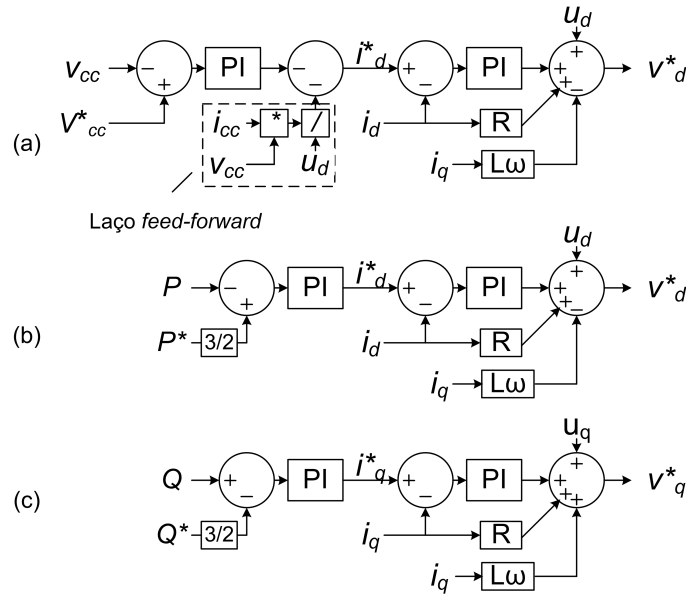


Figura 2.5: Diagrama de blocos do controle de corrente CA ou controle externo: (a) controle de tensão CC; (b) controle de potência ativa; (c) controle de potência reativa. [39].

A corrente circulante é tratada como inerente ao funcionamento do MMC. A mesma não impede o funcionamento do conversor, porém é responsável por provocar um maior *ripple* na tensão dos capacitores e, por conseguinte, demandar componentes com dimensionamento para maiores correntes em toda a estrutura do conversor. Sendo assim, a minimização da corrente circulante torna-se extremamente recomendável para sistemas reais, onde a minimização de custos de tamanho se faz fundamental, além de melhorar a qualidade da tensão gerada. Para efetuar o controle da corrente circulante é necessário abdicar da regra do número constante de SM conectados em cada perna como discutido em [39].

O controle de corrente circulante discutido aqui é baseado em [43]. Para descrever o princípio deste controle, é importante observar que a corrente que passa nos braços superior  $i_{uppj}$  e inferior  $i_{lowj}$  do conversor pode ser escrita da seguinte forma:

$$i_{uppj} = i_{diffj} + \frac{i_j}{2}, \quad (2.1)$$

$$i_{lowj} = i_{diffj} - \frac{i_j}{2}, \quad (2.2)$$

onde  $i_j$  é a corrente na fase  $j$ ,  $i_{diffj}$  é a corrente interna que flui nos dois braços da perna da fase  $j$ , e pode ser escrita da seguinte forma:

$$i_{diffj} = \frac{i_{uppj} + i_{lowj}}{2} = i_{zj} + \frac{i_{cc}}{3}, \quad (2.3)$$

onde  $i_{zj}$  é a corrente circulante, e assumindo que a corrente CC ( $i_{cc}$ ) se divide igualmente nas três pernas. Observando a malha formada internamente ao conversor que é apresentada na Figura 2.6, pode-se inferir que:

$$v_{diffj} = L_b \frac{di_{diffj}}{dt} = \frac{v_{cc}}{2} - \frac{v_{uppj} + v_{lowj}}{2}. \quad (2.4)$$

onde  $v_{diffj}$  é a tensão comum à perna - causada pelo efeito da passagem da corrente circulante e da parcela CC por  $L_b$ , que é a indutância do braço.

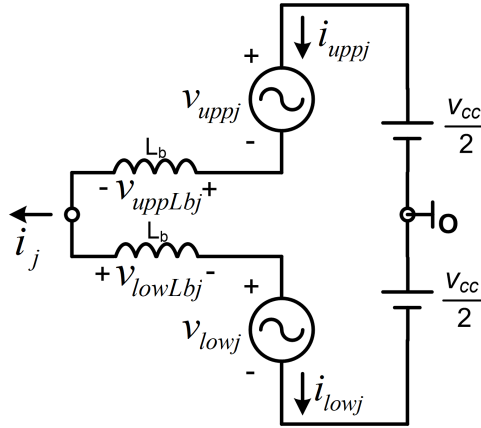


Figura 2.6: Correntes e tensões em uma perna do conversor.

É importante observar que  $v_{diffj}$  é diferente de  $v_{uppLbj}$  e  $v_{lowLbj}$ , pois  $v_{uppLbj} = L_b \frac{di_{uppj}}{dt}$  e  $v_{lowLbj} = L_b \frac{di_{lowj}}{dt}$ . Assim, ao controlar  $v_{diffj}$ , é possível reduzir  $i_{zj}$ . As variáveis controláveis de (2.4) são  $v_{uppj}$  e  $v_{lowj}$ , que são determinadas pelo número de SM conectados nos braços superior e inferior, respectivamente. Assim, as referências independentes de tensão podem ser escritas da seguinte forma:

$$v_{uppj}^* = \frac{v_{cc}}{2} - v_j^* - v_{diffj}^*, \quad (2.5)$$

$$v_{lowj}^* = \frac{v_{cc}}{2} + v_j^* - v_{diffj}^*, \quad (2.6)$$

onde  $v_j^*$  é a referência de tensão de braço determinada pelo controle de corrente CA,  $v_{cc}$  é representado pela referência  $v_{cc}^*$ . A tensão  $v_{diffj}^*$  pode ser obtida pela saída de um controlador proporcional ressonante, como em:

$$v_{diffj}^* = \left( \frac{i_{cc}}{3} - \frac{i_{uppj} + i_{lowj}}{2} \right) \left( K_p + \frac{sK_r}{s^2 + 2s\omega_c + \omega^2} \right), \quad (2.7)$$

onde  $K_p$ ,  $K_r$ ,  $\omega_c$  e  $\omega$  são, respectivamente, o ganho proporcional, o ganho da parcela ressonante do controlador, a frequência de corte e a frequência do sistema. Como a frequência mais significativa da corrente circulante é sabidamente  $2\omega$  [53], o PR é sintonizado nesta frequência. Assim, o controle interno de corrente circulante pode ser re-

sumido como na Figura 2.7. Os valores de corrente circulante são tratados em SI nos reguladores PR.  $v_{diffj}^*$  é então somada à referência de tensão obtida no controle externo  $v_j^*$  tanto para o braço inferior (em fase com  $v_j^*$ ) como para o superior (em contra-fase com  $v_j^*$ ). Depois, ambas são normalizadas pela tensão CA base para serem somadas com a tensão CC de referência  $v_{cc}^*$  e então compor as tensões de referência dos braços -  $v_{uppj}^*$  e  $v_{lowj}^*$ . Estas são então tratadas pela etapa seguinte do controle interno, a modulação. É importante observar a posição do acréscimo de  $V_{cc}^*$ . Se este valor for acrescido às tensões de referência do braços antes da normalização pela tensão de base CA, ou seja, a partir de seu valor no SI, uma eventual normalização a seguir vai afetar o índice de modulação dos sinais de referência caso  $V_{ca-base}^*$  seja diferente de  $V_{cc-base}^*$ ; e normalmente  $V_{cc-base}^*$  é dimensionado cerca de 1,1 a 1,3 vezes maior para operação de qualquer tipo de VSC. Esta observação não foi feita em [39] - onde  $V_{cc}^*$  aparece sendo somado antes da normalização por  $V_{ca-base}^*$  - por isso essa discussão aparece aqui como complemento.

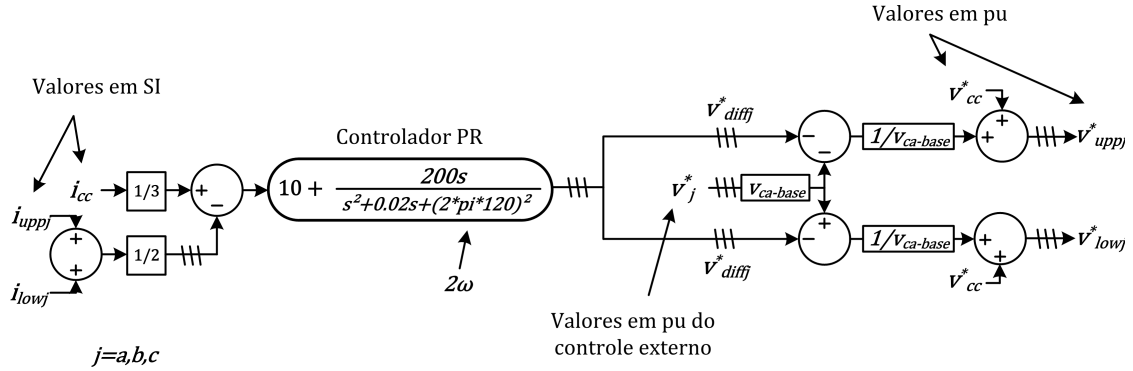


Figura 2.7: Diagrama do controle interno de supressão da corrente circulante adotado baseado em reguladores PR.

Ao diagrama da Figura 2.7 pode ser adicionada outra malha de controle caso haja necessidade de filtrar ruídos na linha cc ou sequência zero entre as pernas do conversor como discutido em [43]. A Figura 2.8 mostra o diagrama adaptado com uma malha para controle de ruídos e sequência zero usando reguladores PR. Além disso, como discutido em [54], é possível acrescentar novos controladores PR para outras frequências pares, pois, apesar de a componente  $2\omega$  ser a mais significativa, a corrente circulante é composta por uma série de componentes de frequência de ordem par como tratado em [53]. Estas malhas não foram empregadas nos estudos de simulação.

Sobre as técnicas de modulação, em [39] e [40] foi adotada a técnica de POD-PWM (*Phase Opposite Disposition Pulse Width Modulation*), pois foram usados poucos SM (4) nos estudos de simulação. Já em [41] foi adotada a técnica de NVL (*Nearest Voltage Level*), uma vez que os conversores FBMMC estudados tinham 20 SM, o que permite trabalhar com uma frequência de chaveamento reduzida mantendo baixo conteúdo harmônico. As técnicas de modulação são as mesmas para o HBMMC e para o FBMMC. A Figura 2.9 mostra como funciona a técnica NVL para um MMC com oito SM por braço ( $N = 8$ ).

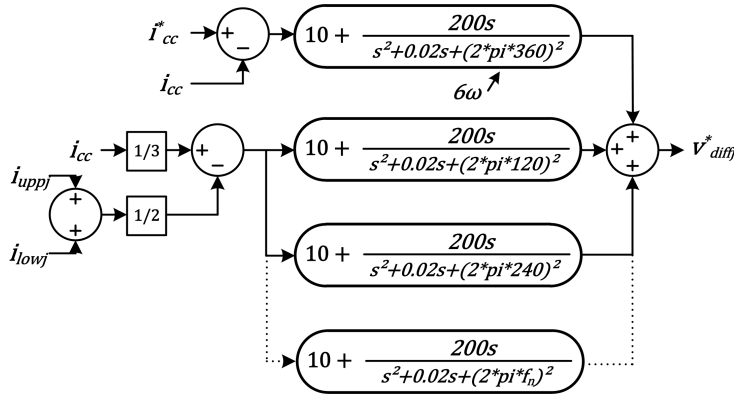


Figura 2.8: Controle de corrente circulante com compensação de ruídos e sequência zero e outras componentes de ordem par.

Esta técnica de modulação consiste em comparar a tensão de referência do braço com uma tabela de faixas de valores, cujos limiares de transição são funções da tensão do capacitor de um SM, entregando como saída o número  $N_{on}$  de SM conectados.

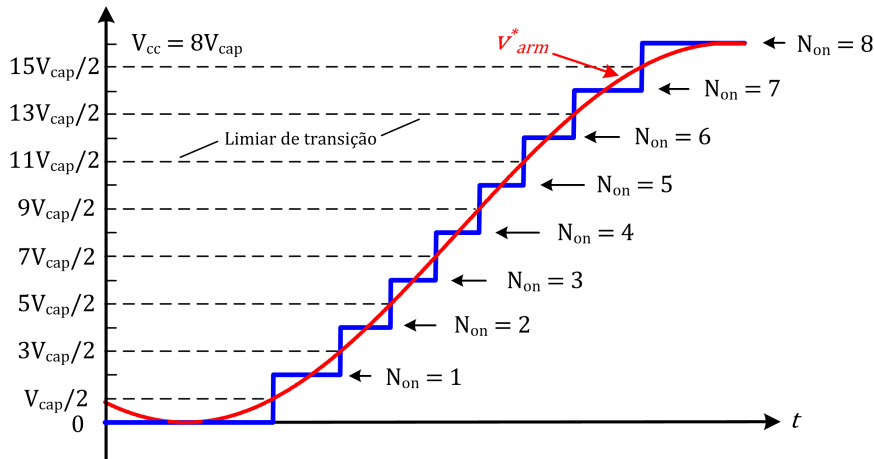


Figura 2.9: Ilustração da técnica de modulação NVL para um MMC de 8 SM por braço.

Uma técnica de balanceamento de tensão dos capacitores foi discutida em [39] para o HBMMC baseada e adaptada de [42]. Esta técnica considera a mudança de estado de apenas 1 submódulo a cada verificação de mudança de número de níveis solicitados pela técnica de modulação. O balanço de tensões no caso do FBMMC é diferente, por isso está inserido na seção seguinte que trata das nuances do controle desse tipo de conversor.

Um tipo de controle diferente tem sido alvo de vários estudos para aplicação em MMC: é o controle preditivo por modelo (do inglês: Model Predictive Control - MPC). Em [47] foi apresentado o uso do MPC para um sistema HVDC *back to back*. A performance dinâmica desse tipo de controle tem se mostrado tão boa quanto ou melhor que a técnica baseada em controladores proporcional e integral (PI) [48]. A principal desvantagem é o custo computacional para verificar todos os estados possíveis. Por este motivo, vários trabalhos foram feitos com propostas de redução do número de verificação de esta-

dos como [55] e [46]. Outra característica importante sobre o MPC é que, assim como em uma modulação por histerese, o controle não tem frequência de chaveamento fixa. Para aplicações em HVDC com conversores multinível com muitos níveis (20 ou mais), essa característica tende a ter pouca importância, pois a frequência de chaveamento é muito baixa.

## 2.3 Controle do FBMMC

O FBMMC é um MMC composto por submódulos em ponte completa (FBSM). Dado um FBSM como o da Figura 2.10, a Tabela 2.1 resume os modos de operação possíveis desse SM. Em [16] é discutida a redundância de modos de operação do FBSM no caso do sistema HVDC operar apenas com tensão CC positiva. Portanto, a filosofia de controle para o FBMMC é a mesma do HBMMC para operação com tensão constante e positiva. No caso do HBMMC, ou o SM está desconectado, (no modo *by-pass*), ou o SM está conectado positivamente, ou seja, com a tensão entre os terminais  $V_{T1T2}$  igual à  $+V_{cap}$ . Já o FBMMC pode operar com tensão CC diferente da nominal positiva se usar submódulos conectados negativamente, ou seja, com  $V_{T1T2}$  igual a  $-V_{cap}$ .

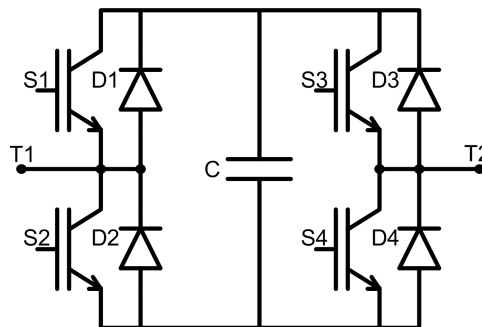


Figura 2.10: Submódulo em ponte completa - *full bridge submodule* (FBSM).

Tabela 2.1: Resumo dos modos de operação do submódulo em ponte completa.

Modo	Estados				Elemento em condução	$V_{T1 T2}$	Variação de carga no capacitor
	S1	S2	S3	S4			
1a	1	0	0	1	S1, S4	$V_{cap}$	Negativa (descarga)
1b	1	0	0	1	D1, D4	$V_{cap}$	Positiva (descarga)
2a	0	1	0	1	D2, S4	0	Nula
2b	0	1	0	1	S2, D4	0	Nula
2c	1	0	1	0	S1, D3	0	Nula
2d	1	0	1	0	D1, S3	0	Nula
3a	0	1	1	0	D2, D3	$-V_{cap}$	Positiva (descarga)
3b	0	1	1	0	S2, S3	$-V_{cap}$	Negativa (descarga)

Relacionando (2.5) e (2.6), pode-se observar que o sinal de referência de tensão CA

$v_j^*$  não depende da tensão cc:

$$v_j^* = \frac{v_{lowj}^* - v_{uppj}^*}{2}, \quad (2.8)$$

o que mostra que é possível excursionar o valor de tensão CC mantendo a amplitude da tensão CA. Em função da possibilidade de gerar tensão negativa nos SM, o conversor FBMMC pode operar, no lado CC, com tensão de  $+V_{cc}$  a  $-V_{cc}$  mantendo o controle da tensão CA [40]. Com isso, é possível inicializar a tensão do elo CC com uma rampa de tensão, como no caso do LCC, o que reduz o estresse no sistema, por exemplo, de equipamentos como os para-raios usados para evitar sobretensões de operação. A tensão de referência no braço do conversor pode ser escrita da seguinte forma como mostrado na Figura 2.7:

$$v_{arm}^* = v_j^* + V_{cc}^*. \quad (2.9)$$

A Figura 2.11 mostra, em função do tempo, como funciona a modulação para o conversor FBMMC.  $N_{on}$  é o número de submódulos conectados positivamente ou negativamente, se a tensão a ser sintetizada for negativa,  $N_{on}$  assume valores negativos e vice-versa. O modo de operação com  $V_{cc}^* = 1pu$  tem a mesma característica para todos os tipos de submódulos. Neste modo, a modulação controla  $N_{on}$  de forma que sejam conectados entre 0 e N submódulos em um braço. Na Figura 2.11 mantém-se o valor de  $v_j^*$  fixo, enquanto o valor de  $V_{cc}^*$  é deslocado de 1 pu a 0 pu e depois de 0 a -1 pu. Para isso, foi necessário que  $N_{on}$  assumisse valores negativos, o que só é possível conectando os FBSM no modo de operação com tensão negativa.

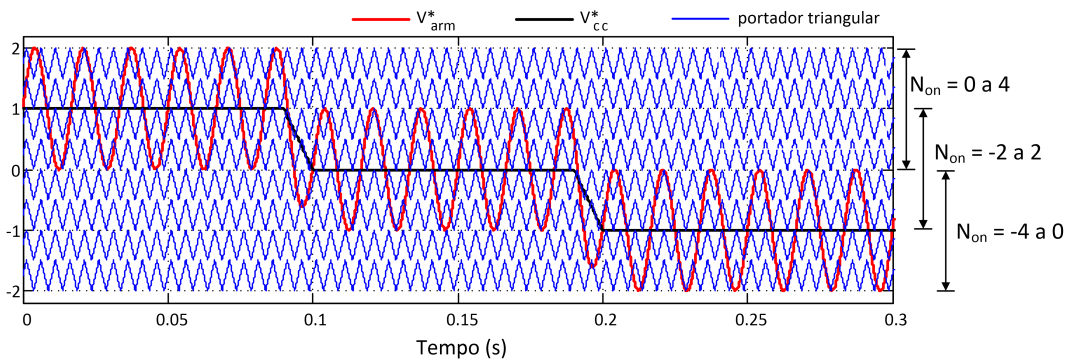


Figura 2.11: Modulação para conversor FBMMC.

### 2.3.1 Algoritmo de Balanço de Tensões para FBMMC

A Figura 2.12 mostra o fluxograma para controlar os estados dos SM em um conversor FBMMC. No caso de um conversor baseado em SM de meia ponte, o fluxograma de balanço de tensão nos capacitores pode ser visto em [39] e é similar ao bloco que trata

dos casos com  $N_{on} > 0$ , que é baseado na ideia apresentada em [42] de promover o chaveamento mínimo de submódulos a cada mudança de estado. Este método produz menos chaveamentos do que a forma mais simples, baseada na ordenação das tensões dos capacitores. Em [56] é apresentada a lógica de chaveamento baseada em ordenação para operação com FBSM.

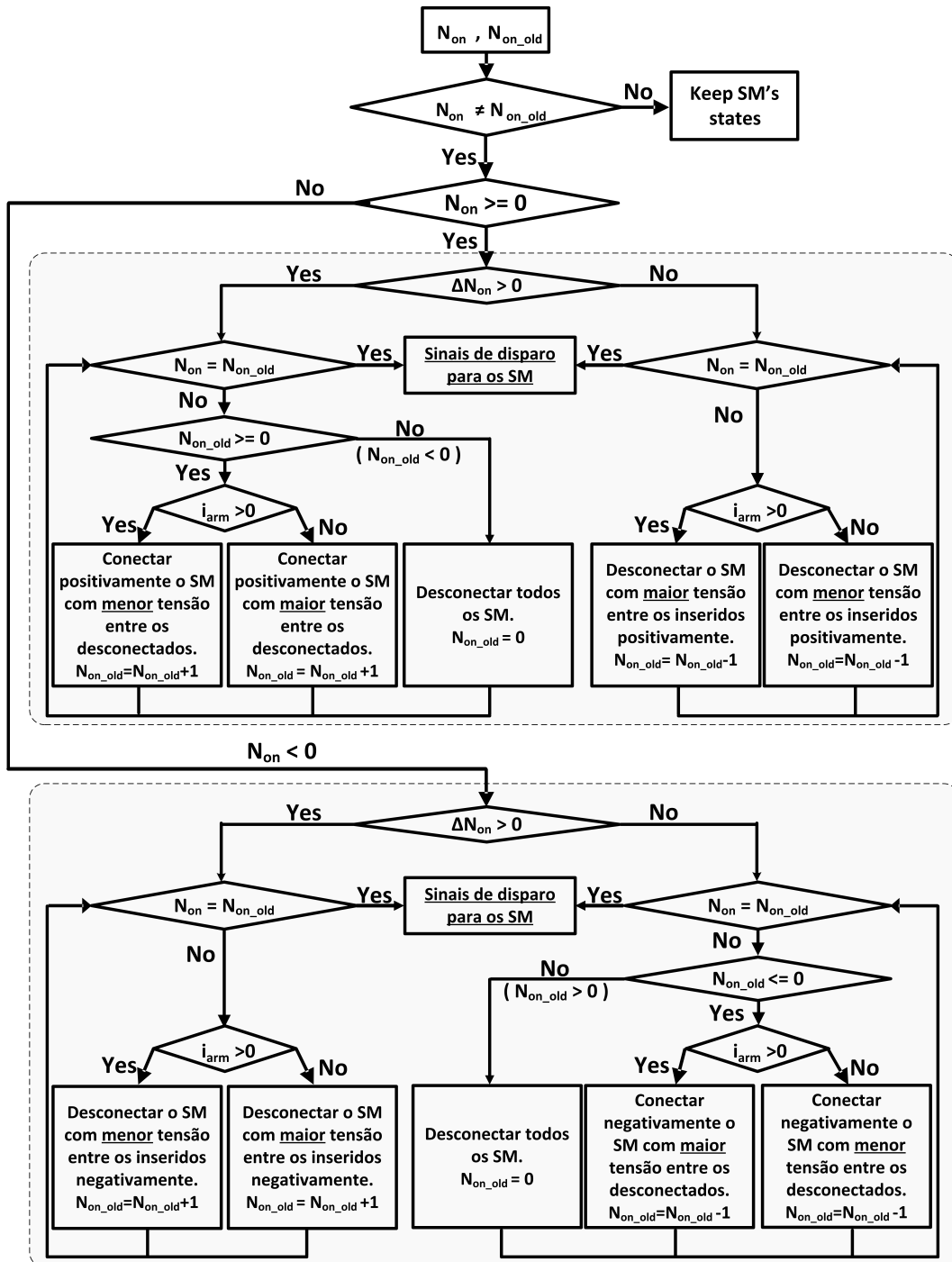


Figura 2.12: Fluxograma do algoritmo para controlar os estados dos SM em FBMCC.

O fluxograma da lógica de controle apresentada na Figura 2.12 foi publicado em [40] e resume os testes necessários para realizar o balanço das tensões dos capacitores. Os

critérios de chaveamento para estados negativos podem ser considerados duais dos modos de chaveamento positivos. Entretanto, o algoritmo pode falhar se não houver um tratamento especial na transição por zero. Por exemplo, se durante a operação com  $V_{cc} = 0$  em que o número de SM inseridos varia de  $-N/2$  a  $+N/2$  como na Figura 2.11 - em algum momento houver uma transição com  $N$  negativo diretamente para um valor de  $N$  positivo, é necessário que todos os SM inseridos no modo negativo tenham seu estado alterado para *by-pass* para então aplicar a lógica padrão aumentando um nível por vez. A Figura 2.13(a) mostra um exemplo desta transição em que o algoritmo funciona a contento. A Figura 2.13(b) mostra um exemplo da transição de  $N_{on} = -1$  para  $N_{on} = +1$  em que ocorre uma situação indesejável na qual 3 SM operam conectados simultaneamente para gerar apenas um nível de tensão. Este modo de operação é indesejável porque - se em algum momento outro nível positivo for solicitado - ao aplicar a lógica de seleção do SM com a tensão mais apropriada é possível que o submódulo operando com tensão negativa seja selecionado para operar com tensão positiva, o que geraria uma alteração de 2 níveis na modulação, enquanto a ordem do controle foi de alterar apenas 1 nível.

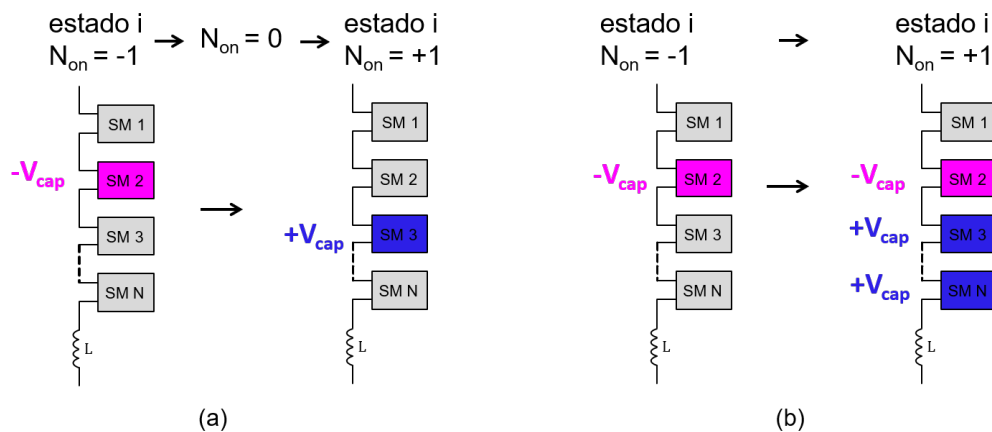


Figura 2.13: Transição de modos de operação de SM com passagem por  $N_{on} = 0$ : (a) operação desejável; (b) operação indesejável.

A premissa básica para manter a estabilidade de um MMC é que haja balanceamento de tensão dos capacitores de modo que o *ripple* de tensão nos mesmos seja muito menor que a tensão CC como discutido em [57] e [58]. Essa informação é relevante não só para garantir estabilidade em situações em regime permanente com circuito equilibrado, mas também para situações com sistema desequilibrado ou passando por distúrbios como curtos-circuitos CA.

### 2.3.2 Controle de Tensão dos Capacitores

Foi mostrado em [58] que a regulação de tensão nos capacitores não é necessária se for garantido o balanço de tensões, mas também se o conversor estiver operando com tensão



CC próxima de 1 pu. Porém, nos estudos realizados sobre os modos de operação com  $V_{cc}^* = 0$ , verificou-se que as tensões nos capacitores não se mantêm constantes no valor nominal se for usado o controle discutido em [39]. A Figura 2.14 ilustra o comportamento das tensões nos capacitores após a mudança da tensão  $V_{cc}^*$  em um sistema com FBMMC, cujos níveis, apesar de se manterem balanceados entre si, oscilam para valores inferiores ao nominal. Os detalhes desse teste são apresentados no Capítulo 4.

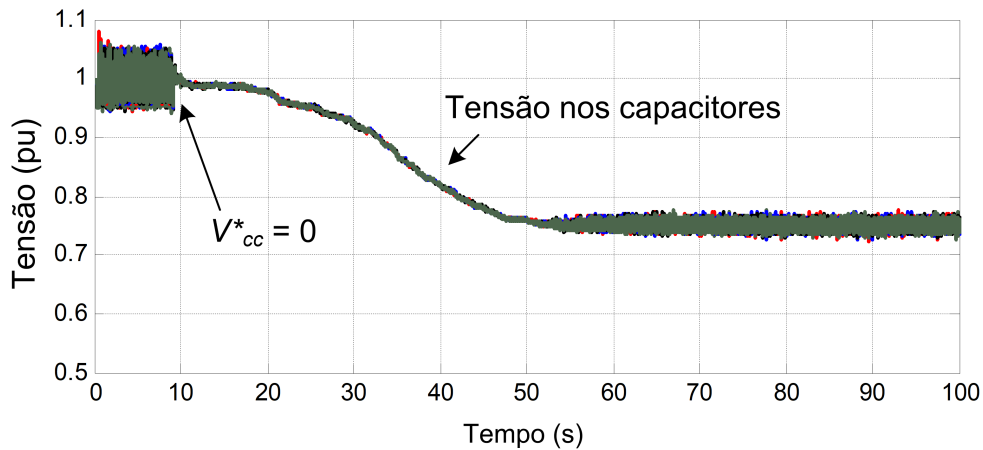


Figura 2.14: Tensão nos capacitores em uma perna de um FBMMC.

Para resolver esse problema, em [40] foi publicada uma estratégia de controle também com o propósito de regular o nível de tensão nos capacitores, não apenas o balanço. A estratégia de controle proposta consiste em adicionar um novo sinal de erro ao sinal de erro associado à potência ativa que é regulada pelo controle externo mostrado na Figura 2.4. Este novo sinal de erro verifica a diferença entre a soma da tensão nos capacitores  $v_{\Sigma cap}$  e seu valor de referência  $V_{\Sigma cap}^*$ , que é dado pelo produto entre o número de SM do conversor e o valor de tensão nominal de cada um. Essa estratégia é aplicada de duas formas: apenas durante operação com  $V_{cc}^* = 0$  se o conversor estiver no modo controle de tensão CC, como mostrado na Figura 2.15; ou durante toda a operação em que o conversor opera com controle de potência CA como na publicação [41]. A Tabela 2.2 resume os modos de aplicação dessa estratégia de controle junto ao controle externo de potência.

É interessante observar que esse problema não é observado em alguns controles baseados em *Model Predictive Control* - MPC, pois a função de custo força os valores a permanecerem no mesmo valor (o valor nominal), e não somente equilibradas, como nos modos de balanço de tensão aplicados normalmente em outras formas de controle.

### Sobre a Correção de Sinal

Além de mostrar a inserção do controle de tensão dos capacitores no controle de potência externa do conversor, a Figura 2.15 aponta outro detalhe que não era necessário

Tabela 2.2: Resumo da aplicação do CVC em função do modo de operação do conversor.

Modo de controle	Aplicação
Conversor controlando a tensão CC	Somente para $v_{cc}^* = 0$
Conversor controlando potência CA com $v_{cc}^*$ fixo	Somente para $v_{cc}^* = 0$
Conversor escravo controlando potência CA com $i_{cc}^*$ fixo e $v_{cc}^*$ dependente da tensão no terminal CC do conversor	Todos os regimes de operação

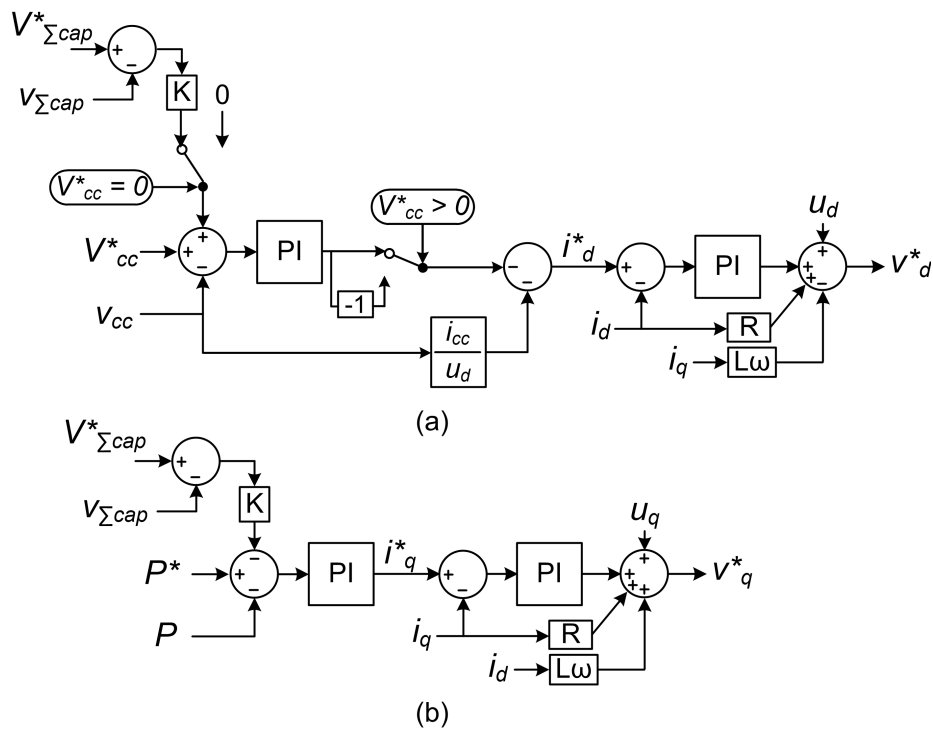


Figura 2.15: Diagrama de blocos do controle de corrente CA com controle de energia dos capacitores [59].

no controle do HBMMC. A mudança de sinal no controle de  $v_{cc}$  se faz necessária quando a tensão CC de referência for negativa. É possível observar também que no controle de potência CA essa correção não é necessária. O equacionamento do diagrama de controle adotado considera que o fluxo de potência positivo significa que o mesmo está saindo do conversor. As medidas de corrente CA estão sempre saindo do conversor. Assim, para manter a tensão CC - e corrigir o erro  $V_{cc}^* - v_{cc}$  - é necessário um fluxo de potência negativo se a tensão for positiva. Daí o sinal negativo no somador que inclui o sinal de reforço *feed forward* que serve para agilizar o controle. Se a tensão de referência for negativa, é necessário um fluxo de potência positivo, ou seja, saindo do conversor para corrigir o erro de tensão CC. Então para manter o fluxo de potência na mesma direção, é necessária a correção do sinal.

## 2.4 MMC no Modo Controle de Tensão e Frequência

As estratégias de controle discutidas até aqui fornecem procedimentos para controlar o MMC quando conectado a uma rede CA com tensão e frequência definidas pela própria rede. Dessa forma, apesar do nome conversor fonte de tensão, o controle efetuado é de corrente. No caso de o conversor ser usado para alimentar cargas passivas ou então promover o *black start* de um sistema cujas outras fontes CA não estejam ligadas, diz-se que o controle do conversor é de tensão e frequência ou operando no modo “formador de rede” como dito para microrredes [60].

Uma maneira simples de fornecer uma referência de tensão e frequência para controlar uma carga passiva é através de uma referência senoidal de frequência fixa cujo ângulo de fase varie de forma periódica de 0 a  $2\pi$  indefinidamente. A Figura 2.16 mostra como fazer o controle com apenas 1 laço de regulação de tensão. A tensão de saída no ponto de acoplamento  $u_{abc}$  deve ser medida para extrair o ângulo  $\theta$  usado na transformada de Park. Os sinais de referência do controle  $v_{dq}^*$  passam por uma transformada reversa de park cujo ângulo é a referência  $\theta^*$  que varia de 0 a  $2\pi$ . As referências de tensão desejadas são  $U_d^* = 1pu$  e  $U_q^* = 0$ .

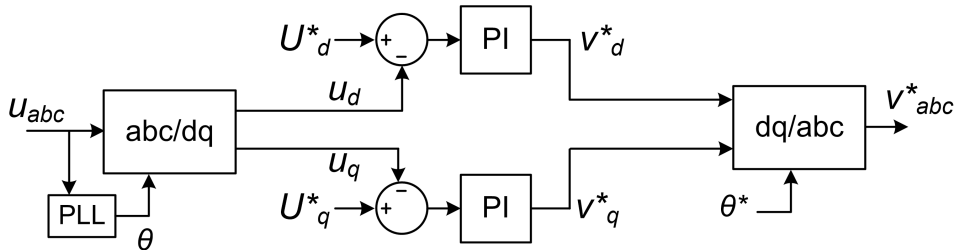


Figura 2.16: Sistema de controle com um laço de realimentação para fornecer tensão e frequência.

Todavia, o controle baseado em apenas 1 laço de regulação tem a desvantagem de não poder limitar a corrente CA que sai do conversor. O uso de estratégias com 2 laços de regulação permite implementar uma saturação na corrente de saída do conversor por meio de controle. Além disso, a técnica descrita na Figura 2.16 funciona apenas caso nenhuma outra fonte de energia seja acoplada. A conexão de outras fontes de geração que contribuam para aumentar a inércia do sistema e como eventuais substitutas no controle de tensão e frequência demandam o uso de técnicas de controle de *droop*, como discutido para conversores em paralelo ou em microrredes [61] e [62]. Para a conexão de conversores fonte de tensão a redes com máquinas síncronas, a técnica mais usada atualmente é a emulação de inércia virtual em conversores. Desta feita, estes se comportam como máquinas síncronas [63] [64].

Nesta tese foi adotada a estratégia descrita em [64]. A Figura 2.17(a) mostra o controle de tensão e frequência com 2 laços de controle. Este se baseia nas mesmas equações

de cujo o controle de externo descrito na seção 2.2 é derivado. A diferença está nos sinais de referência, em que  $U_d^*$  substitui uma referência de potência ativa e  $U_q^*$  substitui a referência de potência reativa. As referências de tensão  $U_d^*$  e  $U_q^*$  são as mesmas da estratégia anterior, 1 e 0, respectivamente. Note-se que o ângulo para transformada inversa de Park aparece uma correção de  $-30^\circ$ , o que é necessário se o transformador de conexão com a rede estiver conectado em delta-estrela. O sinal dessa correção depende também da forma como é feita a conexão dos terminais do transformador.

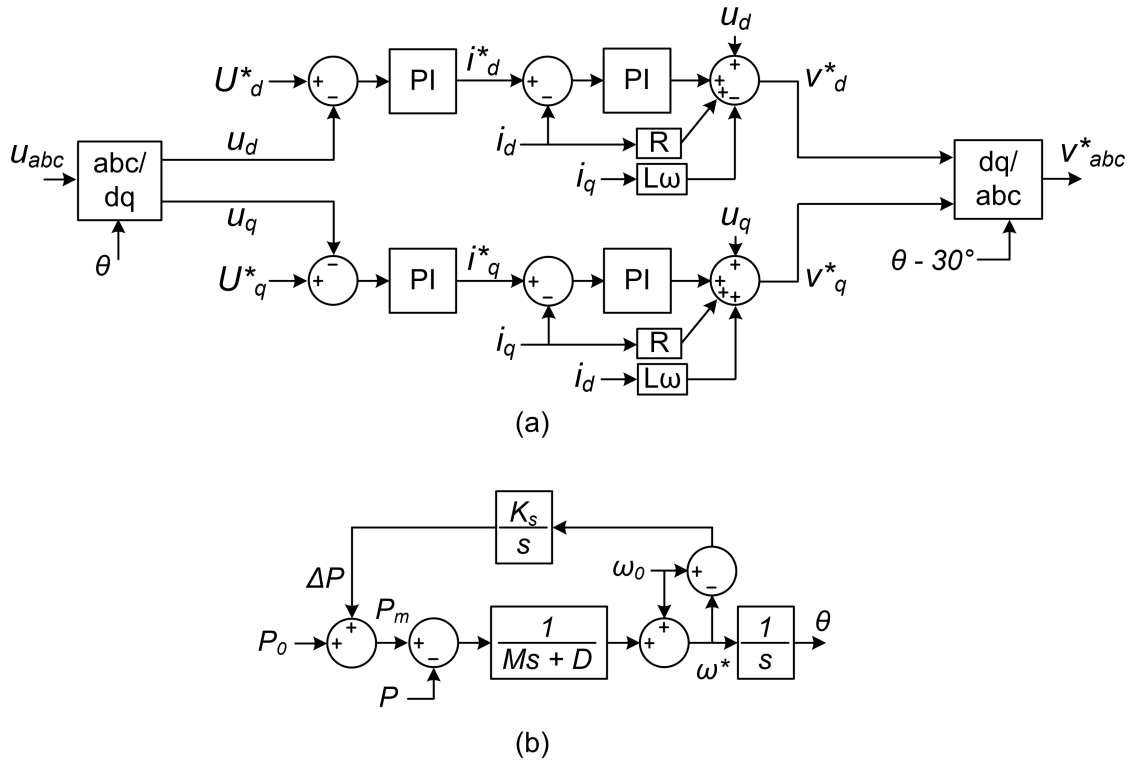


Figura 2.17: Sistema de controle com 2 laços de realimentação para fornecer tensão e frequência.

A Figura 2.17(b) mostra o controle do ângulo  $\theta$  usado nas transformadas de Park. Ao invés de usar um PLL com entrada de tensão, a emulação de inércia virtual calcula a variação de frequência em função da variação de potência mecânica virtual. No diagrama de controle,  $P_m$  é a potência mecânica calculada;  $P$  é a potência elétrica medida;  $P_0$  é uma referência arbitrada de potência mecânica inicial que neste trabalho foi considerada zero;  $\Delta P$  é a variação de potência calculada a partir da integral da diferença entre a frequência base  $\omega_0$  e a frequência de referência para o controle  $\omega^*$ ;  $M$  e  $D$  são, respectivamente, a constante de inércia virtual e o coeficiente de amortecimento escolhidos;  $K_s$  é um coeficiente de ganho de sensibilidade para o controle, uma vez que as variações de frequência são muito baixas; e  $\theta$  é o ângulo de saída para sincronizar as transformadas de Park do sistema de controle.

Independentemente da estratégia adotada para gerar a referência de tensão a ser sintetizada pelo conversor, para o MMC ainda é necessário efetuar os controles internos -

controle da corrente circulante, modulação e balanço de tensões dos capacitores (todos os controles internos para este modo de controle são como os descritos na seção 2.2). Com efeito, a Figura 2.18 mostra o diagrama de controle do MMC para o modo controle de tensão e frequência.

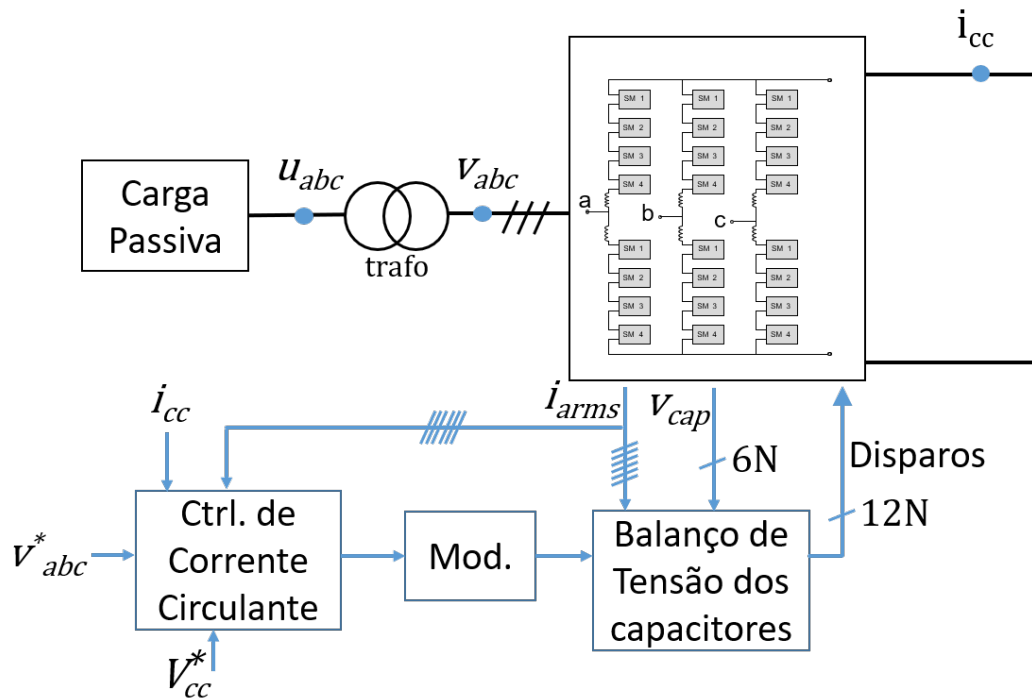


Figura 2.18: Diagrama de controle para operação como fonte de tensão CA para carga passiva.

# Capítulo 3

## Controle de Sistemas HVDC Híbridos

### 3.1 Conceitos Básicos

Sistemas HVDC transmitem energia em corrente contínua por definição. Para que haja fluxo de energia desta forma, é necessária uma pequena diferença de tensão entre os terminais do sistema, com o que, dada a baixa resistência dos condutores, é produzido o fluxo de energia desejado.

Em um sistema HVDC ponto a ponto baseado em LCC, é melhor que um conversor controle a tensão e o outro a corrente. O modo normal de operação é que o retificador controle a corrente e o inversor controle a tensão [65]. Para inicialização do sistema, entretanto, o retificador é iniciado no modo controle de tensão para energizar a linha e depois os papéis são trocados. Para reverter o fluxo de potência em um sistema LCC-HVDC é necessária a mudança de polaridade da tensão, dada a topologia do conversor que só permite fluxo de corrente em um sentido.

Em um sistema HVDC baseado em VSC ponto a ponto, seja um VSC convencional ou um MMC, o controle dos conversores também é feito de forma que um controle a tensão e o outro a corrente (normalmente é dado um valor de potência de referência em um dos conversores). Todos os conversores VSC são bidirecionais em corrente, então o modo mais rápido de reverter o fluxo de energia é através do controle da corrente - excursionando-a desde um valor 1 pu a -1 pu, por exemplo. No caso de um FBMMC é possível também reverter o fluxo de potência através da reversão de tensão CC sintetizando tensão negativa na linha CC. Então, conversores VSC de 2-3 níveis, ou baseados em HBMMC só poderiam reverter fluxo de potência por tensão através da permutação mecânica dos terminais CC, como em [3].

Um sistema HVDC híbrido - com LCC e FBMMC - ponto a ponto pode ser controlado de forma similar aos casos não híbridos (somente LCC ou somente MMC), com um controlando a tensão e outro a corrente. A principal diferença é na reversão de fluxo de potência, porque há necessidade de reverter a polaridade de tensão devido ao LCC. Como

o FBMMC implica em projetos e equipamentos mais caros, existem análises apontando para o uso de sistemas híbridos unidirecionais em potência, sempre que o objetivo for escoar energia de um ponto de grande geração e sem consumo significativo para um centro de carga [3] e [7].

## 3.2 Controle de LCC

O controle adotado para o LCC nos estudos deste trabalho segue a estrutura apresentada em [13]. Entretanto, o VDCOL não foi implementado. A Figura 3.1 mostra o diagrama de controle adotado nas simulações, baseado na regulação do ângulo de disparo por meio de um controlador PI. O sinal de  $\alpha_{ord}$  é então utilizado para gerar os pulsos de disparos com intervalos fixos. Um PLL também é necessário para sincronizar o sinal do conversor com a rede.  $u_{abc}$  é a tensão medida no ponto de acoplamento com o sistema.

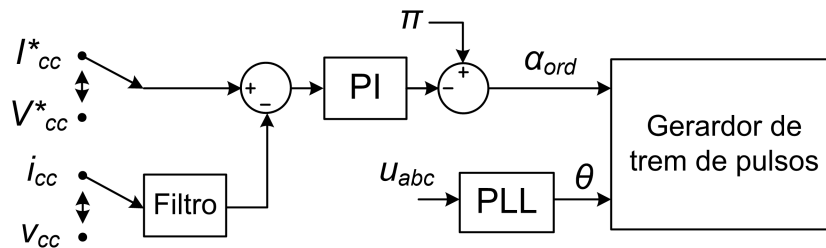


Figura 3.1: Diagrama de blocos do controlador do LCC [13].

## 3.3 Controle de Sistemas HVDC Multiterminais

### 3.3.1 Controle da Tensão CC

Em sistemas HVDC multiterminais (MTDC), é fundamental regular a tensão CC. Isso pode ser feito por apenas um dos conversores - no chamado controle Mestre-Escravo. No caso da saída de operação deste conversor, o conversor que estiver com a tensão mais próxima normalmente é o escolhido para mudar de função e controlar a tensão. Essa técnica é chamada de controle de margem de tensão [66]. Outra forma de controlar a tensão CC é através do controle de estatismo (*DC Voltage Droop*), em que mais de um conversor contribui para manutenção do nível de tensão CC, o que agiliza a resposta do controle de tensão CC no caso de um destes conversores ficar indisponível [67]. Nesta tese foi adotada a estratégia Mestre-Escravo por simplicidade, pois o foco está na análise do comportamento dos conversores durante um curto-circuito CC, contingência que faz todos os conversores terem de atuar para eliminar a corrente de curto-circuito, por conseguinte a hierarquia do controle de tensão não tem influência.

Assim como nos sistemas CA não há como transmitir energia sem que haja uma máquina mantendo a frequência, nos sistemas CC é primordial que haja um conversor mantendo a tensão de operação; apenas após a tensão CC chegar próxima ao valor nominal (0.9 pu), os outros conversores são comandados para transferirem potência. E essa lógica de comando vale tanto para inicialização como para reinicialização após contingências.

### 3.3.2 Proteção Contra Curtos-Circuitos CC

A principal característica que diferencia curtos-circuitos CC de curtos-circuitos CA é a maior dificuldade de extinguir os primeiros por sua natureza não oscilatória. Sem passagem da corrente por zero, a ação de disjuntores como os usados em circuitos CA torna-se impraticável em tensões acima de poucos kV. Os chamados disjuntores CC desenvolvidos até aqui são dispositivos que provocam uma oscilação da corrente de curto, para forçar a passagem da mesma por zero, ou proporcionam caminho alternativo para a mesma, para então efetuar a abertura de chaves controladas [68]. Os disjuntores CC ainda são considerados pouco viáveis por seu alto custo - podendo representar o custo equivalente a um conversor somente para proteção devido ao número de chaves necessárias para desviar e abrir um curto-circuito CC. Sendo assim, outras soluções para proteção contra curtos-circuitos CC tem sido priorizadas.

No caso do LCC, por ser um conversor fonte de corrente, é possível extinguir a corrente de curto-circuito através de ações de controle. A ação básica após a detecção de um curto-circuito é forçar o ângulo de disparo dos tiristores para seu valor limite de cerca de  $170^\circ$  neste estudo, o que rapidamente diminui a contribuição do LCC para a corrente de curto-circuito.

Os VSC demandam maior atenção para controlar a corrente de curto-circuito CC. Em [16] foi discutida a impossibilidade do VSC de 2-3 níveis e do HBMMC para controlar a corrente de curto-circuito CC e proposta uma topologia capaz de zerar a corrente de curto-circuito CC através do bloqueio das chaves semicondutoras. O FBMMC também tem esta capacidade, entretanto, como este conversor pode controlar a tensão CC em qualquer valor entre  $+V_{cc}$  e  $-V_{cc}$  - como discutido no capítulo 2 - é possível eliminar de forma controlada a corrente de curto-circuito através de ações de controle, tal como em um LCC, com a vantagem de manter o controle independente da potência reativa, como discutido na publicação [40] e também em [29].

Em [41] foi publicada a contribuição para proteção contra curtos-circuitos CC em sistemas MTDC como os discutidos em [8] - com um LCC na ponta geradora, porém com FBMMC nas pontas consumidoras ao invés de VSC de 2 níveis. A Figura 3.2 mostra o circuito do sistema multiterminal adotado nesta tese para o estudo de curto-circuito. Apenas dois terminais FBMMC foram adotados, sendo um para mostrar o controle de



tensão CC e o outro para mostrar o controle de potência ativa. Pela estratégia Mestre-escravo, outros FBMMC iriam operar para controle de potência ativa ou no modo tensão e frequência controlados para alimentar uma rede passiva ou para operar como barra *slack*. Entretanto, para este modo de operação não é discutido aqui nenhum estudo quanto a curtos-circuitos CC, pois a ocorrência de um curto necessariamente provoca a interrupção do abastecimento da rede passiva até a recomposição do sistema CC. Sendo a carga passiva, em princípio, esta não alimenta a corrente de curto-circuito. Com a interrupção da alimentação da rede passiva, de nada adianta o suporte de tensão CA promovido pela operação no modo Statcom durante o curto-circuito.

Uma característica do sistema apresentado na Figura 3.2 é a presença de indutores de alisamento (que são comuns em instalações de HVDC convencional baseado em LCC) junto às estações de FBMMC. Apesar de não serem comuns em sistemas baseados em VSC, os indutores de alisamento foram empregados dessa forma para limitar o crescimento da corrente de curto-circuito CC de forma econômica, sem afetar o funcionamento do conversor em regime permanente. Isso porque se a indutância necessária para limitar o  $di/dt$  nos SM do conversor durante curtos-circuitos CC for totalmente inserida nos braços, o custo com indutores será maior devido ao paralelismo entre braços visto do lado CA como no modelo descrito em [69]. É importante pontuar que os indutores de alisamento para os FBMMC são de ordem de grandeza menor que os indutores usados para estações LCC. Nos estudos deste trabalho o indutor de alisamento dos LCC é de 500 mH, enquanto o indutor de alisamento dos FBMMC é de 50 mH.

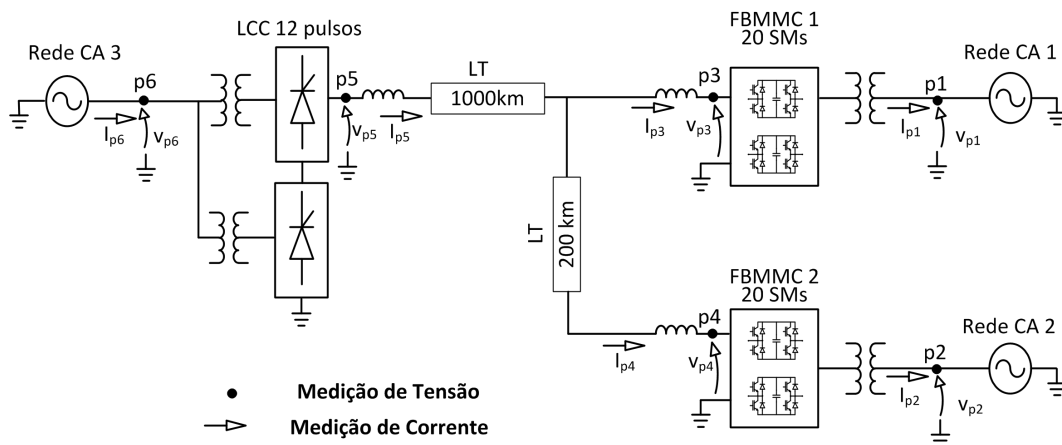


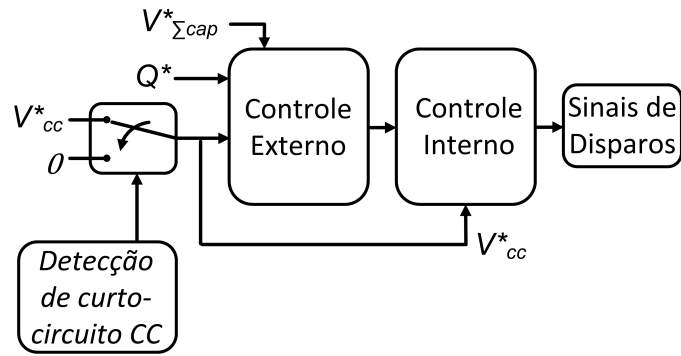
Figura 3.2: Configuração de HVDC híbrido multiterminal abordado nesta tese com controle de corrente de curto-circuito CC.

A Figura 3.3 mostra o procedimento de proteção após a detecção de um curto-circuito CC. A estratégia consiste em fazer a referência de tensão CC do conversor mestre - o que controla a tensão CC - ir para zero e a referência de potência CA do conversor escravo para zero também. Para o conversor mestre, a referência de tensão CC ir para zero é o suficiente para fazer o conversor parar de alimentar o curto-circuito. É importante desta-

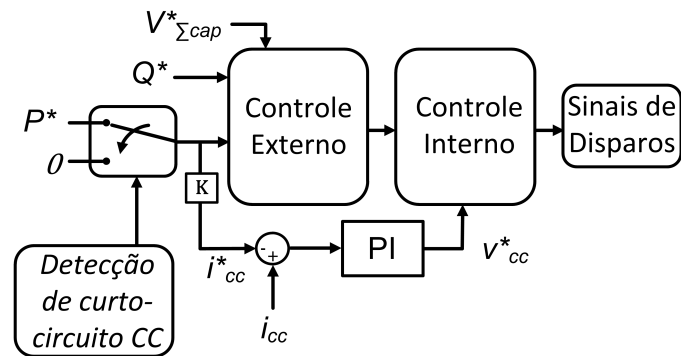
car como é feita a detecção do curto-circuito representada nos diagramas da Figura 3.3. Para que não haja necessidade de comunicação crítica entre as estações, tanto a detecção como os procedimentos de proteção devem atuar em função de medidas feitas na própria estação. Com efeito, para a detecção de um curto-circuito, nesta tese são consideradas as possibilidades de sobrecorrente (2 pu) e sub-tensão (0.4 pu), ambas medidas nos terminais CC de cada estação.

No caso do conversor escravo - o que controla a potência ativa - também é necessário fazer a referência de tensão CC ir para zero no intuito de controlar a corrente de curto-circuito CC e operar no modo Statcom como mostrado na Figura 2.2. Com isso, para interromper a alimentação do curto-circuito CC e contribuir para a sua eliminação, apenas fazer as referências de tensão e fluxo de energia do lado CC irem para zero são suficientes no caso do conversor escravo. Entretanto, na Figura 3.3(b) o controle proposto para o conversor escravo (FBMMC2 da Figura 3.2) apresenta também um regulador PI que relaciona a referência de tensão CC ao erro de corrente CC medido nos terminais do conversor. Esse regulador se faz necessário para a operação de religamento. Como descrito anteriormente na seção 3.3.1, ao ser operado como escravo, este conversor não tem controle sobre a tensão CC da linha. Assim, quando o sistema CC começa a ser reenergizado pelo conversor mestre, a tensão CC sobe, o que num primeiro momento promoveria um grande fluxo de corrente para dentro do conversor escravo caso o mesmo permanecesse com referência de tensão CC igual a zero. Assim, ao atrelar o valor de  $V_{*cc}$  do FBMMC2 ao erro de corrente CC por um PI, evita-se esse fluxo de corrente similar ao de um curto-circuito e promove-se o aumento suave da tensão CC no terminal do conversor sem dependência de comunicação crítica entre as estações conversoras. Ainda na Figura 3.3(b), há uma transição entre o valor de potência CA de referência e o valor de corrente CC de referência feito através de uma constante K. O valor assumido para K pode ser 1 para controles em pu, ou  $1/v_{*cc}$  para controles em valor absoluto.

A comunicação entre estações conversoras é importante para alinhar os controles, como, por exemplo, definir a hierarquia do rampeamento de potência dos conversores. Entretanto, a comunicação entre estações está sempre sujeita a um atraso do sinal, que pode chegar a dezenas de milissegundos. Nos procedimentos de rede do ONS, adota-se cerca de 20 ms de atraso de telecomunicações para estudos. Dessa forma, decisões de controle emergenciais como proteção e transitórios devem sempre que possível prescindir do uso da comunicação interestações. Assim, o controle mostrado na Figura 3.3 apresenta grande aplicabilidade tendo em vista que o conversor escravo não precisa receber informação de tensão CC oriunda da estação do conversor mestre.



(a) FBMCC com controle de tensão cc



(b) FBMCC com controle de potência ativa

Figura 3.3: Controle do FBMCC considerando a detecção e o procedimento de proteção contra curto-circuito CC.

## 3.4 HVDC-LCC com MMC em Paralelo com o Inversor

### 3.4.1 Configuração e Modelagem

A Figura 3.4 mostra a configuração simplificada de um sistema HVDC híbrido multiterminal constituído de dois LCC de 12 pulsos e um MMC conectados a uma carga passiva como discutido na Introdução. O funcionamento de tal circuito depende da capacidade do MMC - um conversor fonte de tensão - fornecer tensão e frequência para o sistema uma vez que ao LCC não pode ser atribuída essa função. Normalmente, sistemas HVDC convencionais baseados em LCC são operados com controle de potência/corrente no retificador e controle de tensão no inversor. Tal estratégia permite a eliminação mais rápida de curtos-circuitos CC uma vez que o fluxo de potência parte do retificador e o LCC tem mais facilidade de controlar a corrente da linha CC (como mostrado na seção 4.2). Entretanto, para o sistema da Figura 3.4, a solução proposta inclui atribuir o controle da tensão CC ao LCC retificador (LCC1) e o controle de potência ao LCC inversor (LCC2). Com isso, inicialmente o LCC1 deve energizar a linha CC ao passo que os capacitores do FBMCC devem ser carregados. Com o MMC e a linha carregados, é possível alimentar uma parte ou toda a carga dependendo do tamanho do MMC. Então, com tensão CA e frequência controlados, é possível dar partida na operação do LCC2.

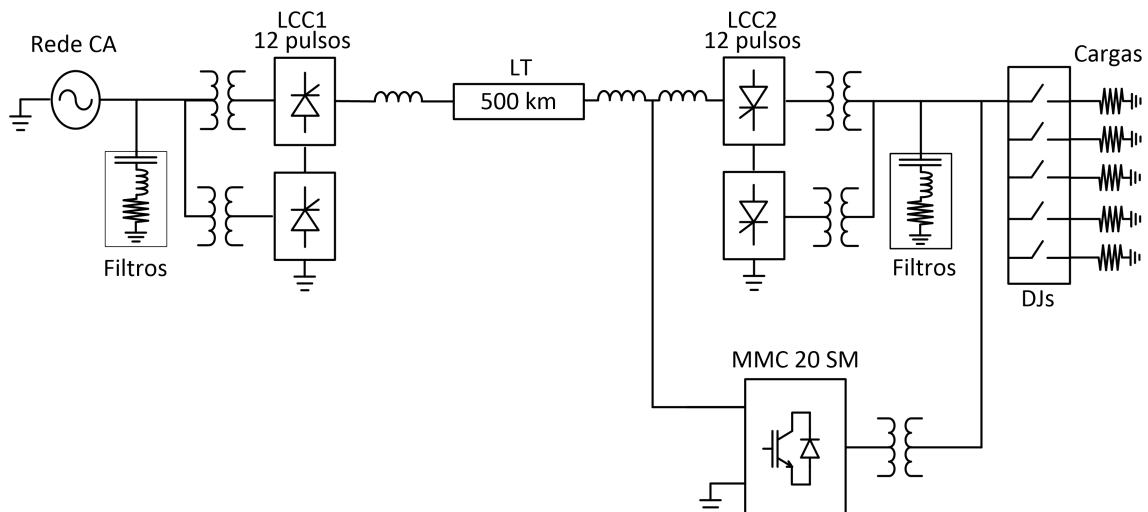


Figura 3.4: Sistema HVDC híbrido multiterminal constituído de dois LCC e um MMC.

### Sobre a carga passiva

Quando se trata de um sistema elétrico com diferentes perfis de cargas, é difícil prever o seu comportamento sem um modelo detalhado, especialmente quando perfis comerciais e residenciais estão envolvidos. No caso do Brasil, quando o sistema passa por contingências que impossibilitam o abastecimento de todas as cargas, um sistema de proteção - o chamado ERAC (Esquema Regional de Alívio de Cargas) - é automaticamente acionado para desligar regiões de cargas de forma que sistema não entre em colapso, seja por instabilidade de tensão ou de frequência. As análises envolvendo conversores de potência, por envolverem modelos mais detalhados que trabalham na casa dos milissegundos, e que demandam baixos valores de passo de integração para efetuar os cálculos, normalmente prescindem de modelos completos para as cargas. É o caso neste trabalho. Assim, a carga passiva do circuito estudado é inserida em blocos “bem comportados” - em que toda a carga prevista é demandada a partir do momento em que conectada ao sistema.

### Sobre o tipo de MMC

A técnica de controle discutida na seção 2.4 para controle de tensão e frequência pode ser empregada por qualquer topologia de MMC dentre as mencionadas no capítulo 1. Todavia, na configuração proposta nesta seção o MMC deve transmitir energia de forma bidirecional dependendo da carga. Assim, uma solução com HBMMC e diodos na linha CC, apesar de proteger contra um curto-circuito CC, não permite fluxo bidirecional de energia. Conquanto durante a operação do *black start* a ocorrência de um curto-circuito CC não seja um problema (como não há fonte na rede CA, desligar as chaves é suficiente para não alimentar um curto-circuito cc), um dos objetivos da configuração apresentada na Figura 4.14 é permitir a conexão de outras fontes de geração após ou mesmo durante o processo de inicialização do LCC2. Logo, é recomendável uma configuração também

robusta contra curtos-circuitos CC, com o uso de SM em ponte semicompleta ou ponte completa, por exemplo. Doravante neste documento, as figuras do circuito proposto nesta seção aparecem com a representação de um FBMMC para controle de tensão e frequência.

### **Sobre os filtros passivos e os harmônicos**

Apesar de o LCC2 estar conectado na mesma barra que um MMC, uma vez que este é operado para controle de tensão e frequência, o grau de liberdade para controlar harmônicos especificamente é reduzido em comparação com o uso do MMC como filtro ativo. Assim, a configuração proposta nesta seção não dispensa o uso dos filtros passivos para o LCC2.

Os filtros passivos comumente utilizados para um LCC de 12 pulsos são sintonizados para o 11°, 13° e 24° harmônicos, além de uma compensação capacitiva na frequência fundamental [65]. Existem estações em que é necessária a implantação de filtros de ordem mais baixa para atender requisitos de sistema [70].

A potência reativa demandada por uma estação de LCC normalmente fica em torno de 50% a 60% da potência nominal do conversor [65]. Como o processo de inicialização é feito por partes, o ideal é fracionar a inserção dos filtros o máximo possível, uma vez que estes podem provocar variações bruscas na tensão controlada pelo MMC, que propõe-se que seja menor que o LCC2. Entretanto, fracionar filtros passivos em estações HVDC de grande porte pode ser muito oneroso devido ao espaço ocupado pelos elementos e à necessidade de instalar um número maior de disjuntores de alta tensão. Com isso, para tornar a proposta mais prática, optou-se por fracionar os filtros em 2 grupos com os 4 filtros, cada grupo totalizando 30% de potência reativa, em relação à potência base, necessária ao LCC.

### **Sobre o dimensionamento do FBMMC**

A instalação de um conversor fonte de tensão em paralelo com a mesma capacidade que o LCC inversor faria sentido apenas em uma reforma completa da planta, pois o FBMMC seria subutilizado a maior parte do tempo, uma vez que a maior parte da potência seria transmitida pelo LCC devido às menores perdas em regime permanente com carga nominal. Dessa premissa surgiu a ideia base de que um FBMMC para auxiliar o *black start* na configuração da Figura 3.4 deve ter potência nominal menor que o LCC2. Quanto menor? Isso depende da velocidade com a qual se almeja efetuar o *black start*, do fracionamento dos filtros passivos e também do comportamento esperado da carga. O tempo gasto na inicialização de um sistema de potência depende de seus requisitos de segurança, os quais não são discutidos aqui. O fracionamento dos filtros foi discutido na seção anterior; cada bloco de filtro entra com 7,5% de potência reativa. Quanto à carga, é importante que o esquema de inicialização seja capaz de suportar variações positivas e negativas de

potência. Dessa forma, para esse estudo optou-se por um conversor com 30% da potência base do LCC.

### 3.4.2 Sobre o Procedimento de Inicialização do LCC Inversor

No capítulo 1 foi discutido que a motivação da instalação de um MMC em derivação com um LCC inversor está voltada para sistemas já existentes com o intuito de auxiliar em eventuais operações de *black start* que ocorrem principalmente após uma queda brusca de todo o sistema - um *blackout*.

A solução proposta para inicialização do LCC2 no sistema é trabalhar com faixas discretas de potência: ao passo que a potência da carga é liberada - e alimentada primeiramente pelo FBMMC - ao LCC2 são dadas novas ordens de potência conforme a potência da carga ultrapassa limiares pré-determinados. A Figura 3.5 descreve como é feita a obtenção do valor de ordem de potência para o LCC2, onde o filtro serve para evitar que ruídos de alta frequência façam a função de seleção atuar indevidamente, reduzindo a sensibilidade do controle de nível. O sinal  $P_{LCC2}^*$  obtido é dividido pela tensão medida no terminal CC do LCC2 ( $v_{cc2}$ ) para gerar a referência de corrente do LCC2 ( $i_{cc2}^*$ ).

Nesse estudo, as ordens de potência do LCC2 foram divididas em partes de no máximo 20%, uma vez que o FBMMC tem capacidade de 30% e ainda precisa de uma margem para troca de potência reativa.

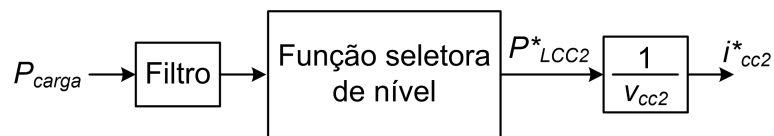


Figura 3.5: Diagrama de determinação da ordem de potência para o LCC 2.

O critério da função seletora de níveis discretos é similar ao NVL aplicado para modulação dos MMC. Entretanto, manter um mesmo limiar para subida e descida de nível como no NVL faz o controle apresentar uma sensibilidade indesejada se a potência da carga estiver próxima de um dos limiares de mudança, como mostrado na Figura 3.6(a).

Ao contrário do sinal de tensão CA que tem um comportamento esperado de senóide, a medida de potência da carga não é totalmente previsível, podendo apresentar oscilações em torno de um valor médio, por exemplo. Em função disso - da possibilidade de oscilar em torno de um valor médio - a sensibilidade do critério NVL pode promover variações indesejadas na referência de potência como pode ser observado na região sensível da Figura 3.6(a). Tais variações são indesejadas por forçar os componentes do conversor em demasia, e também por testar os limites de estabilidade de um sistema ainda com baixo nível de curto-circuito, ou *short circuit ratio* (SCR). Para evitar essa sensibilidade no controle de potência, o critério de seleção proposto aqui considera um limiar de subida diferente do de descida, como mostrado na Figura 3.6(b). Com isso, o sinal de referência

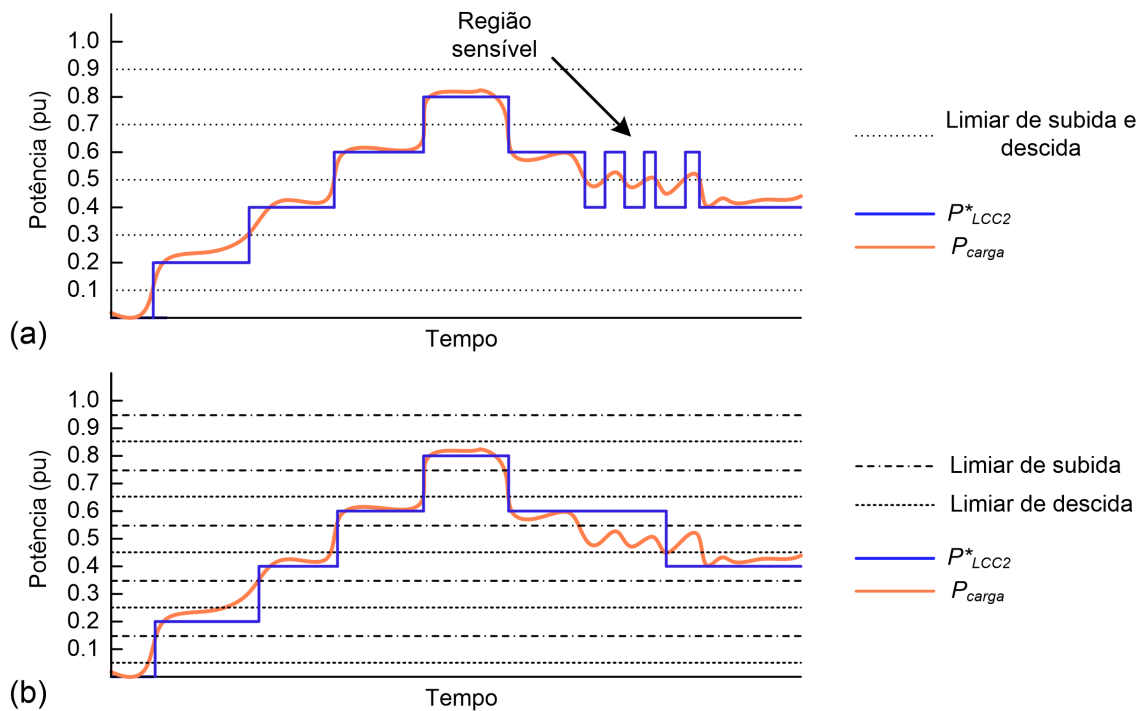


Figura 3.6: Ilustração gráfica do comportamento da função seletora de nível para  $P_{LCC2}^*$ . (a) Limiar de subida e descida único. (b) Limiares de subida e descida diferentes.

apresenta menos mudanças, o que favorece a estabilidade do sistema. Os critérios de subida e descida adotados na Figura 3.6(b) foram escolhidos seguindo o seguinte critério: dado um patamar de carga, o limiar de subida para este patamar é obtido subtraindo-se o patamar em 25% de um bloco de carga de 20% (perfazendo 5% ou 0,05 pu); ao passo que o limiar de descida para este patamar é obtido simetricamente ao somar-se 25% de um bloco de carga de 20% ao valor do patamar de carga. Por exemplo, para o patamar 0,6 pu, os limiares de subida e descida para este patamar são 0,55 e 0,65 pu, respectivamente.

Caso haja rejeição de carga e a potência entregue pelo LCC2 passe a ser maior que a carga, o excedente de energia é absorvido pelo MMC. Como efeito dessa absorção do excedente de energia, a tensão CC sofre um aumento nos terminais do FBMMC que é percebida pelo LCC1. Este então reduz a ordem de injeção de potência na linha CC para regular a tensão CC, equilibrando a potência do circuito.

# Capítulo 4

## Simulações e Discussões

Neste capítulo são apresentados os estudos de simulação que envolvem os controles para o FBMMC e os sistemas HVDC híbridos. Os parâmetros dos circuitos simulados são apresentados no Apêndice.

### 4.1 Reversão de Potência em HVDC Híbrido Ponto a Ponto

A reversão de fluxo de energia em sistemas HVDC híbridos com LCC e FBMMC é uma possibilidade que pode ser aproveitada em sistemas cuja a proposta seja predominantemente transmitir energia de um centro de geração para um centro de carga, onde o FBMMC deve ser posicionado para garantir melhor qualidade de energia e controlabilidade, mas que em algumas circunstâncias pode ser necessária a inversão do fluxo de energia. Por exemplo, para armazenar energia no reservatório hídrico em períodos de baixa demanda. Nesta seção é discutida a reversão de fluxo de energia em um sistema HVDC ponto a ponto com um LCC e um FBMMC. Ao FBMMC foi atribuído o controle de tensão CC, logo, ao LCC foi atribuído o controle da corrente CC. Para realizar a reversão de potência com este circuito, é preciso que haja coordenação entre as estações de modo que não seja dada ordem de corrente ao LCC se a tensão não estiver próxima à nominal. Da mesma forma, para excursionar a tensão CC de seu valor nominal - seja positivo ou negativo - para zero, é mandatório que o LCC não esteja solicitando corrente. Além disso, nesta seção é mostrada a importância do controle de tensão dos capacitores (CVC) para operação do FBMMC no modo Statcom. Como o FBMMC está a controlar a tensão CC, o CVC é ativado apenas para  $V_{cc}^* = 0$ .

Esse estudo foi publicado em [40] com um FBMMC de 4 níveis por braço. A análise apresentada aqui considera 20 SM por braço. A Figura 4.1 mostra a configuração do sistema HVDC híbrido ponto a ponto constituído de um LCC e um FBMMC adotado no estudo. O LCC é de 12 pulsos. A simulação desse circuito tem como objetivo mostrar



o desempenho do sistema com possibilidade de reversão de potência, além de mostrar a necessidade do controle de tensão nos capacitores do conversor FBMMC quando este controla  $V_{cc} = 0$ . Note-se que, pela disposição do LCC no circuito, bem como pela convenção dos sentidos de medição de corrente e tensão CC mostrados na Figura 4.1, o LCC está posto para operar como inversor para  $i_{cc}$  e  $v_{cc}$  positivos. Essa disposição foi adotada para evidenciar a flexibilidade do uso de FBMMC em conjunto com LCC.

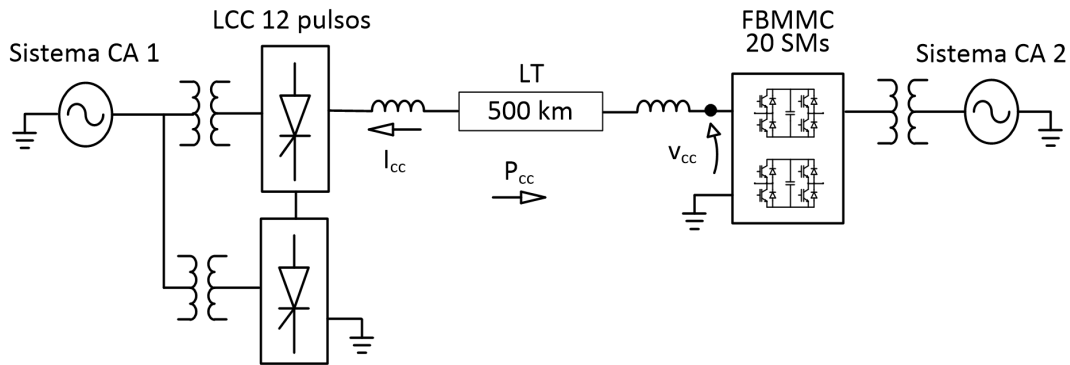


Figura 4.1: Sistema HVDC híbrido ponto a ponto constituído de um LCC e um FBMMC.

A Figura 4.2 mostra o comportamento do sistema híbrido ponto a ponto com variações de carga e reversão de potência. As Figuras 4.2(a) e (c) mostram as tensões e correntes CC. Pode-se observar a lógica de coordenação do controle por meio das linhas de guia traçadas sobre ambos os gráficos. O primeiro passo foi elevar a tensão CC ao ponto de operação, arbitrado em 0,95 pu nesse caso. O segundo passo foi dar a ordem de corrente de 1 pu para o LCC. Depois, para descarregar a linha, primeiramente foi removida a ordem de corrente do LCC para e em seguida a tensão CC foi excursionada a zero pelo controle do FBMMC.

A Figura 4.2(e) mostra a tensão em um dos braços do FBMMC normalizada pela base da tensão CC, ou seja, a tensão no braço tem amplitude pico a pico de 500 kV em 1 pu. Como discutido no Capítulo 2, a tensão sintetizada pelo conversor varia em função da tensão CC de referência, ao passo que a tensão CA não é afetada, como pode-se notar pelo comportamento da potência reativa na barra do FBMMC mostrado na Figura 4.2(f).

A convenção de sentido de fluxo de energia adotada foi da esquerda para a direita. Assim, como pode ser observado na Figura 4.2(b), na primeira tomada de carga o LCC operou como inversor (entre 0,4 e 1,5s), e operou como retificador na segunda rampa de carga (entre 2,4 e 3,5s). Além disso, nota-se que o transitório de potência CC, assim como o de corrente CC, é diferente para operação do LCC como inversor e como retificador. Isso se deve à diferença entre os modos de operação do LCC. O controle do LCC como inversor normalmente apresenta uma série de controles extras para garantir estabilidade quando comparado com o controle no modo retificador [65]. Neste trabalho, para otimizar a operação como inversor, a ordem do ângulo de disparo alfa foi ajustada para iniciar em  $140^\circ$  com a aplicação de comandos de reset no regulador PI do controle. A Figura 4.2(d)

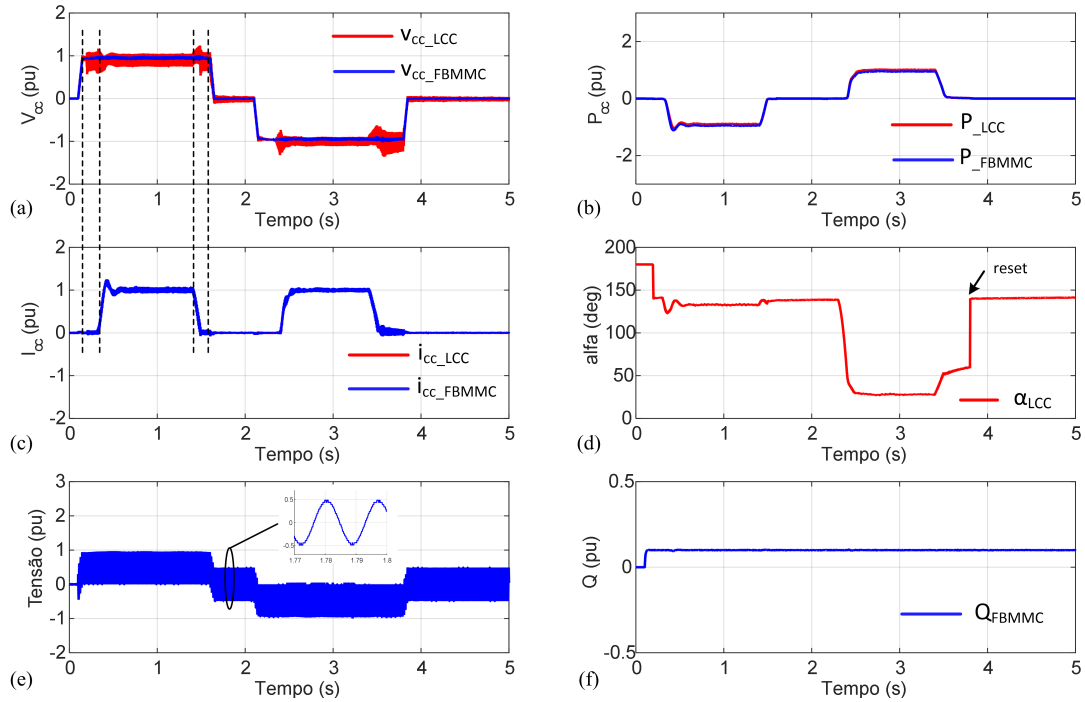


Figura 4.2: Comportamento do Sistema Híbrido HVDC ponto a ponto com reversão de potência: (a) Tensão cc; (b) Potência ativa; (c) Corrente cc; (d) alfa; (e) Tensão em um dos braços do FBMMC; (f) Potência reativa.

mostra o comportamento do ângulo de disparo. No instante 3,8s foi dada a ordem para tensão subir de -1 pu para zero. No mesmo instante, a entrada de reset do regulador PI foi excitada de modo a acelerar a subida do ângulo de disparo (o atraso da telecomunicação foi ignorado nesta operação). Dessa forma, evitou-se um transitório de corrente que seria solicitada pelo LCC até que o ângulo de disparo convergisse para operação com  $V_{cc} = 0$ .

A Figura 4.3(a) mostra as tensões nos capacitores do conversor. Para mostrar o efeito do controle de tensão dos capacitores a simulação foi prolongada até 12s. No intervalo que durou do instante  $t = 6s$  ao instante  $t = 10s$  o CVC foi desativado. Com efeito, a soma das tensões nos capacitores apresentou comportamento decrescente não convergente. Apesar de a queda de tensão apresentada ser pouco significativa, tal comportamento pode afetar o rendimento do conversor caso a operação no modo Statcom seja adotado por mais tempo. Como discutido em [40], a redução da tensão dos capacitores no longo prazo faz aumentar a corrente circulante, mesmo operando apenas como Statcom. A Figura 4.3(b) mostra a soma das tensões nos capacitores do conversor, que durante o modo Statcom foi controlada em 0,98 pu nos períodos em que o CVC esteve ativado. Como ao FBMMC foi atribuído o controle da tensão CC, não fez-se uso do CVC durante operação com carga, pois o mesmo entra em conflito com o controle da tensão CC. Desta feita, o CVC foi ativado somente no períodos de operação com  $V_{cc}^* = 0$  (com exceção do intervalo de desativação), ou seja, no intervalo entre as duas tomadas de carga, após descenso da segunda tomada de carga e por último na reativação do CVC no instante  $t = 10s$ .

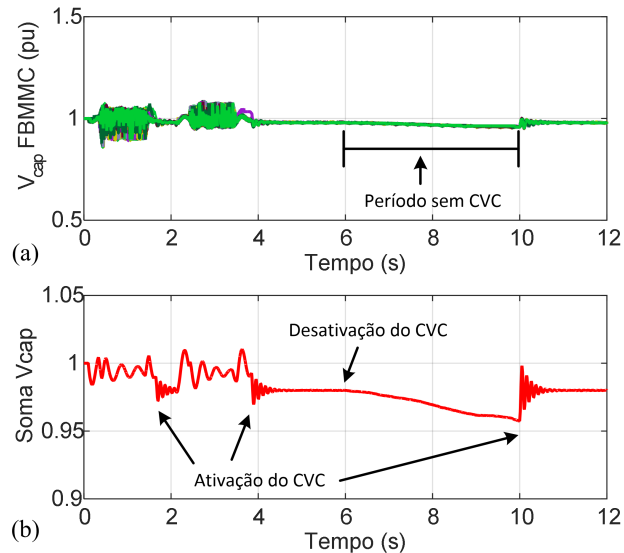


Figura 4.3: Efeito do controle de tensão nos capacitores durante operação Statcom: (a) tensões dos 40 capacitores de uma perna; (b) soma das tensões dos 120 capacitores do conversor.

## 4.2 Curtos-circuitos em HVDC Híbrido Multiterminal

Um sistema HVDC híbrido com LCC próximo à fonte de geração e com terminais FBMMC distribuídos em pontos de carga estratégicos apresenta sintonia com as necessidades do sistema elétrico brasileiro, em que as novas grandes fontes de geração tem sido construídas afastadas dos grandes centros. Como as linhas de transmissão dos sistemas HVDC brasileiros são compostas por cabos não isolados dispostos sobre torres, a ocorrência de curtos-circuitos CC nas linhas é frequente. Uma vez que o evento de um curto-circuito CC pode interromper por completo o fluxo de energia, esse tipo de contingência é considerada grave. Dessa forma, para validar um circuito de HVDC multiterminal para o cenário brasileiro, é fundamental que haja uma forma robusta de proteção contra curtos-circuitos CC. Com o intuito de validar a estratégia discutida e proposta na seção 3.3.2, nesta seção são apresentados os resultados dos testes de simulação de curtos-circuitos com o sistema multiterminal apresentado na Figura 3.2. A Figura 4.4 destaca a posição onde os curtos-circuitos CC e CA foram aplicados. A eliminação da corrente de curto-circuito CC através do controle da corrente é observada para duas configurações de controle mestre-escravo, uma com o FBMMC e outra com o LCC como conversor mestre (que controla a tensão cc). As análises feitas na seção anterior são válidas para esta configuração, porém neste sistema MTDC ao menos um dos FBMMC vai operar no modo controle de potência.

O sistema apresentado na Figura 4.4 é composto por um LCC que injeta potência na linha CC e dois FBMMC para distribuição da energia. A linha principal que conecta o LCC ao FBMMC 1 tem 1000 km. A linha que conecta os dois FBMMC tem 200 km. As linhas conectam os terminais positivos dos conversores, enquanto os terminais negativos

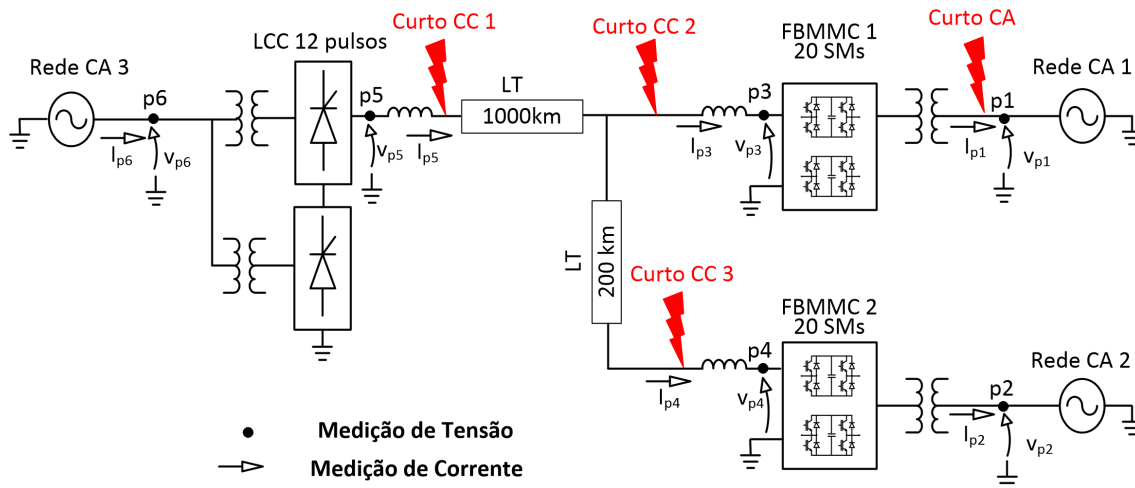


Figura 4.4: Sistema HVDC híbrido multiterminal com um LCC e dois FBMMC para análise de curto-circuito.

estão aterrados, perfazendo um monopolo. O modelo utilizado para as linhas CC foi o de Bergeron. A potência nominal da linha CC é de 1000 MVA e sua tensão nominal é 500 kV. Diferentemente da seção anterior, o LCC está disposto como retificador para tensões e correntes CC positivas.

Os FBMMC desta análise possuem 20 SM por braço, ou seja, cada um tem tensão nominal de 25 kV para operar a 500 kV nos terminais CC. Essa tensão não é de ordem prática, uma vez que SM comerciais trabalham com em média 2 kV, não passando muito desse valor em função das limitações de tensão dos semicondutores de potência comerciais com alta capacidade de corrente. O IGBT com maior capacidade de tensão encontrado no mercado é de 4,5 kV [71]. A escolha do nível de tensão dos SM foi feita para reduzir o número de SM do estudo e, conseqüentemente, acelerar os tempos de simulação que seriam muito grandes em função do modelo detalhado empregado em que todas chaves foram modeladas separadamente. Considerando a classificação feita em [72], o modelo adotado foi o “Tipo 3”. A Figura 4.5 mostra as tensões em regime permanente medidas nos braços inferiores do FBMMC 1. Os valores aparecem em pu com relação à tensão CC base (500 kV). Os sinais variam de 0 a 1 pu, ou seja, de 0 a 500 kV, o que atende a tensão CC nominal. Pode-se observar que com 20 níveis é alta a aproximação do sinal sintetizado com uma senóide ideal. O THD do sinal mostrado é de 4,2% medido nos terminais CA do conversor. Já o THD medido após o transformador de potência fica abaixo de 1%.

As análises apresentadas nas seções 4.2.1, 4.2.2 e 4.2.3 consideram o FBMMC1 como controlador mestre, ou seja, o conversor que controla a tensão CC. No final da seção 4.2.3 é feita a comparação do comportamento do sistema MTDC com o LCC como controlador mestre.

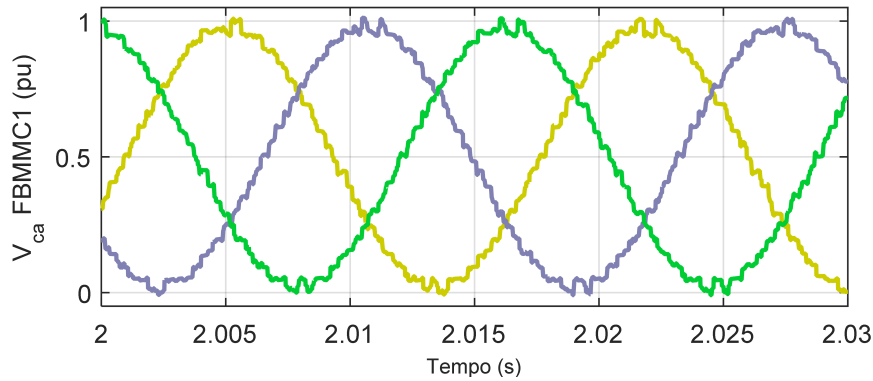


Figura 4.5: Tensões fase-neutro em regime permanente medidas nos terminais CA do FBMMC1.

### 4.2.1 Sobre a Inicialização do Sistema

No controle mestre-escravo os conversores escravos operam com referências fixas de potência ativa/corrente CC em regime permanente. Assim, para chegar ao regime permanente, o procedimento base adotado nesta tese foi o seguinte: primeiramente, os conversores escravos são inicializados ao mesmo tempo com referência zero de potência (devido ao controle da referência de tensão CC que depende da corrente CC, não há problema se a inicialização for feita separadamente) enquanto o conversor mestre é inicializado para levar a sua tensão CC para 1 pu. Para tanto, o FBMMC1 recebe uma ordem de rampa na referência de tensão CC. É importante observar aqui que tal operação só é possível com conversores FBMMC ou mistos (metade HBSM e metade FBSM), uma vez que com essa estratégia é necessário controlar a tensão CC a partir de zero - capacidade que o HBMMC não possui. Depois, ao LCC é enviada uma ordem de potência também em rampa para injeção de potência na linha CC. Inicialmente essa energia CC é convertida em CA no conversor mestre enquanto o outro conversor escravo (FBMMC 2) não solicitar energia da linha CC. Com efeito, o passo seguinte é enviar a ordem de potência em rampa para o FBMMC 2. O conversor mestre continua responsável pelo equilíbrio dos fluxos de energia entre os terminais do sistema controlando a tensão CC.

No caso apresentado aqui, a corrente de referência para o LCC foi de 1 pu e a potência ativa de referência para o FBMMC2 foi de 0,5 pu, o que deixa cerca de metade da potência ativa fluindo pelo FBMMC1. Para os FBMMC 1 e 2, respectivamente, as referências de potência reativa escolhidas para ilustrar o controle foram de 0,1 pu e -0,2 pu.

### 4.2.2 Curto-Circuito CA

A análise do curto-circuito CA foi feita através da aplicação de um curto-circuito monofásico com impedância de  $1 \Omega$  na fase a da barra CA do FBMMC 1 em  $t = 1s$ . O defeito dura 100ms, configurando uma falha não permanente. A Figura 4.6 mostra o comportamento do sistema. Para esse caso não foi prevista nenhuma ação de proteção

específica. A partir do comportamento observado, conclui-se que os FBMMC apresentam comportamento dinâmico estável para este tipo de falha, voltando ao ponto de operação anterior à falha após a extinção do curto-circuito.

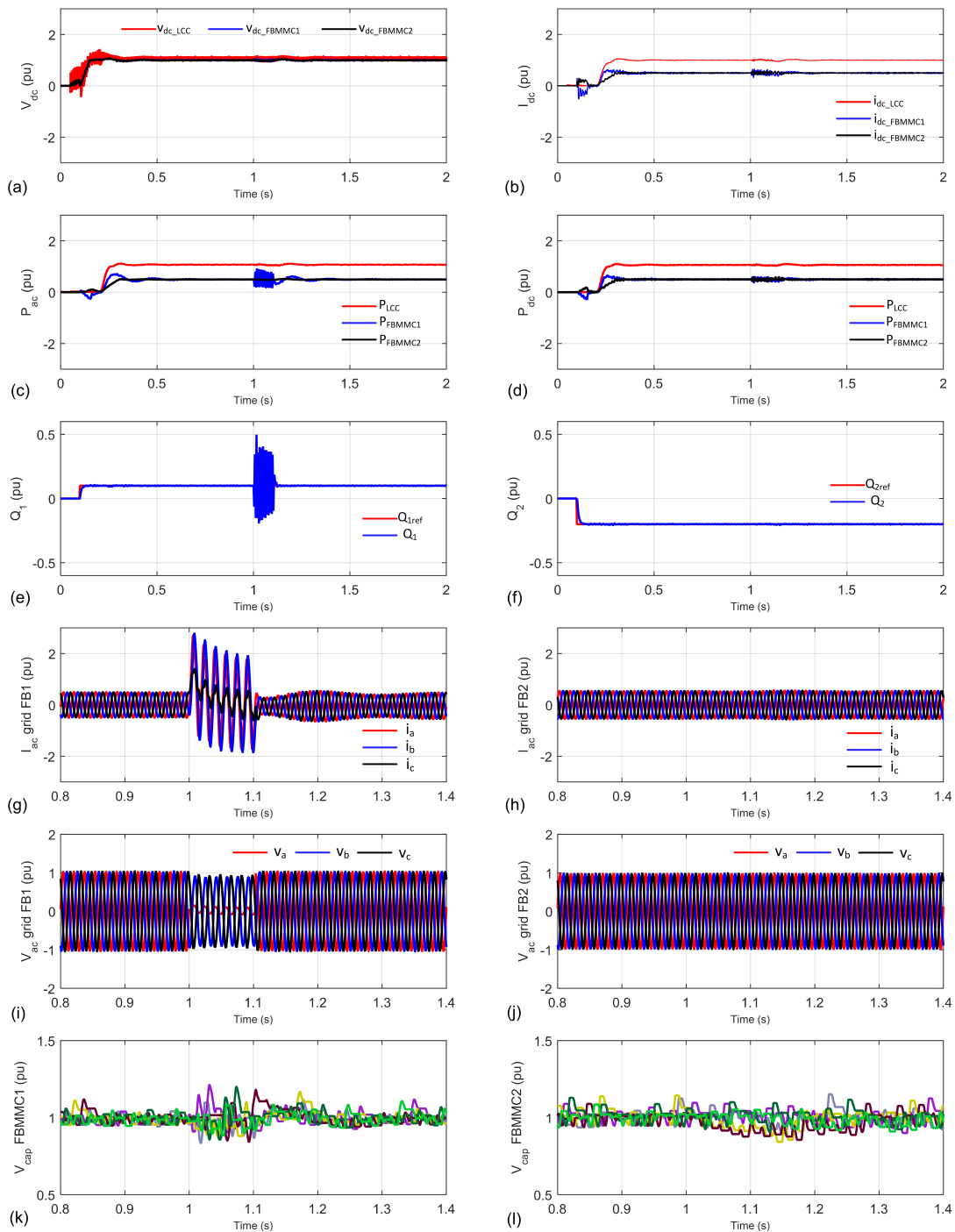


Figura 4.6: Comportamento do HVDC híbrido frente à ocorrência de um curto-circuito CA monofásico: (a) tensão cc; (b) corrente cc; (c) potência ativa nas barras ca; (d) potência ativa nos terminais cc; (e) potência reativa em p1; (f) potência reativa em p2; (g) correntes CA em p1 (vide Figura 4.4); (h) correntes CA em p2; (i) tensões CA em p1; (j) tensões CA em p2; (k) tensões nos capacitores do FBMMC1 - fase a; (l) tensões nos capacitores do FBMMC2 - fase a.

A Figura 4.6(a) mostra as tensões CC medidas nos terminais dos conversores, nas

quais não é observada flutuação significativa durante o curto CA nem mesmo no terminal CC mais próximo. Esse resultado mostra um desacoplamento entre as tensões CC e CA para este caso.

As Figuras 4.6(b),(c) e (d) mostram as correntes CC e as potências ativas medidas nos terminais dos conversores. Durante o curto-circuito observa-se maior perturbação nas barras mais próximas, como esperado. Esse resultado mostra que não há desacoplamento entre as correntes dos lados CC e CA.

As Figuras 4.6(e-f) mostram as potências reativas medidas nas barras CA dos FBMMC. As Figuras 4.6(g-j) mostram as correntes e tensões nas barras CA dos FBMMC. As Figuras 4.6(k-l) mostram as tensões nos capacitores dos FBMMC. Esses gráficos mostram que o defeito ocorrido em p1 não é propagado para a outra barra CA.

### 4.2.3 Curtos-Circuitos CC

Na seção 3.3.1 foram discutidas as motivações que levaram à escolha do modo mestre-escravo para o controle do sistema HVDC multiterminal. Nesta seção, para analisar a ocorrência de curtos-circuitos CC no sistema multiterminal híbrido com 1 LCC e 2 MMC como mostrado na Figura 4.4, o LCC é operado no modo controle de corrente da linha CC. O FBMMC 1 é usado para controle de tensão da linha CC, operando como o conversor mestre do lado CC. Por último, o FBMMC2 é operado com controle de potência ativa, funcionando como conversor escravo por conseguinte. A Tabela 4.1 resume o modo de operação dos conversores em função de seus comportamentos em relação à tensão CC.

Tabela 4.1: Identificação do conversor mestre e dos conversores escravos.

FBMMC 1	Controle de tensão (mestre)
FBMMC 2	Controle de potência ativa (escravo)
LCC	Controle de corrente CC (escravo)

#### Comportamento frente aos curtos-circuitos cc

Um curto-circuito polo-terra com impedância de  $1 \Omega$  próximo ao indutor de alisamento do LCC foi aplicado em  $t = 1s$ . O defeito durou 100ms, configurando uma falha não permanente. Nesse caso não é possível esperar que o sistema se recupere sem uma atuação de proteção específica, uma vez que curtos-circuitos CC não tratados podem apresentar comportamento permanente. Por exemplo, no caso de curtos-circuitos polo-terra com ionização de ar, como não há passagem da corrente por zero em curtos-circuitos CC para a operação de disjuntores CA convencionais, o arco elétrico tende a se perpetuar até que algum componente do circuito opere como elemento fusível. Com isso, é fundamen-

tal haver uma estratégia de eliminação da corrente de curto-circuito CC, seja por bloqueio ou por controle.

A Figura 4.7 mostra o comportamento de várias partes do sistema frente ao caso do Curto CC 1 conforme indicado na Figura 4.4. A Figura 4.7(a) mostra as tensões CC. Tanto na partida como na reinicialização é possível observar que a tensão sobe em rampa sem sobretensões. Além disso, durante o curto-circuito não são observadas sobretensões. No detalhe, é possível observar o comportamento em regime permanente.

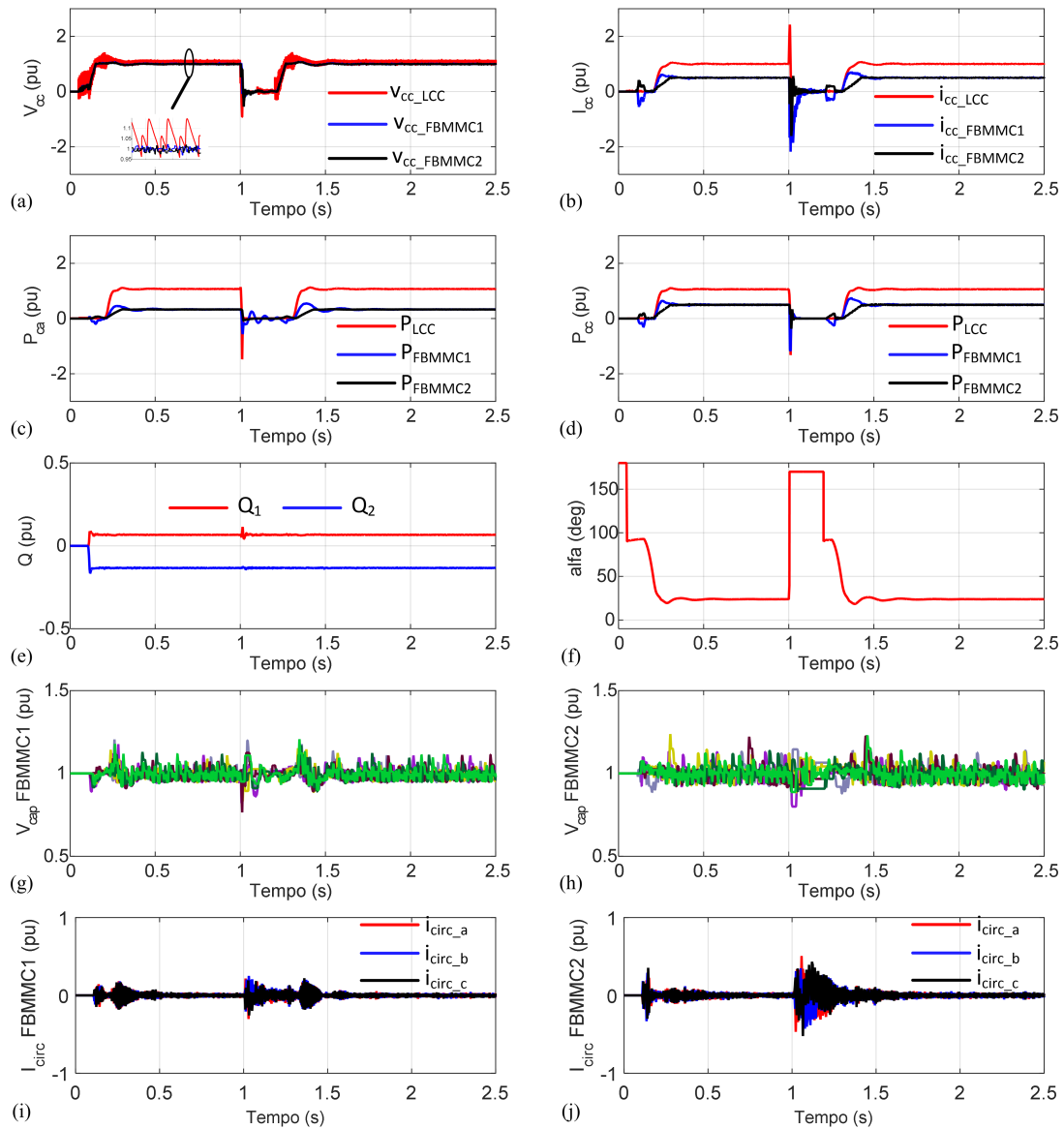


Figura 4.7: Comportamento do HVDC híbrido multiterminal frente à ocorrência de um curto-circuito CC polo-terra próximo ao LCC - **Curto CC 1** da Figura 4.4: (a) tensões cc; (b) correntes cc; (c) potência ativa nas barras ca; (d) potência ativa nos terminais cc; (e) potência reativa em p1 e p2; (f) ordem de ângulo de disparo  $\alpha$ ; (g) tensões nos capacitores do FBMMC1 - fase a; (h) tensões nos capacitores do FBMMC2 - fase a; (i) correntes circulantes no FBMMC1; (j) correntes circulantes no FBMMC2.

A Figura 4.7(b) mostra como as correntes CC são controladas durante o curto-circuito.



Após o tempo de deionização, o sistema recompõe os níveis de corrente. Os fluxos de potência medidos nos terminais CC e CA, mostrados nas Figuras 4.7(c) e (d) não apresentam transitórios significativos. A Figura 4.7(e) mostra os níveis de potência reativa medidos nas barras CA dos FBMMC que aparecem controlados mesmo durante o curto-circuito, conforme esperado pela aplicação da estratégia de controle no modo Statcom durante a contingência. Isso também ilustra o desacoplamento de tensão entre os lados CC e CA. O ângulo de disparo do LCC - mostrado na Figura 4.7(f) - mostra a atuação do sistema de proteção do LCC. Após a detecção do curto-circuito, o ângulo é saturado em  $170^\circ$  de modo que o fluxo de corrente seja rapidamente reduzido para eliminação do curto-circuito. As tensões nos capacitores dos conversores também não apresentam oscilação significativa, apenas perturbações no momento do curto-circuito e durante o processo de religamento conforme observado nas Figuras 4.7(g) e (h). As Figuras 4.7(i) e (j) mostram as correntes circulantes, descontada a parcela CC, nos conversores FBMMC1 e FBMMC2. Note-se que em regime permanente as correntes circulantes ficam minimizadas e nos intervalos de variação da tensão CC elas oscilam com amplitude de até 0,5 pu na resposta contra o curto-circuito CC. Note-se também que na resposta ao curto-circuito CC, as correntes circulantes do FBMMC2 apresentam oscilação de maior amplitude quando comparadas às do FBMMC1. Esse comportamento se repete para os outros casos. Isso se dá devido ao controle de corrente CC adotado no FBMMC2 que responde mais rápido ao transitório de corrente.

Os curtos-circuitos CC, indicados como “Curto CC 2” e “Curto CC 3” na Figura 4.4 foram aplicados próximos aos conversores FBMMC1 e FBMMC2, respectivamente. As Figuras 4.8 e 4.9 mostram o comportamento do sistema em cada situação. A principal diferença com relação ao “Curto CC 1” é que nos casos 2 e 3 a resposta do FBMMC1 é mais rápida, porém a corrente CC apresenta uma componente com comportamento oscilatório de amplitude maior. Essa oscilação facilita a deionização do ar, enquanto que um curto-circuito CC sem passagem por zero pode se tornar uma contingência com característica permanente (até a atuação de algum sistema de proteção ou eventual queima de componente). Além disso, pode ser observado que o controle de potência reativa apresenta comportamento melhor em ambos os casos em que o curto-circuito ocorre mais próximo aos FBMMC.

A Figura 4.10 mostra no detalhe o transitório de corrente CC dos curtos-circuitos nos casos 1, 2 e 3. O caso 1 apresenta comportamento mais amortecido, porém é o caso em que o sistema de proteção demora mais tempo a fazer a corrente CC passar por zero. No caso 2 observa-se a resposta mais rápida entre os três casos, ao passo que no caso 3 observa-se uma resposta com tempo similar ao caso 1. A corrente de curto-circuito do FBMMC1 no caso 3 oscila com amplitude -2 a 2 pu durante cerca de 60 ms devido à queda de tensão no ponto de derivação provocada pela corrente de curto-circuito proveniente do LCC que passa pela linha de 200 km.

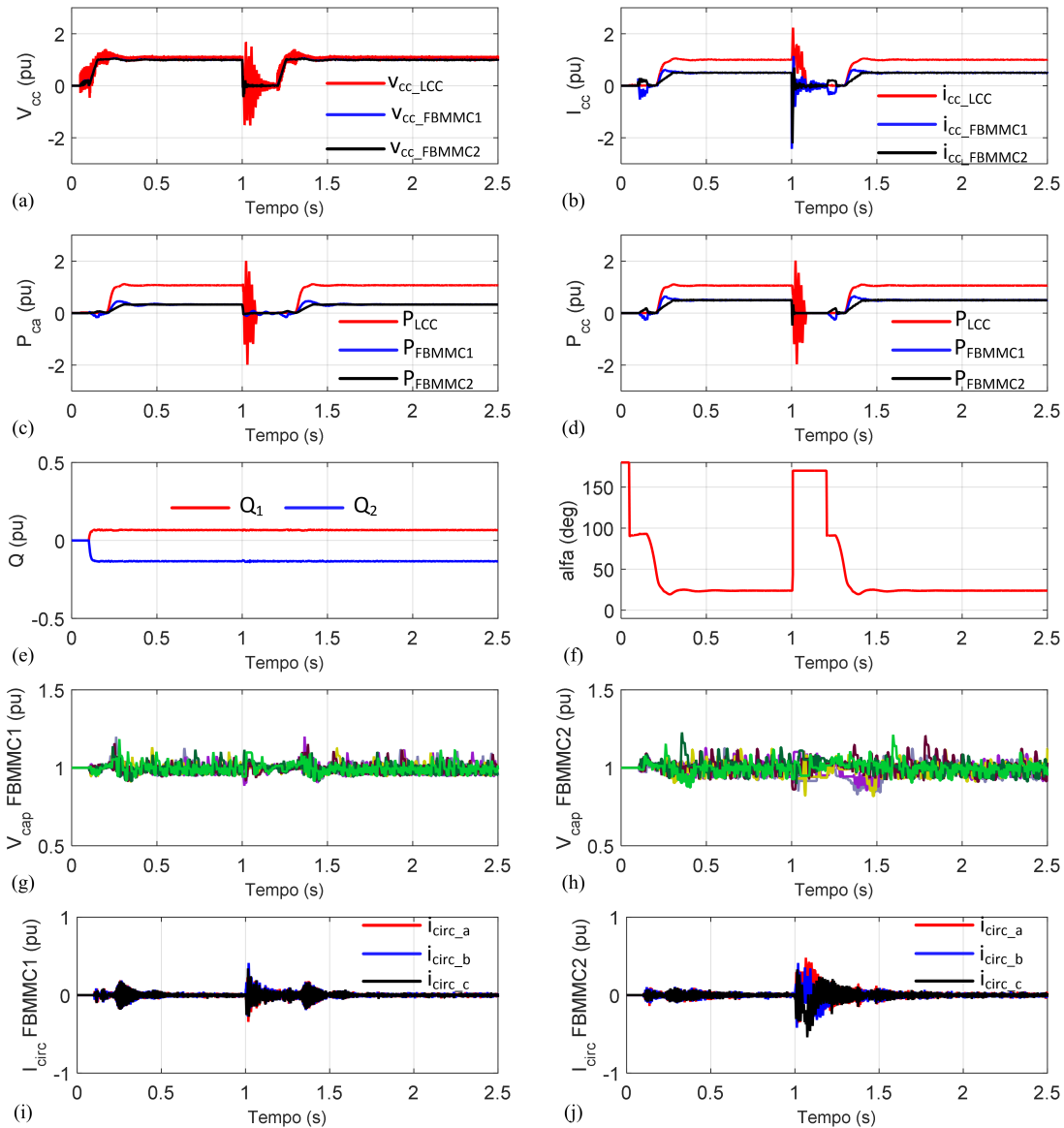


Figura 4.8: Comportamento do HVDC híbrido multiterminal frente à ocorrência de um curto-circuito CC polo-terra próximo ao FBMMC 1 - **Curto CC 2** da Figura 4.4: (a) tensões cc; (b) correntes cc; (c) potência ativa nas barras ca; (d) potência ativa nos terminais cc; (e) potência reativa em p1 e p2; (f) ordem de ângulo de disparo  $\alpha$ ; (g) tensões nos capacitores do FBMMC1 - fase a; (h) tensões nos capacitores do FBMMC2 - fase a; (i) correntes circulantes no FBMMC1; (j) correntes circulantes no FBMMC2.

### Detecção do curto-circuito cc

A Figura 4.11 mostra uma ampliação nas medidas de tensões e correntes nos terminais CC dos conversores de modo a identificar os instantes de detecção do curto-circuito em cada conversor no caso “Curto CC 1”. Nos conversores LCC e FBMMC1 a detecção do curto-circuito se deu após a ultrapassagem da corrente CC por 2 pu. Porém, no caso do FBMMC2 é possível observar que a corrente CC não ultrapassa o limiar de 2.0 pu. Com isso, a detecção do curto-circuito para este conversor foi feita através da medição de sub-tensão permitida, que foi assumida como 40%. Assim, é possível observar que a corrente

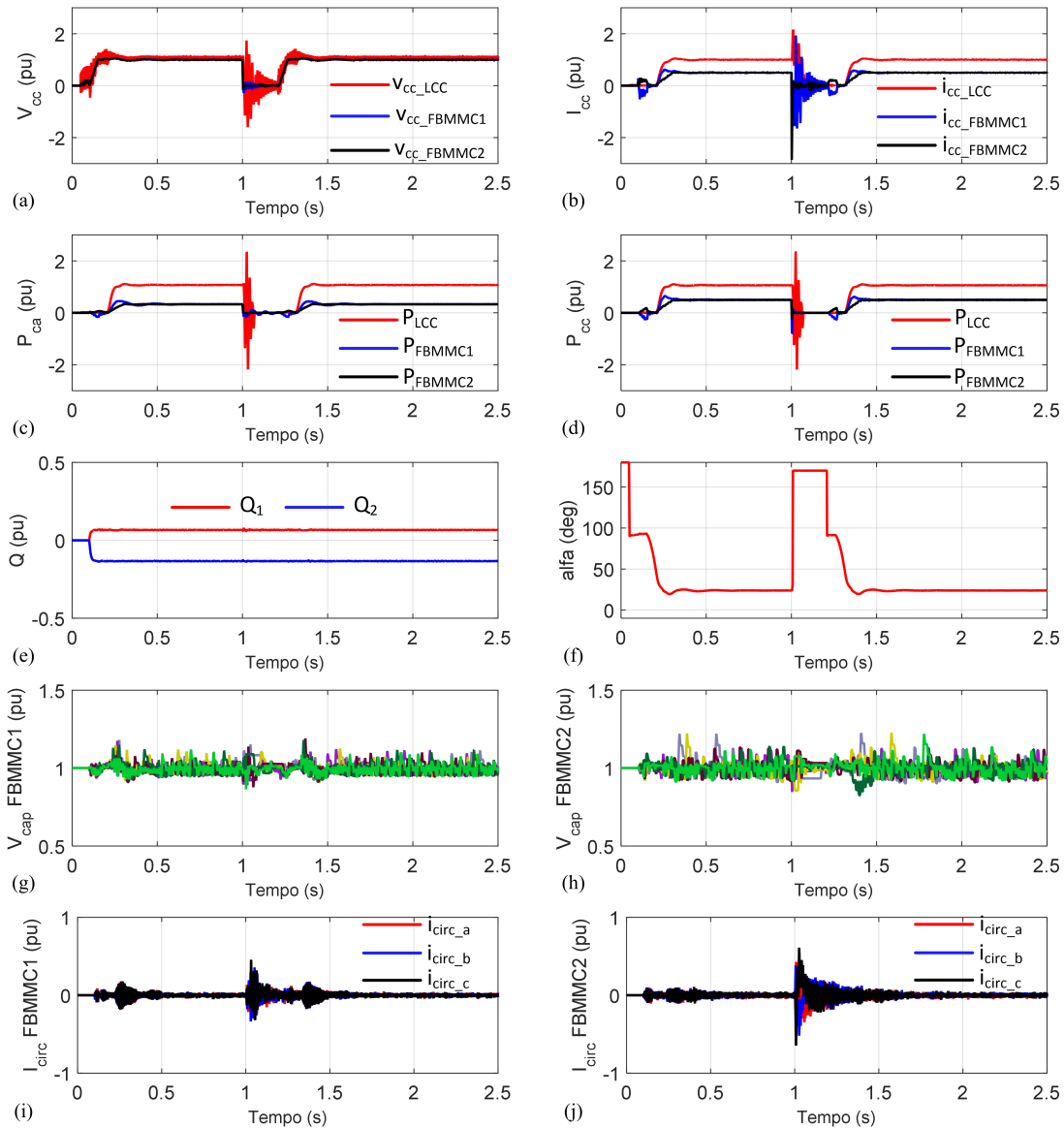


Figura 4.9: Comportamento do HVDC híbrido multiterminal frente à ocorrência de um curto-circuito CC polo-terra próximo ao FBMMC 2 - **Curto CC 3** da Figura 4.4: (a) tensões cc; (b) correntes cc; (c) potência ativa nas barras ca; (d) potência ativa nos terminais cc; (e) potência reativa em p1 e p2; (f) ordem de ângulo de disparo  $\alpha$ ; (g) tensões nos capacitores do FBMMC1 - fase a; (h) tensões nos capacitores do FBMMC2 - fase a; (i) correntes circulantes no FBMMC1; (j) correntes circulantes no FBMMC2.

de curto-circuito no FBMMC2 começa a ser controlada após a satisfação desse critério de seleção.

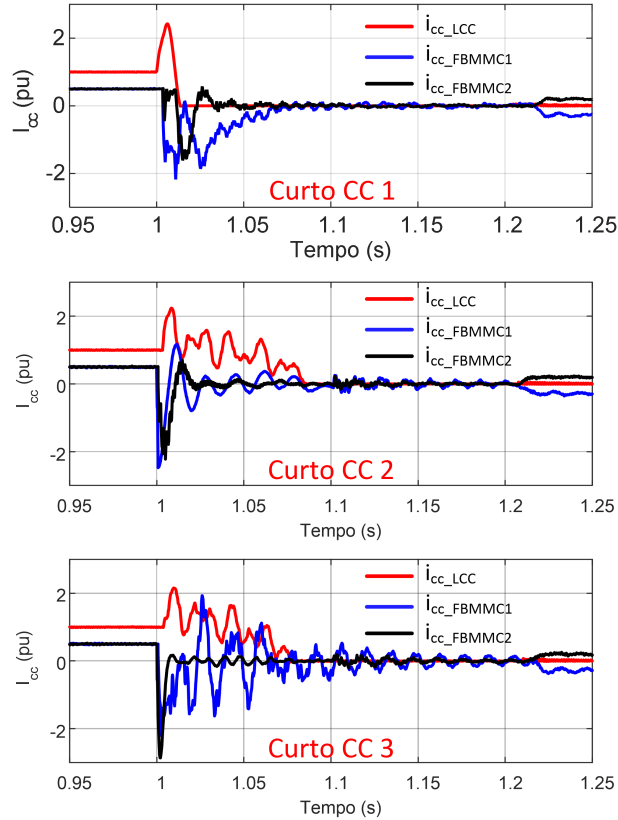


Figura 4.10: Detalhe das correntes CC para os casos de Curto CC 1, 2 e 3 (conversor mestre: FBMMC1).

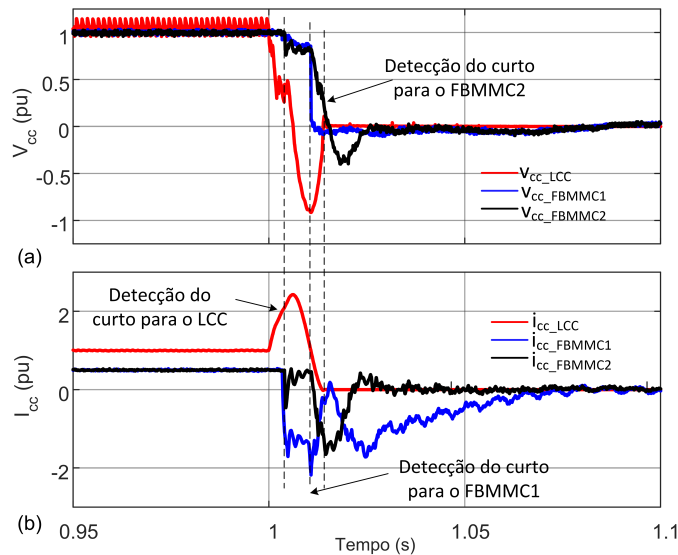


Figura 4.11: Identificação dos instantes de detecção no caso do Curto CC 1: (a) ampliação das tensões CC; (b) ampliação das correntes CC.

### Sobre o Desacoplamento de Tensão CC e CA

A Figura 4.12 mostra como a tensão foi controlada no conversor de modo a manter os níveis de tensão estáveis do lado CA durante o “Curto CC 1”. As Figuras 4.12(a) e (c)

mostram as tensões fase-terra (medidas nos braços inferiores) do FBMMC1 normalizadas pela tensão de base CA. As Figuras 4.12(b) e (d) mostram as tensões fase-terra medidas na barra CA do FBMMC1 após o transformador, identificada por p1 na Figura 4.4. A tensão medida nos braços inferiores do conversor apresenta a característica de ter valor médio diferente de zero. Durante o curto-circuito CC o valor médio das tensões medidas nos terminais CC do conversor vai a zero, de modo a limitar o fluxo de potência entre os lados CC e CA. A escala dos gráficos da Figura 4.12 está em pu em relação à tensão base do lado CA (diferentemente da Figura 4.5), por isso as tensões nos terminais do conversor variam de 0 a pouco mais de 2 pu, ao passo que a tensão na barra CA varia de -1 a 1 pu.

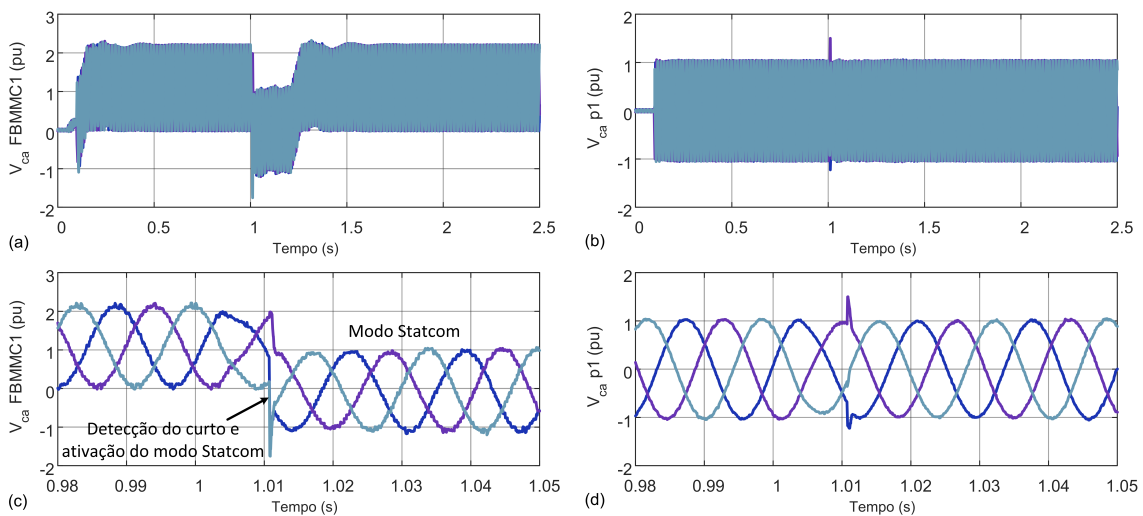


Figura 4.12: Tensões CA medidas nos terminais do conversor FBMMC1 e na barra CA no ponto p1 mostrado na Figura 4.4.

À parte o pico de tensão pouco significativo provocado pelo rápido aumento corrente com duração de menos de 2 ms após o curto-circuito CC, não é observada dependência entre as tensões CC e CA nos gráficos da Figura 4.12, uma vez que foi possível excursionar a tensão CC sem alterar a tensão CA mesmo durante um curto-circuito CC. Por não haver armazenamento de energia suficiente para manter o conversor abastecendo o lado CA sem fornecimento de energia proveniente do lado CC, não é possível manter a transmissão de energia se a tensão CC for reduzida significativamente, restando a operação no modo Statcom como opção de funcionamento. Assim, o conversor pode operar como Statcom enquanto não houver energia na linha CC, como discutido no Capítulo 2.

Os resultados observados nos testes de curto-circuito, tanto no lado CA como no lado CC, mostram o que pode ser chamado de desacoplamento de tensão entre ambos os lados. No caso do curto-circuito CA, apesar do afundamento da tensão de uma das fases, a tensão CC não foi afetada. Enquanto nos estudos de curto-circuito CC, a tensão CA não sofre alteração.

## LCC operando como controlador mestre

Os resultados apresentados na seção anterior foram obtidos considerando os conversores com as atribuições resumidas na Tabela 4.1. Outra possibilidade é operar com as atribuições definidas na Tabela 4.2.

Tabela 4.2: Identificação do LCC como mestre e dos conversores escravos.

LCC	Controle de tensão (mestre)
FBMMC 1	Controle de potência ativa (escravo)
FBMMC 2	Controle de potência ativa (escravo)

A Figura 4.13 mostra as correntes CC durante a resposta do sistema de proteção em face de curtos-circuitos CC nos mesmos pontos definidos para a seção anterior.

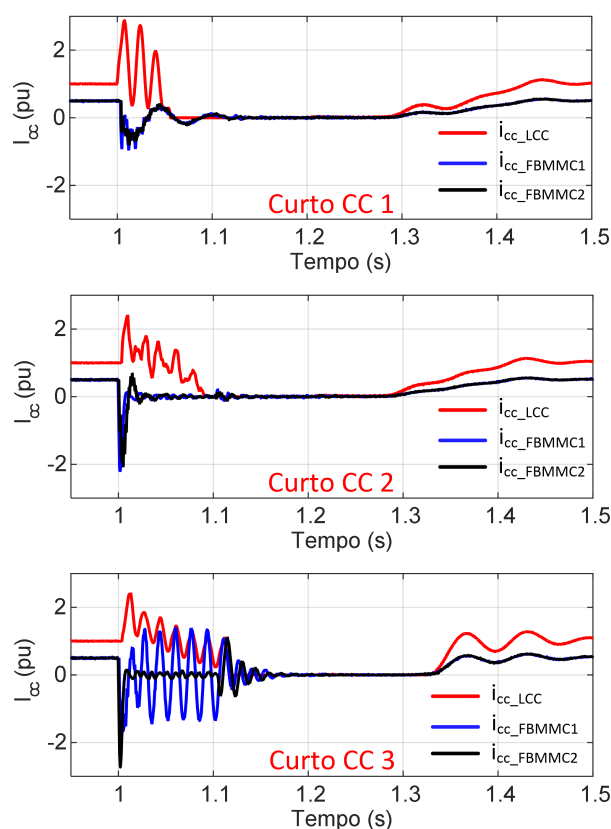


Figura 4.13: Detalhe das correntes CC para os casos 1, 2 e 3 (conversor mestre:LCC).

Como o LCC está a controlar a tensão CC, a corrente CC apresenta, em todos os três casos de curto-circuito CC, um tempo de decaimento maior quando comparado com o LCC no modo controle de corrente CC. Com isso, apesar de as respostas dos conversores FBMMC serem satisfatórias como esperado, o tempo extra que o LCC leva para eliminar a corrente de curto faz com que a retomada de potência pelo sistema HVDC seja mais demorada que no caso com um FBMMC controlando a tensão CC.

Esse resultado implica que o conjunto de atribuições de funções feitas na seção anterior para o controle é mais eficiente para a operação do sistema HVDC multiterminal, ao menos na resposta contra curtos-circuitos CC.

### 4.3 *Black Start* de HVDC-LCC com FBMMC em Paralelo

O sistema proposto na seção 3.4 e cujo diagrama aparece na Figura 4.14 serve para promover o *black start* de um sistema com carga passiva. No caso do Brasil, tal funcionalidade pode ser aplicada para acelerar a recuperação do sistema interligado - ou de partes dele - caso ocorra um “apagão”. Além disso, a eventual instalação de um MMC em paralelo com um LCC existente pode significar o começo de um processo de renovação da planta (*retrofit*).

Com o intuito de avaliar o funcionamento do sistema proposto, que é baseado em 2 LCC e um FBMMC dispostos de maneira a alimentar cargas passivas, conforme a Figura 4.14, esta seção apresenta 3 análises. Primeiramente, a inicialização do sistema, ou seja, o *black start* do sistema proposto até o regime permanente. Em seguida, a avaliação do circuito frente a variações negativas de carga. Por último, a análise de como o sistema pode se portar frente a um curto-circuito CA. Assim como discutido para o curto-circuito CC no caso do sistema MTDC estudado na seção 4.2. A Figura 4.14 mostra a configuração do sistema com FBMMC.

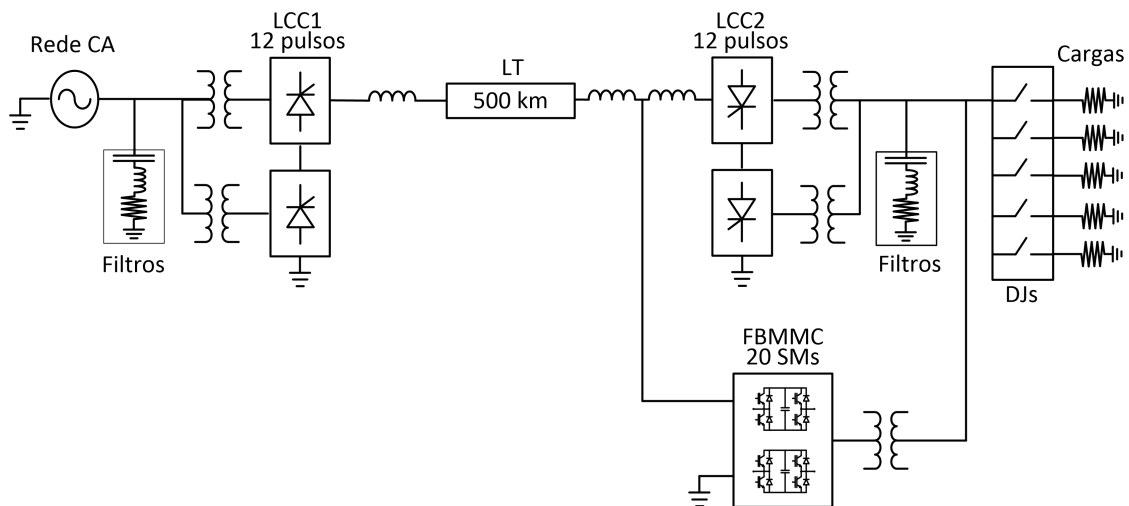


Figura 4.14: Sistema HVDC híbrido multiterminal constituído de dois LCC e um FBMMC para alimentar carga passiva.

O sistema adotado neste estudo é de ordem de grandeza similar ao adotado para a análise de curtos-circuitos CC quanto ao tamanho dos conversores. A potência base é de 1000 MVA para os LCC, que são de 12 pulsos. A tensão nominal CC é de 500 kV e

a corrente CC nominal é de 2000 A. O FBMMC considerado tem potência base de 300 MW, 30% da potência do LCC2, valor arbitrado para testar a configuração proposta. A carga total é de 1000 MW com fator de potência unitário (considera-se que a correção é feita localmente junto à carga). Os demais parâmetros estão detalhados no Apêndice.

### 4.3.1 Inicialização com blocos de Carga

A inicialização do sistema é feita com os submódulos do FBMMC já carregados para acelerar a simulação, porém, é possível iniciar a saída de tensão CC do LCC1 em rampa de modo a promover o carregamento dos capacitores dos SM. Após atingida a tensão nominal na linha CC, o FBMMC é ligado para alimentar a carga inicial de 0.05 pu como na Figura 4.15. Após o transitório inicial da corrente CC, novos blocos de 50 MW carga são conectados até atingir 200 MW. Antes de conectar o LCC2 no instante  $t = 1$  s, dois blocos de filtros passivos são conectados para garantir baixo THD durante operação em baixa carga do LCC2. O LCC2 é então acionado para assumir a carga inicial. Então, a cada 600 ms uma nova parcela de 200 MW da carga é conectada. O restante dos filtros também é conectado durante o processo. A Tabela 4.3 resume os eventos que ocorrem na simulação de *black start*.

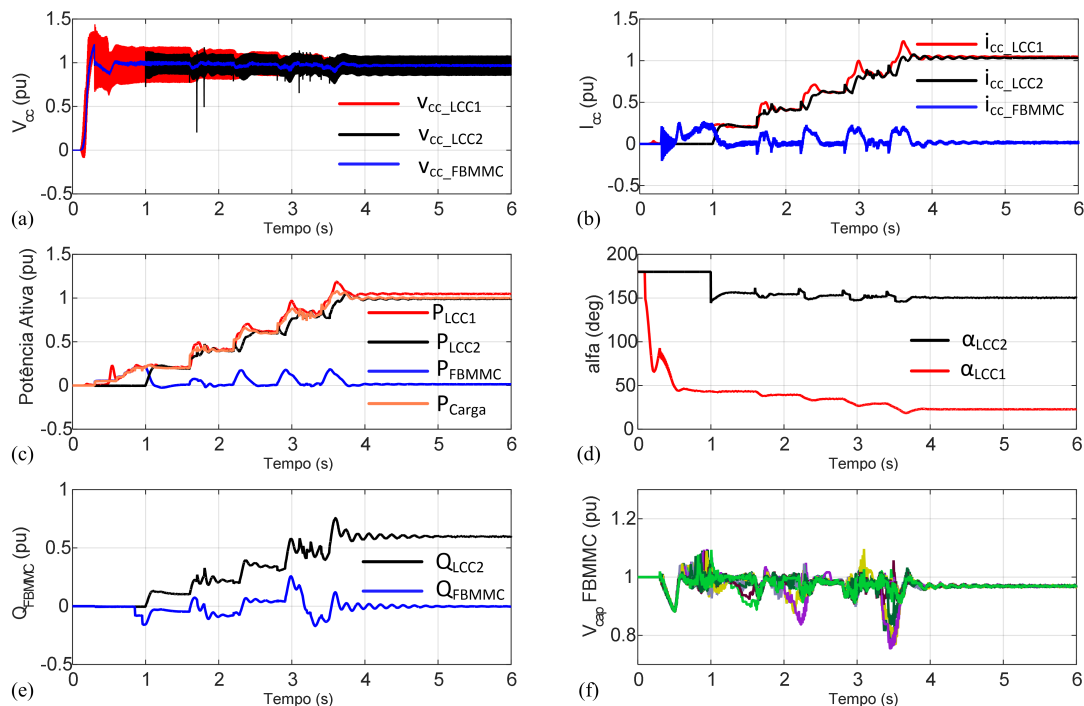


Figura 4.15: *Black start* do HVDC híbrido multiterminal com LCC e FBMMC em paralelo: (a) tensões cc; (b) correntes cc; (c) potência ativa; (d) ângulos de disparo  $\alpha_{LCC1}$  e  $\alpha_{LCC2}$ ; (e) potência reativa medida nos terminais CA do LCC2 e do FBMMC; (f) tensões nos capacitores do FBMMC.

A Figura 4.15(a) mostra as tensões CC durante o processo de partida. É importante pontuar que os valores em pu para o FBMMC seguem a base do sistema, logo, como este



Tabela 4.3: Resumo da sequência de eventos na operação de *black start*.

Instante	Evento
0,1 s	Início da rampa de tensão para LCC1
0,3 s	Inicialização do FBMMC para 50 MW de carga (5% da potência base)
0,4 s	Conexão do FBMMC
0,6 s	Conexão de 50 MW de carga
0,7 s	Conexão de 50 MW de carga
0,8 s	Conexão de 50 MW de carga
0,85 s	Conexão de filtro de 11 <sup>o</sup> harmônico - 75 Mvar
0,95 s	Conexão de filtro de 13 <sup>o</sup> harmônico - 75 Mvar
1,0 s	Conexão do LCC2
1,6 s	Conexão de 200 MW de carga
1,7 s	Conexão de banco capacitivo - 75 Mvar
1,8 s	Conexão de filtro de 24 <sup>o</sup> harmônico - 75 Mvar
2,2 s	Conexão de 200 MW de carga
2,8 s	Conexão de 200 MW de carga
3,1 s	Conexão de banco capacitivo - 75 Mvar
3,15 s	Conexão de filtro de 11 <sup>o</sup> harmônico - 75 Mvar
3,2 s	Conexão de filtro de 13 <sup>o</sup> harmônico - 75 Mvar
3,25 s	Conexão de filtro de 24 <sup>o</sup> harmônico - 75 Mvar
3,4 s	Conexão de 200 MW de carga

conversor tem potência nominal de 30% do valor nominal do sistema, espera-se que as medidas de corrente e potências ativa e reativa não ultrapassem 0,3 pu. A Figura 4.15(b) mostra as correntes CC, em que pode ser observado que a corrente CC que atravessa o FBMMC não ultrapassa o limite previsto de 0,3 pu. A Figura 4.15(c) mostra as potências ativas medidas nos terminais CA dos conversores LCC2, FBMMC e da carga; e a potência medida no terminal CC do LCC1. Ao final do carregamento, toda a potência da carga é alimentada pelo LCC2. A Figura 4.15(d) mostra os ângulos de disparo dos LCC. A Figura 4.15(e) mostra as medidas de potência reativa nos terminais CA dos conversores LCC2 e FBMMC, em que, ao final do carregamento, toda a potência reativa do LCC2 fica a cargo dos filtros, liberando capacidade do FBMMC. A Figura 4.15(f) mostra as tensões nos capacitores do FBMMC.

A Figura 4.16(a) mostra as tensões medidas no ponto de conexão do LCC2 e do FBMMC com a carga, cujas variações mais significativas se dão devido à conexão dos filtros CA. A Figura 4.16(b) mostra a frequência CA do sistema que é controlada pelo regulador de inércia virtual. As Figuras 4.16(c-f) mostram as correntes CA medidas na carga, no LCC2, no FBMMC e nos filtros CA, respectivamente, durante todo o processo de *black start*. É possível observar que as correntes do FBMMC não ultrapassam seu valor nominal de 0,3 pu quando medidas na base do sistema (1000MW). As Figuras 4.16(g-j) mostram as correntes CA já em regime permanente, onde pode-se observar que as cor-

rentes providas à carga aparecem com baixo teor de harmônicos, absorvidos pelos filtros passivos. Já a corrente do FBMMC é quase nula no regime permanente, uma vez que a referência do LCC2 supre toda a carga.

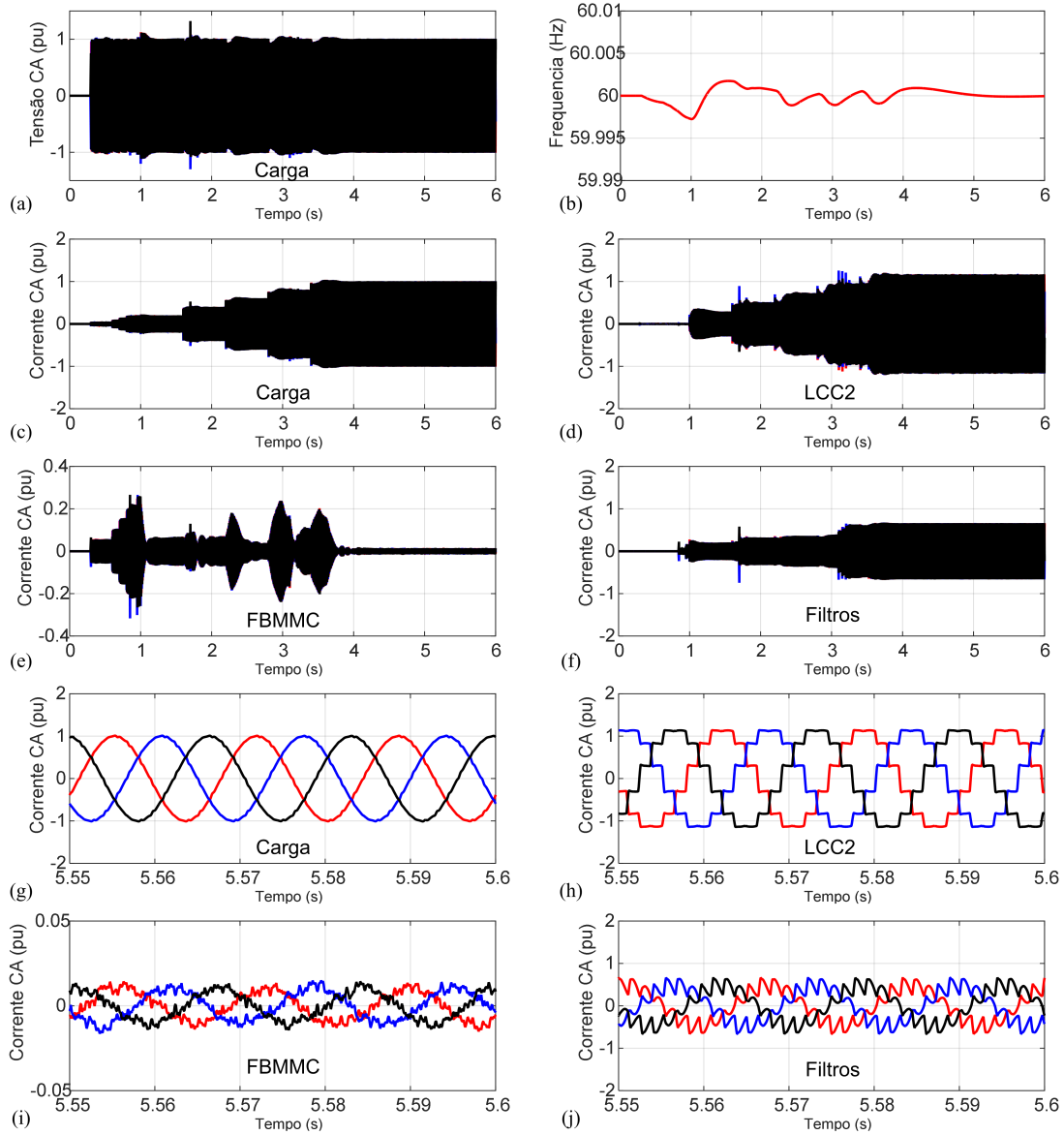


Figura 4.16: *Black start* do HVDC híbrido multiterminal com LCC e FBMMC em paralelo: (a) tensões CA no barramento de conexão com a carga; (b) frequência ca; (c) correntes CA - Carga; (d) correntes CA - LCC2; (e) correntes CA - FBMMC; (f) correntes CA - Filtros; (g) correntes CA - Carga; (h) correntes CA - LCC2; (i) correntes CA - FBMMC; (j) correntes CA - Filtros.

### 4.3.2 Rejeição de Carga

A Figura 4.17 mostra o comportamento do sistema frente a variações de carga negativa. No instante  $t = 6s$ , a carga é reduzida em 50 MW, o que não faz a ordem de potência do LCC2 ser alterada. Com isso, a potência excedente volta pelo FBMMC, aliviando o

LCC1, como observado nas Figuras 4.17(b), (c) e (d). No instante  $t = 7s$ , a carga rejeita mais 200 MW, o que faz a ordem de potência do LCC2 cair para 0.8 pu.

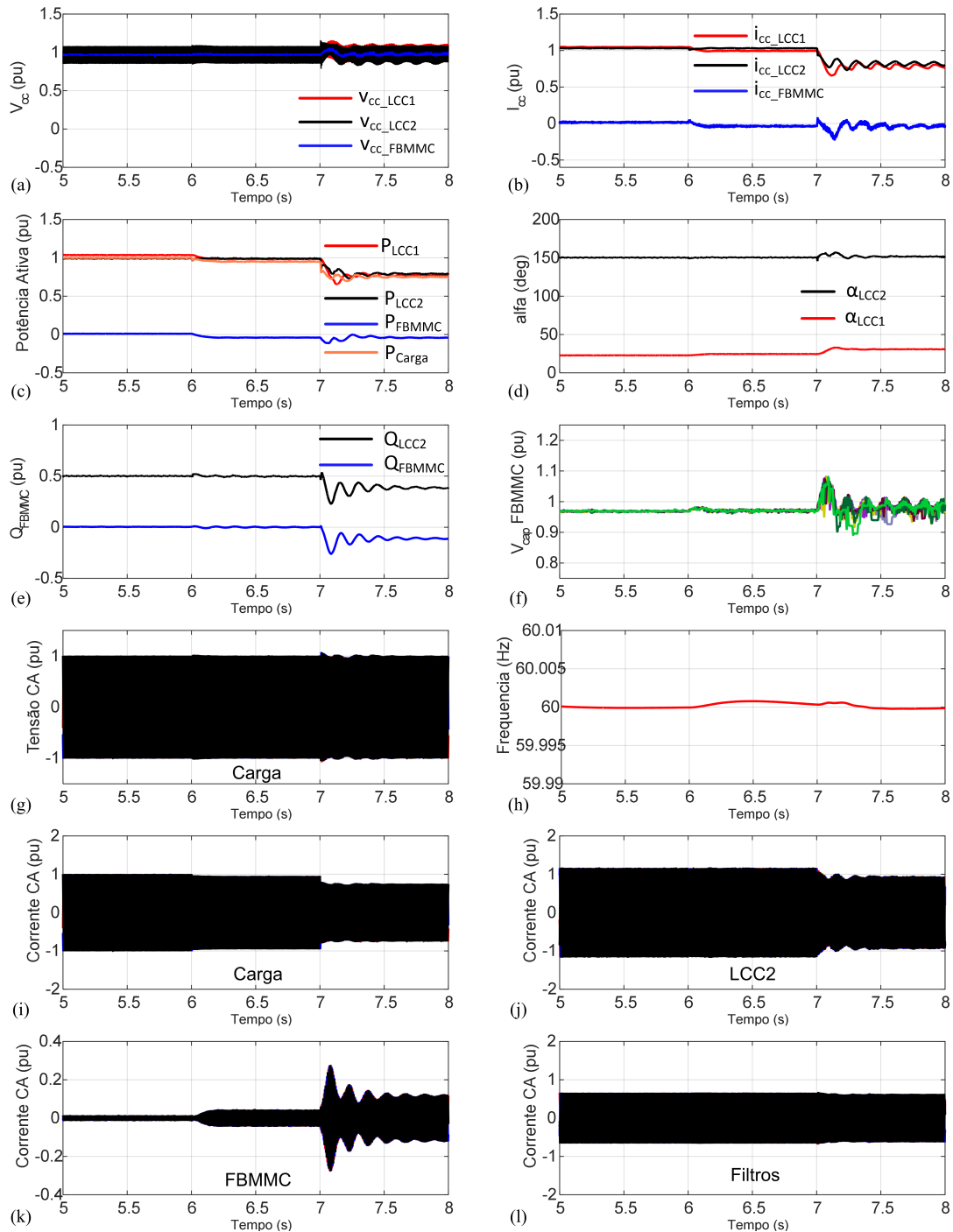


Figura 4.17: *Black start* do HVDC híbrido multiterminal com LCC e FBMMC em paralelo: (a) tensões cc; (b) correntes cc; (c) potência ativa; (d) ângulos de disparo  $\alpha_{LCC1}$  e  $\alpha_{LCC2}$ ; (e) potência reativa medida nos terminais CA do LCC2 e do FBMMC; (f) tensões nos capacitores do FBMMC; (g) tensões CA no barramento de conexão com a carga; (h) frequência ca; (i) correntes CA - Carga; (j) correntes CA - LCC2; (k) correntes CA - FBMMC; (l) correntes CA - Filtros.

Na Figura 4.17(a) pode ser observado que a oscilação da tensão medida no terminal do LCC1 aumenta em amplitude, consequência do aumento de  $\alpha_{LCC1}$ . Porque a potência

reativa indutiva demandada pelo LCC2 diminuiu e nenhum filtro foi desativado, após o instante  $t=7s$ , o FBMMC fornece uma corrente CA mais elevada para suprir a demanda de potência reativa dos filtros como pode ser visto na Figura 4.17(k). O aumento da potência reativa fornecida pelo FBMMC pode ser observado na Figura 4.17(e). Com isso, a tensão nos capacitores também é afetada devido à alta corrente reativa solicitada pelos filtros, como observado na Figura 4.17(f). Uma variação positiva de tensão nos capacitores é observada com ênfase após a rejeição de 200 MW, o que ocorre pois o fluxo de energia passa a ser para dentro do FBMMC.

A Figura 4.17(g) mostra as tensões CA na barra de conexão do LCC2 e do FBMMC com a carga. As rejeições de carga não afetam de forma significativa a amplitude das tensões. A variação de frequência vista na Figura 4.17(h) é positiva, como esperado em resposta a uma rejeição de carga. As Figuras 4.17(i), (j) e (l) mostram o alívio nas correntes CA medidas na carga, no LCC2 e nos filtros, respectivamente.

A partir dos resultados apresentados na Figura 4.17, nota-se que o sistema se comporta de maneira similar com relação à rejeição e ao aumento de carga.

### 4.3.3 Curto-Circuito CA

A ocorrência de um curto-circuito CA muito próximo a um LCC pode provocar falha de comutação nesse conversor, o que impede o mesmo de operar normalmente. Com efeito, faz-se necessário um procedimento de religamento, pois o fluxo de energia através do LCC é interrompido como parte do procedimento de proteção [65]. A Figura 4.18 mostra o ponto onde foi aplicado um curto-circuito trifásico e os elementos de sistema necessários para proteger os conversores contra esse tipo de ocorrência que foram omitidos na Figura 4.14. Uma chave para conexão do FBMMC à linha CC (ch) é usada para isolar este conversor durante o processo de reenergização da linha CC que é promovido pelo LCC1. Note-se que esta chave não opera como um disjuntor CC, apenas como chave seccionadora para operar sem corrente. O disjuntor CA (DJ) do FBMMC é usado para conexão ao sistema somente após o controle de tensão e frequência ter sido inicializado. O disjuntor CA do LCC2 é fundamental para eliminar a corrente de curto-circuito, pois é por este conversor que flui sua maior parte. Por fim, outro elemento fundamental nesse caso é o resistor de amortecimento ou descarga da linha CC - também adotado em [73]. Este componente serve para descarregar a energia da linha CC após a sobrecorrente provocada pelo curto-circuito CA ser eliminada.

A coordenação da operação dos componentes de proteção em conjunto com os conversores é fundamental para a proteção do circuito, eliminação da corrente de curto-circuito, e posterior reenergização do sistema. Em vista do modelo equivalente de um LCC discutido em [74], após a ocorrência de um curto trifásico próximo ao LCC, a tensão CC também é rapidamente reduzida a zero. Com efeito, um fluxo de corrente saindo do

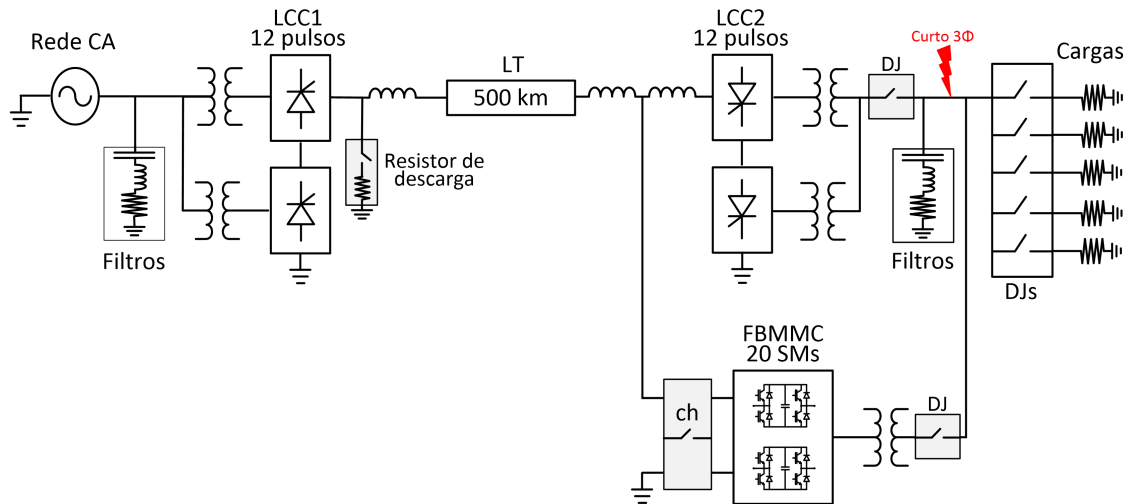


Figura 4.18: Diagrama do sistema HVDC híbrido multiterminal com elementos de proteção contra curtos-circuitos CA.

FBMMC em direção ao LCC2 tende a aparecer com uma derivada limitada principalmente pelo reator de alisamento, o que evidencia a importância do ponto escolhido para conexão paralela entre o FBMMC e o LCC2. Além disso, o fluxo de corrente CC oriundo do LCC1 também aumenta devido a repentina queda de tensão CC do LCC2.

A Figura 4.19 mostra o comportamento do sistema proposto nesta seção frente a um curto-circuito trifásico que ocorre no instante 3,5s na barra de conexão com a carga como mostrado na Figura 4.18. É importante notar que os valores em pu para o FBMMC seguem a base do sistema para apresentação nos gráficos, logo, assim como nas seções 4.3.1 e 4.3.2, espera-se que as medidas de corrente e potências ativa e reativa não ultrapassem 0,3 pu. Com efeito, correntes acima de 0,6 pu ativam os sistemas de proteção.

A estratégia de proteção consiste na coordenação da ação dos diversos componentes como mencionado no parágrafo anterior. Primeiramente, a detecção do curto-circuito pode ser feita tanto pelo lado CC como pelo lado CA, seja por afundamento da tensão ou sobrecorrente, o que ultrapassar o limiar de segurança primeiro. Assim como nos estudos de curto-circuito CC, é considerado um atraso de 1 ms para os controladores dos conversores responderem à detecção do curto-circuito.

A ação de proteção adotada para o FBMMC foi o bloqueio das chaves. Como observa-se na Figura 4.19(a), há um rápido crescimento da corrente CC do FBMMC no sentido do LCC2. O mesmo não é observado no lado CA do FBMMC, como mostrado na Figura 4.19(g), cujo transitório de corrente não ultrapassou 0,6 pu antes do bloqueio das chaves do conversor. Uma solução considerando as capacidades de controle de tensão CC e CA desacoplados não foi observada por alguns motivos. Primeiramente, não faz diferença do ponto de vista do sistema CA, uma vez que um total religamento é necessário após a eliminação da corrente de curto-circuito. Além disso, do ponto de vista do sistema CC, permutar o controle para controle de corrente CC não elimina a necessidade de um

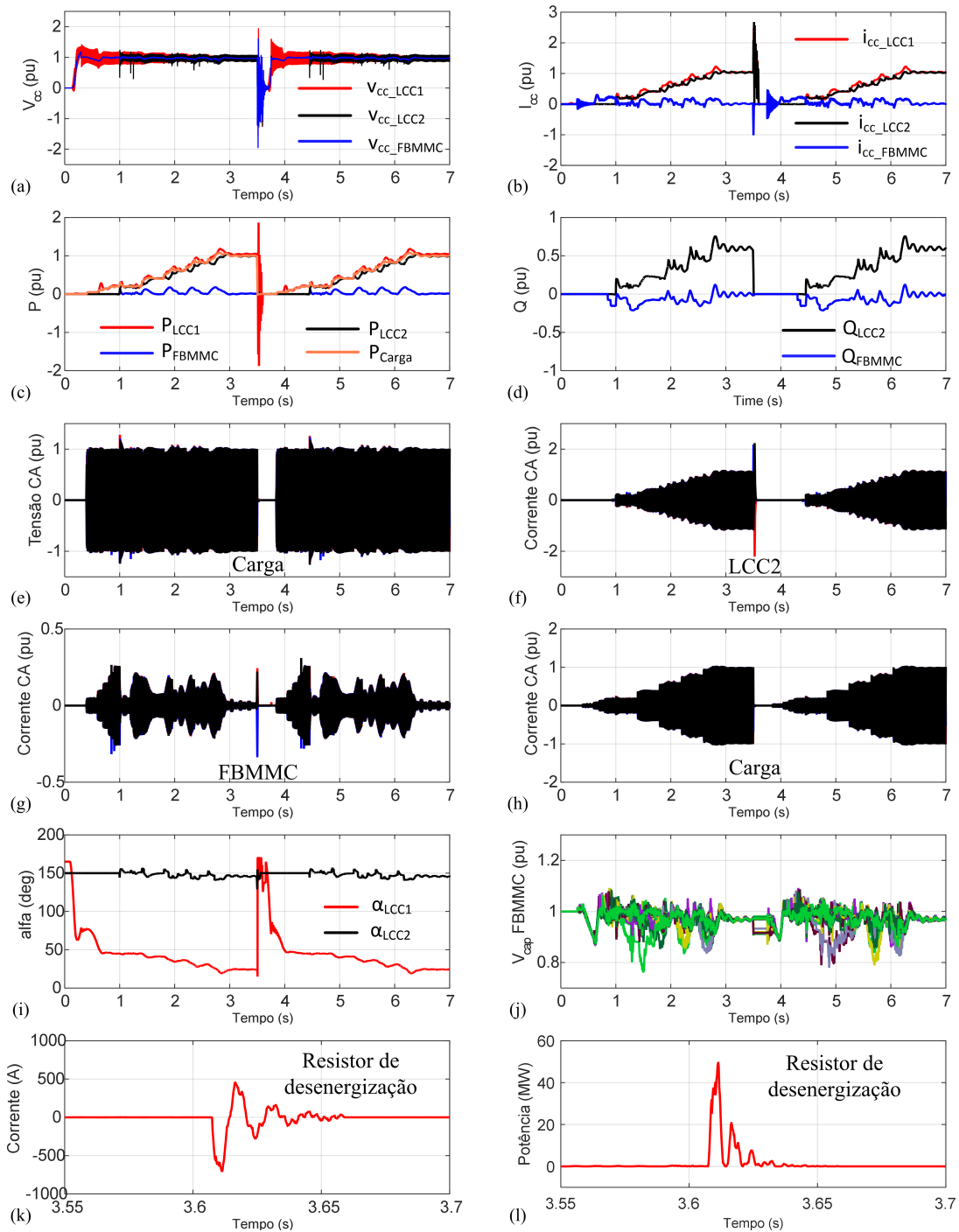


Figura 4.19: Comportamento do HVDC híbrido multiterminal frente à ocorrência de um curto-circuito CA após o *black start*: (a) tensões cc; (b) correntes cc; (c) potência ativa nas barras CA do FBMMC, do LCC2, das cargas e potência ativa no terminal CC do LCC1; (d) potência reativa medida nas barras CA do LCC2 e do FBMMC; (e) tensões na barra CA de conexão com as cargas; (f) correntes nos terminais CA do LCC2; (g) corrente nos terminais CA do FBMMC; (h) correntes na barra CA de conexão com as carga; (i) ângulos de disparo para o LCC1 e para o LCC2; (j) tensões nos capacitores de uma perna do FBMMC; (k) corrente no resistor de desenergização; (l) potência dissipada no resistor de desenergização.

resistor de descarga conectado ao LCC1. Outra opção seria permutar o controle para controle de tensão CC, o que demanda uma coordenação com o controle do LCC1, uma vez

que este exerce o controle da tensão CC até o instante do curto-circuito. Devido ao atraso de comunicação causado pela distância entre essas estações, tal opção tende a ser inviável para atuação contra contingências severas como o curto-circuito trifásico discutido nesta seção.

As Figuras 4.19(c) e (d) mostram as potências ativas e reativas em pontos de interesse do circuito. Após a eliminação do curto-circuito, a reinicialização ocorre de maneira similar ao primeiro carregamento. A Figura 4.19(e) mostra as tensões CA medidas no ponto onde aplica-se o curto-circuito. Observa-se que a inicialização do sistema tanto antes como após a contingência se dão com tensão CA nominal, o que se deve à operação do DJ CA do FBMMC coordenada para ocorrer após o rampeamento do controle de tensão e frequência. As Figuras 4.19(f), (g) e (h) mostram as correntes CA medidas nas barras do LCC2, do FBMMC e de conexão com a carga. Dentre estas, apenas na Figura 4.19(f) observa-se um transitório acima do critério de sobrecorrente de 2 pu.

A Figura 4.19(j) mostra as tensões nos capacitores dos SM de uma perna do FBMMC. Observa-se que a corrente de curto-circuito que flui para o lado CC não provocou variação significativa nas tensões dos capacitores, A Figura 4.21 mostra no detalhe que a queda de tensão nos capacitores foi menor que 0,1 pu.

As Figuras 4.19(k) e (l) mostram a corrente e potência ativa dissipada no resistor de amortecimento, respectivamente. Observa-se que o pico de corrente foi inferior a 1000 A (0,5 pu) e o pico de potência ativa foi inferior a 50 MW (0,05 pu). Admitindo-se que a área do gráfico da Figura 4.19(l) pode ser aproximada por um triângulo com base de 20 ms e altura de 50 MW, a energia dissipada no resistor de amortecimento foi de 0,5 MJ.

A detecção do curto-circuito CA pelo no LCC1 se dá a partir das medições de corrente e tensão CC, como no caso de um curto-circuito CC. Logo, o que ocorrer primeiro, seja ultrapassagem da corrente CC por 2 pu, seja queda de tensão abaixo de 40%, serve para ativar a proteção nesse conversor. A ação de proteção para o LCC1 foi a de regular a tensão CC em zero. Porém, como visto na seção 4.2.3, e também na Figura 4.20(a), a capacidade que o LCC tem de controlar a tensão é limitada. Assim, somente após a abertura do disjuntor CA do LCC2 a corrente CC é eliminada. Com efeito, somente após essa abertura do disjuntor CA do LCC2 a tensão CC é descarregada pela conexão do resistor de amortecimento. Na Figura 4.19(i) é possível observar, ainda, que o comportamento do ângulo de disparo  $\alpha_1$  do LCC1 é similar ao da operação no modo de retardo forçado que foi utilizado na seção 4.2 para proteção contra curtos-circuitos CC.

A Figura 4.20(a) mostra o detalhe das tensões CC durante o curto-circuito CA trifásico, incluindo o instante de acionamento do resistor de amortecimento, que ocorre apenas após a eliminação da corrente de curto-circuito. A Figura 4.20(b) mostra o detalhe das correntes CC durante o curto-circuito CA trifásico. Observa-se também que a corrente CC do FBMMC atinge 1 pu no sentido da rede CC, corrente suficiente para ativar o sistema de proteção.

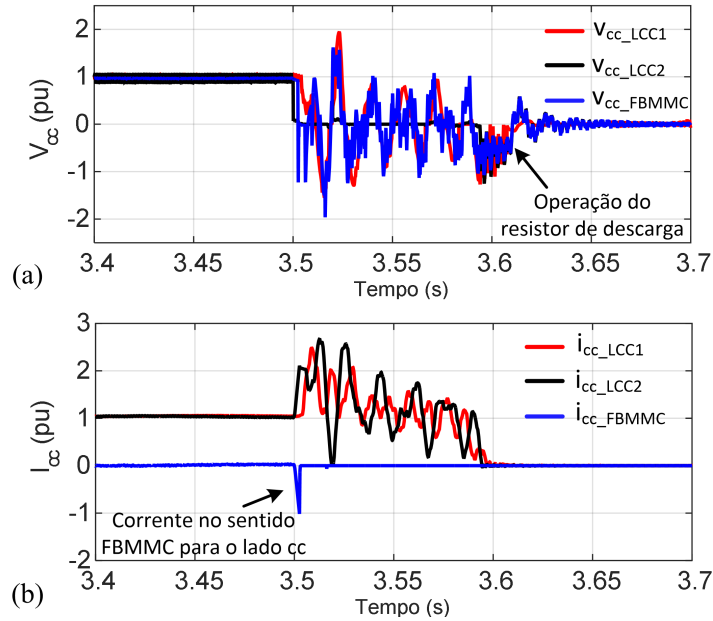


Figura 4.20: Comportamento do HVDC híbrido multiterminal frente à ocorrência de um curto-circuito CA após o *black start*: (a) detalhe das tensões cc; (b) detalhe das correntes CC.

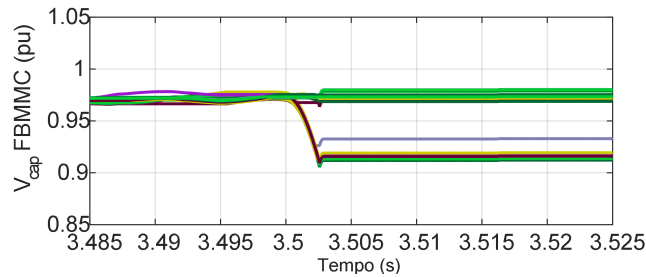


Figura 4.21: Tensões dos capacitores dos SM do FBMNC no momento do curto-circuito trifásico.

A ação de proteção para o LCC2 foi de desligar o fornecimento de pulsos para o conversor. Apesar de a Figura 4.19(i) apresentar um valor fixo para  $\alpha_2$  durante a eliminação do curto, não foram enviados pulsos de disparo durante esse período.

## 4.4 Discussões

A seção 4.1 apresentou uma análise da operação de reversão de potência para um sistema terminal híbrido ponto a ponto com um LCC e um FBMNC. Esse estudo empregou as técnicas discutidas no Capítulo 2 para controle de FBMNC e no Capítulo 3 para controle de LCC e os conceitos básicos para efetuar a reversão. Com efeito, foi mostrado o efeito da contribuição com relação ao controle de tensão dos capacitores para operação no modo Statcom.

A seção 4.2 apresentou uma série de simulações de curtos-circuitos CC com o intuito de validar a estratégia de eliminação da corrente de curto-circuito CC que foi discutida no



Capítulo 3. O sistema base para o estudo foi composto por um LCC e dois FBMMC. Os resultados mostraram que os FBMMC conseguem isolar as tensões do lado CC e CA, o que é útil durante curtos-circuitos, pois com isso é possível manter o controle da potência reativa. Quanto à melhor estratégia para controlar a corrente de curto-circuito, conclui-se que a melhor opção é adotar o esquema proposto em [41] em que um dos FBMMC opera como controlador mestre por controlar a tensão CC. Nos casos em que, ao invés disso, o LCC foi usado no modo controle de tensão CC, os tempos de resposta contra os curtos-circuitos CC foram maiores. Note-se também que, devido aos tempos para detecção serem maiores, os curtos-circuitos mais preocupantes do ponto de vista de cada conversor são os mais afastados do conversor e/ou de maior impedância.

A seção 4.3 mostrou como funciona o sistema proposto com um FBMMC em paralelo com um LCC inversor. Os controles adotados para o FBMMC nesta seção diferem dos adotados nas seções 4.1 e 4.2, pois nessa configuração o FBMMC opera no modo controle de tensão e frequência. Com efeito, o conversor passa a dispor de características de máquinas síncronas, porém perde algumas funcionalidades quando comparado com a operação nos modos de controle de tensão CC ou de potência ativa. Uma funcionalidade que se perde é a capacidade de operar com tensão CC e CA desacopladas. Ao controlar tensão e frequência como descrito na seção 2.4, não é possível evitar que distúrbios do lado CA afetem o lado CC e vice-versa. Com isso, no estudo de curto-circuito CA apresentado na seção 4.3.3 foi possível adotar o mesmo esquema de detecção de curto-circuito adotado na seção 4.2 para curtos-circuitos CC para o conversor mais LCC1 que estava mais distante da contingência.

Além de ser capaz de promover o *black start* do LCC e ajudar no controle de tensão CA, o FBMMC também pode ser usado para transmissão de potência ativa após o estabelecimento de outras fontes de geração conectadas ao sistema CA. Naturalmente, para realizar tal cenário é necessário que o retificador seja capaz de operar com a potência do LCC inversor somada a do FBMMC.

# Capítulo 5

## Considerações Finais

### 5.1 Conclusões

As principais contribuições deste trabalho envolvem o uso do FBMMC para aplicações em conjunto com conversores LCC em sistemas híbridos, mas é possível, naturalmente, operar FBMMC em sistemas não híbridos. Desta feita, espera-se que este tipo de conversor seja contemplado na prospecção dos novos projetos de sistemas HVDC no Brasil, visto que os já existentes e os prováveis próximos também poderão ser somente com LCC, e, como já mencionado, estes sistemas HVDC apresentam características que podem ser casadas com o uso de FBMMC para melhorar o desempenho do sistema elétrico como: linhas aéreas de cabos não isolados sujeitos a curtos-circuitos cc; conexão de pontos muito distantes; e percentual significativo da potência instalada do sistema brasileiro.

A aplicação de conversores do tipo FBMMC em sistemas HVDC híbridos foi discutida em três situações diferentes, todas com potencial aproveitamento no sistema brasileiro. Os sistemas HVDC-LCC existentes no país promovem a transmissão de cerca de 20 GW para o sudeste e - como estes só operam com boa qualidade da tensão se houver uma rede CA bem maior que 20 GW - podem afetar a operação do sistema. Com isso, a instalação de FBMMC seja próximo a um LCC existente ou a construir, pode promover uma melhora sensível na qualidade da tensão e na estabilidade do sistema, reduzindo a chance de apagões, ou em caso de apagões, pode ajudar a promover o *black start*. A possibilidade de reversão de potência em curto tempo e sem necessidade de permutação de conexões mecânicas apresentada como tecnicamente viável no estudo aqui tratado, representa outro potencial ganho operacional ao permitir que energia seja transmitida no sentido do centro de geração para facilitar o armazenamento de energia em reservatórios.

As análises sobre curtos-circuitos CC na configuração de HVDC multiterminal com um LCC e dois FBMMC mostraram a robustez desse sistema contra o curto-circuito CC em linhas aéreas; qualidade que, junto à eficiência e à flexibilidade do conversor, são

critérios fundamentais na tomada de decisão quanto à construção de sistemas HVDC. Uma das contribuições foi mostrar que o uso do FBMMC como controlador da tensão CC acelera a eliminação da corrente de curto-circuito CC, reduzindo as perdas (por não transmissão) durante esse tipo de contingência. Além disso, a operação no modo Statcom durante o curto-circuito CC como discutido favorece a estabilidade do sistema CA, reduzindo o esforço que é exigido do sistema para manutenção da operação. Com isso, as perdas nas linhas de transmissão CA para compensação de reativos são menores se comparadas as do LCC.

Mesmo melhorando a estabilidade do sistema interligado e sua qualidade de tensão, o uso de FBMMC não é garantia total contra apagões no sistema elétrico. A carga média do sistema brasileiro nos últimos meses tem sido de cerca de 80 GW (dados do histórico de geração do ONS). Uma vez que os sistemas HVDC do Brasil podem transmitir até 20 GW, sua contribuição pode ser significativa em caso de apagões. Entretanto, como discutido anteriormente, o LCC depende da tensão da rede CA para partir, o que compromete a velocidade com que os sistemas HVDC podem contribuir para a recuperação do sistema. O sistema híbrido proposto com um FBMMC em paralelo com um LCC permite o *black start* do HVDC convencional de forma muito mais rápida. Enquanto geradores síncronos, após terem partido, podem precisar de alguns minutos para energizar o sistema, o sistema proposto pode ser inicializado, inicialmente, em segundos como mostrado nos estudos deste trabalho, acelerando consideravelmente a retomada do sistema de potência.

Voltando os olhos para o local, o grupo de pesquisa e o laboratório de eletrônica de potência, espera-se que não somente as contribuições mais específicas apresentadas possam ajudar outros pesquisadores e engenheiros, como também que: a discussão sobre as formas básicas de controle de HBMMC e FBMMC; a discussão e justificativa para o controle de curtos-circuitos cc; a discussão e justificativa para os modelos e componentes escolhidos para a proposta de configuração capaz de realizar um *black start*; a forma e a organização do trabalho sirvam para facilitar e acelerar os próximos trabalhos de pesquisa nessa linha, seja para pesquisa acadêmica, seja para prospecção e estudos de caso de novos projetos de engenharia envolvendo os elementos discutidos.

## 5.2 Trabalhos Futuros

O estudo de sistemas HVDC híbridos multiterminais está em voga principalmente em países continentais como Brasil, China e Austrália. A expectativa é de aumento da demanda por estudos para diferentes configurações híbridas. No Brasil, sistemas multiterminais incluindo conversores MMC continuarão a ser estudados. Devido aos problemas de estabilidade e qualidade de energia causados pelo *multi-infeed* de vários sistemas HVDC-LCC com terminais no sudeste, alguns trabalhos futuros envolvem avaliar geograficamente e eletricamente as melhores formas de minimizar essa questão aplicando

configurações híbridas ou não com MMC.

O método de seleção dos SM para balanceamento das tensões dos capacitores é robusto, apresenta estabilidade para todas as transições, porém, carece de uma etapa com limitação de banda. Alguns projetos podem demandar mínima variação de tensão nos capacitores. Posto isso, acrescentar um controle de banda pode resolver essa questão, ao custo de um maior número de chaveamentos.

Com relação ao estudo de curtos-circuitos CC, o dimensionamento ótimo dos indutores de alisamento dos FBMMC é um trabalho importante, e que vai depender de considerações quanto à capacidade de corrente dos SM transitoriamente. Além disso, tendo em vista a operação do conversor no modo Statcom durante o curto-circuito, avaliar o quanto isso ajuda o sistema.

Com relação ao estudo de *black start*, um trabalho futuro envolve a conexão de outras fontes geradoras com o intuito de ver o comportamento do sistema no momento das conexões e, ainda, verificar em que momento o controle do LCC2 poderia abandonar o critério de seguir a carga e manter ordem de potência fixa.

# Referências Bibliográficas

- [1] SELICK, R. L., ÅKERBERG, M. “Comparison of HVDC Light (VSC) and HVDC Classic (LCC) site aspects, for a 500MW 400kV HVDC transmission scheme”, *10th IET International Conference on AC and DC Power Transmission (ACDC 2012)*, 2012.
- [2] WESTERMANN, D., VAN HERTEM, D., REAL, G., et al. *Voltage source converter (VSC) HVDC for power transmission—economic aspects and comparison with other AC and DC technologies*. France, Cigré, 2012.
- [3] PORTUGAL, P. M. M. *Transmissão em Corrente Contínua com Tecnologia Híbrida Multiterminal de Conversores Fonte de Tensão e Corrente*. Tese de doutorado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2014.
- [4] CHEN, W., LI, H., WU, Z. “Western China energy development and west to east energy transfer: Application of the Western China Sustainable Energy Development Model”, *Energy Policy*, v. 38, n. 11, pp. 7106–7120, 2010.
- [5] GRAHAM, J., KUMAR, A., BILEDT, G. “HVDC power transmission for remote hydroelectric plants”. In: *CIGRE SC B4 colloquium on Role of HVDC FACTS and Emerging Technologies in Evolving Power System*, 2005.
- [6] ZHAO, Z., IRAVANI, M. R. “Application of GTO voltage source inverter in a hybrid HVDC link”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 9, n. 1, pp. 369–377, 1994.
- [7] TANG, G., XU, Z. “A LCC and MMC hybrid HVDC topology with DC line fault clearance capability”, *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, v. 62, pp. 419–428, 2014. ISSN: 01420615. doi: 10.1016/j.ijepes.2014.04.045.
- [8] PORTUGAL, P. M. M., WATANABE, E. H., MACEDO, N. J. P. “Study and development of a hybrid HVDC System composed by current and voltage source converters”. In: *XIII Symposium of Specialists in Electric Operational and Expansion Planning*, Foz do Iguaçu, Brazil, 18-21 May, 2014.

- [9] LEE, Y., CUI, S., KIM, S., et al. “Control of hybrid HVDC transmission system with LCC and FB-MMC”. In: *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2014*, pp. 475–482, 2014. ISBN: 9781479956982. doi: 10.1109/ECCE.2014.6953432.
- [10] GUO, C., ZHAO, C. “Supply of an Entirely Passive AC Network Through a Double-Infed HVDC System”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 11, pp. 2835–2841, 2010.
- [11] MIDTSUND, T., LANGELAND, T., BECKER, A., et al. “Experience from a bipolar HVDC system with a Voltage Source Converter and a Line Commutating Converter”. In: *CIGRE Session 46: 2016 International Conference on Large High Voltage Electric Systems*. Council on Large Electric Systems (CIGRE), 2016.
- [12] XU, Z., WANG, S., XIAO, H. “Hybrid high-voltage direct current topology with line commutated converter and modular multilevel converter in series connection suitable for bulk power overhead line transmission”, *IET Power Electronics*, v. 9, n. 12, pp. 2307–2317, 2016. ISSN: 1755-4535. doi: 10.1049/iet-pel.2015.0738.
- [13] NGUYEN, M. H., SAHA, T. K., EGHBAL, M. “Hybrid multi-terminal LCC HVDC with a VSC Converter: A case study of Simplified South East Australian system”. In: *IEEE Power and Energy Society General Meeting, 2012*. ISBN: 9781467327275. doi: 10.1109/PESGM.2012.6345360.
- [14] GEMMELL, B., DORN, J., RETZMANN, D., et al. “Prospects of multilevel VSC technologies for power transmission”. In: *Transmission and Distribution Conference and Exposition, 2008. T&D. IEEE/PES*, pp. 1–16. IEEE, 2008.
- [15] HAUGLAND, P. “It’s time to connect: Technical description of HVDC Light®technology”, *ABB, Tech. Rep*, v. 7, 2008.
- [16] FERREIRA, J. R. B. L. *Transmissão em Corrente Contínua com Conversor Multinível Modular em Ponte Semicompleta*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2014.
- [17] WATANABE, E. H., LEBRE, J. R., M., P. P. M. “Semi-fullbridge Modular Multilevel Converter: An Inherent DC Fault Current Limiting Topology”. In: *CIGRE Session 46: 2016 International Conference on Large High Voltage Electric Systems*. Council on Large Electric Systems (CIGRE), 2016.
- [18] JIANG, H., EKSTROM, A. “Harmonic cancellation of a hybrid converter”, *IEEE transactions on power delivery*, v. 13, n. 4, pp. 1291–1296, 1998.

- [19] LESNICAR, A., MARQUARDT, R. “An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range”. In: *Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna*, v. 3, pp. 6—pp. IEEE, 2003.
- [20] MARQUARDT, R. “Modular Multilevel Converter: An universal concept for HVDC-Networks and extended DC-bus-applications”. In: *2010 International Power Electronics Conference - ECCE Asia -, IPEC 2010*, pp. 502–507, 2010. ISBN: 9781424453955. doi: 10.1109/IPEC.2010.5544594.
- [21] ZHANG, J., ZHAO, C. “The research of SM topology with DC fault tolerance in MMC-HVDC”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 30, n. 3, pp. 1561–1568, 2015.
- [22] NAMI, A., WANG, L., DIJKHUIZEN, F., et al. “Five level cross connected cell for cascaded converters”. In: *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on*, pp. 1–9. IEEE, 2013.
- [23] DAHMEN, C., MARQUARDT, R. “Progress of High Power Multilevel Converters : Combining Silicon and Silicon Carbide Future progress concerning Double submodules Novel submodule topology ( Si , SiC )”, , n. May, pp. 16–18, 2017.
- [24] MARQUARDT, R. “Modular multilevel converters: State of the art and future progress”, *IEEE Power Electronics Magazine*, v. 5, n. 4, pp. 24–31, 2018. ISSN: 23299215. doi: 10.1109/MPPEL.2018.2873496.
- [25] MERLIN, M. M. C., GREEN, T. C., MITCHESON, P. D., et al. “A new hybrid multi-level voltage-source converter with DC fault blocking capability”. In: *AC and DC Power Transmission, 2010. ACDC. 9th IET International Conference On*, pp. 1–5. IET, 2010.
- [26] FELDMAN, R., TOMASINI, M., CLARE, J. C., et al. “A hybrid voltage source converter arrangement for HVDC power transmission and reactive power compensation”. In: *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010), 5th IET International Conference on*, pp. 1–6. IET, 2010.
- [27] LI, P., ADAM, G. P., HOLLIDAY, D., et al. “Controlled Transition Full-bridge Hybrid Multilevel Converter with Chain-links of Full-bridge Cells”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 1, pp. 23–38, 2017.
- [28] SURIYAARACHCHI, D. H., KARAWITA, C., MOHADDES, M. “Tapping existing LCC-HVdc systems with Voltage Source Converters”, *IEEE Power and Energy Society General Meeting*, v. 2016-Novem, pp. 1–5, 2016. ISSN: 19449933. doi: 10.1109/PESGM.2016.7741731.

- [29] WENIG, S., GOERTZ, M., PRIETO, J., et al. “Effects of DC fault clearance methods on transients in a full-bridge monopolar MMC-HVDC link”. In: *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe*, pp. 850–855, 2016. ISBN: 9781509043033. doi: 10.1109/ISGT-Asia.2016.7796496.
- [30] FAWZI, M., BRIZ, F., KALAS, A. E. “DC short circuit ride-through strategy for a full-bridge MMC HVDC transmission system”, *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2017 ECCE Europe*, v. 2017-Janua, pp. 1–10, 2017. doi: 10.23919/EPE17ECCEEurope.2017.8099057.
- [31] YING, H., WEIHUANG, H., MING, L., et al. “Steady-state Control Strategy of Multi-terminal Hybrid UHVDC Keywords Characteristic of the multi-terminal hybrid UHVDC”, *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, pp. 1–10, 2017.
- [32] BAHRMAN, M., BJORKLUND, P. E. “The new black start: System restoration with help from voltage-sourced converters”, *IEEE Power and Energy Magazine*, v. 12, n. 1, pp. 44–53, 2014. ISSN: 15407977. doi: 10.1109/MPE.2013.2285592.
- [33] NAUSHATH, M. H., RAJAPAKSE, A. D., GOLE, A. M., et al. “Energization and regulation of a hybrid HVDC grid with LCC and VSC”, *2017 IEEE Electrical Power and Energy Conference, EPEC 2017*, v. 2017-October, pp. 1–6, 2018. doi: 10.1109/EPEC.2017.8286225.
- [34] LI, G., LIANG, J., JOSEPH, T., et al. “Start-up and Shut-down Strategies of Hybrid LCC/VSC DC Grids”, *2nd IEEE Conference on Energy Internet and Energy System Integration, EI2 2018 - Proceedings*, pp. 1–5, 2018. doi: 10.1109/EI2.2018.8582543.
- [35] ANDERSEN, B. R., XU, L. “Hybrid HVDC system for power transmission to island networks”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 19, n. 4, pp. 1884–1890, 2004.
- [36] XUE, Y., YANG, C., ZHANG, X. P. “Investigation of black start capability of LCC HVDC system with controllable capacitors”. In: *12th IET International Conference on AC and DC Power Transmission (ACDC 2016)*, pp. 1–6, 2016. doi: 10.1049/cp.2016.0453.
- [37] LI, Y., LUO, L., REHTANZ, C., et al. “Realization of reactive power compensation near the LCC-HVDC converter bridges by means of an inductive filtering



- method”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 9, pp. 3908–3923, 2012. ISSN: 08858993. doi: 10.1109/TPEL.2012.2189587.
- [38] KHAZAEI, J., IDOWU, P., ASRARI, A., et al. “Review of HVDC control in weak AC grids”, *Electric Power Systems Research*, v. 162, n. May, pp. 194–206, 2018. ISSN: 03787796. doi: 10.1016/j.epsr.2018.05.022.
- [39] LEBRE, J. R., DIAS, R. F., WATANABE, E. H. “POD-PWM applied to circulating current control in HVDC-MMC based system”. In: *Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), 2015 IEEE 13th Brazilian*, pp. 1–5, Fortaleza, 2015. IEEE.
- [40] LEBRE, J. R., WATANABE, E. H. “Fullbridge MMC control for hybrid HVDC systems”. In: *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, pp. 1–6, Juiz de Fora, 2017. doi: 10.1109/COBEP.2017.8257270.
- [41] LEBRE, J., PORTUGAL, P., WATANABE, E. “Hybrid HVDC (H2VDC) System Using Current and Voltage Source Converters”, *Energies*, v. 11, n. 6, pp. 1323, 2018. ISSN: 1996-1073. doi: 10.3390/en11061323. Disponível em: <<http://www.mdpi.com/1996-1073/11/6/1323>>.
- [42] TU, Q., XU, Z., XU, L. “Reduced Switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 26, n. 3, pp. 2009–2017, 2011. ISSN: 08858977. doi: 10.1109/TPWRD.2011.2115258.
- [43] MOON, J. W., KIM, C. S., PARK, J. W., et al. “Circulating current control in MMC under the unbalanced voltage”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 28, n. 3, pp. 1952–1959, 2013. ISSN: 08858977. doi: 10.1109/TPWRD.2013.2264496.
- [44] TEODORESCU, R., BLAABJERG, F., LISERRE, M., et al. “Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters”, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, v. 153, n. 5, pp. 750–762, 2006. doi: 10.1049/ip-epa.
- [45] RICHTER, S. A., DONCKER, R. W. D. “Digital Proportional-Resonant ( PR ) Control with Anti-Windup Applied to a Voltage-Source Inverter”, *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–10, 2011.
- [46] CRISPINO, L. F., ROLIM, L. G. B. “Model predictive control of a modular multi-level converter with a reduced number of states”. In: *2017 Brazilian Power*

*Electronics Conference (COBEP)*, pp. 1–6, Juiz de Fora, nov 2017. doi: 10.1109/COBEP.2017.8257227.

- [47] QIN, J., SAEEDIFARD, M. “Predictive control of a modular multilevel converter for a back-to-back HVDC system”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 27, n. 3, pp. 1538–1547, 2012. ISSN: 08858977. doi: 10.1109/TPWRD.2012.2191577.
- [48] RODRIGUEZ, J., CORTES, P. *Predictive control of power converters and electrical drives*, v. 40. United Kingdom, John Wiley & Sons, 2012.
- [49] KOURO, S., BERNAL, R., MIRANDA, H., et al. “High-performance torque and flux control for multilevel inverter fed induction motors”, *IEEE Trans. on Power Electr.*, v. 22 (6), n. 6, pp. 2116–2123, 2007. ISSN: 08858993. doi: 10.1109/TPEL.2007.909189.
- [50] ZENG, R., XU, L., YAO, L., et al. “Pre-charging and DC Fault Ride-Through of Hybrid MMC Based HVDC Systems”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. PP, n. 99, pp. 1, 2014. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2014.2360042.
- [51] LIN, W., JOVICIC, D., NGUEFEU, S., et al. “Full-Bridge MMC Converter Optimal Design to HVDC Operational Requirements”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 31, n. 3, pp. 1342–1350, 2016. ISSN: 08858977. doi: 10.1109/TPWRD.2015.2475130.
- [52] HAILESELASSIE, T. M. *Control of multi-terminal VSC-HVDC systems*. Master’s thesis, Norwegian University of Science and Technology, Trondheim, 2008.
- [53] ILVES, K., ANTONOPOULOS, A., NORRGA, S., et al. “Steady-state analysis of interaction between harmonic components of arm and line quantities of modular multilevel converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 1, pp. 57–68, 2012. ISSN: 08858993. doi: 10.1109/TPEL.2011.2159809.
- [54] SHARIFABADI, K., HARNEFORS, L., NEE, H. P., et al. *Design, control and application of modular multilevel converters for HVDC transmission systems*. 2016. ISBN: 9781118851555 (ISBN); 9781118851562 (ISBN). doi: 10.1002/9781118851555.
- [55] MOON, J.-W., GWON, J.-S., PARK, J.-W., et al. “Model predictive control with a reduced number of considered states in a modular multilevel converter for HVDC system”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 30, n. 2, pp. 608–617, 2015.

- [56] LIN, W., JOVCIC, D., NGUEFEU, S., et al. “Full-Bridge MMC Converter Optimal Design to HVDC Operational Requirements”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 31, n. 3, pp. 1342–1350, 2016.
- [57] HARNEFORS, L., ANTONOPOULOS, A., NORRGA, S., et al. “Dynamic analysis of modular multilevel converters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 7, pp. 2526–2537, 2013.
- [58] ANTONOPOULOS, A., ÄNGQUIST, L., HARNEFORS, L., et al. “Global asymptotic stability of modular multilevel converters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 2, pp. 603–612, 2014.
- [59] ADAM, G. P., DAVIDSON, I. E. “Robust and generic control of full-bridge modular multilevel converter high-voltage DC transmission systems”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 30, n. 6, pp. 2468–2476, 2015.
- [60] ROCABERT, J., LUNA, A., BLAABJERG, F., et al. “Control of Power Converters in AC Microgrids”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 11, pp. 4734–4749, 2012.
- [61] CHANDORKAR, M. C., DIVAN, D. M., ADAPA, R. “Control of parallel connected inverters in standalone ac supply systems”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 29, n. 1, pp. 136–143, 1993. ISSN: 19399367. doi: 10.1109/28.195899.
- [62] GAMBÔA, L. C. *Conversores De Tensao Sem Intercomunicação Rápida Conectados Em Microrredes Desbalanceadas*. Tese de doutorado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2015.
- [63] ZHONG, Q.-C., WEISS, G. “Synchronverters: Inverters That Mimic Synchronous Generators”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 4, pp. 1259–1267, apr 2011. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2010.2048839.
- [64] GUAN, M., PAN, W., ZHANG, J., et al. “Synchronous Generator Emulation Control Strategy for Voltage Source Converter ( VSC ) Stations”, *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 30, n. 1, pp. 1–9, 2015. ISSN: 0885-8950. doi: 10.1109/TPWRS.2014.2384498.
- [65] KIM, C. K., SOOD, V. K., JANG, G. S., et al. *HVDC Transmission: Power Conversion Applications in Power Systems*. 2009. ISBN: 9780470822951. doi: 10.1002/9780470822975.
- [66] NAKAJIMA, T., IROKAWA, S. “A control system for HVDC transmission by voltage sourced converters”. In: *1999 IEEE Power Engineering Society Summer*

*Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.99CH36364)*, v. 2, pp. 1113–1119 vol.2, 1999. doi: 10.1109/PESS.1999.787474.

- [67] HAILESELASSIE, T. M., UHLEN, K. “Impact of DC Line Voltage Drops on Power Flow of MTDC Using Droop Control”, *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 27, n. 3, pp. 1441–1449, 2012. ISSN: 0885-8950. doi: 10.1109/TPWRS.2012.2186988.
- [68] MOKHBERDORAN, A., CARVALHO, A., LEITE, H., et al. “A review on HVDC circuit breakers”. In: *3rd Renewable Power Generation Conference (RPG 2014)*, pp. 1–6, 2014. doi: 10.1049/cp.2014.0859.
- [69] NORRGA, S., ÄNGQUIST, L., ILVES, K., et al. “Decoupled Steady-State Model of the Modular Multilevel Converter with Half-bridge Cells”. In: *6th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012)*, pp. 1–6, 2012. doi: 10.1049/cp.2012.0232.
- [70] ARENTZ, D. S., CASTELLANO, U. F., LTDA, J. E. “Sobrecarga Harmônica e Implantação de Sistema de Monitoramento e Alarme nas Subestações de Ibiúna e Foz do Iguaçu de Furnas”. In: *Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica - SBQEE*, v. 55, pp. 399 – 404, Aracaju, 2003.
- [71] BAUER, J. G., WISSEN, M., GUTT, T., et al. “New 4.5 kV IGBT and diode chip set for HVDC Transmission Applications”. In: *PCIM Europe*, pp. 60–67, 2014. ISBN: 9783800736034.
- [72] SAAD, H., PERALTA, J., DENNETIERE, S., et al. “Dynamic Averaged and Simplified Models for MMC-Based HVDC Transmission Systems”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 28, n. 3, pp. 1723–1730, 2013.
- [73] LI, G., LIU, W., JOSEPH, T., et al. “Control Strategies of Full-Voltage to Half-Voltage Operation for LCC and Hybrid LCC/MMC based UHVDC Systems”, *Energies*, v. 12, n. 4, pp. 742, 2019. ISSN: 1996-1073. doi: 10.3390/en12040742. Disponível em: <<http://www.mdpi.com/1996-1073/12/4/742>>.
- [74] SHORE, N. L., ANDERSSON, G., CANELHAS, A. P., et al. “A three-pulse Model of D.C. Side Harmonic Flow in HVDC Systems”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 4, n. 3, pp. 1945–1954, 1989. ISSN: 02721724. doi: 10.1109/MPER.1989.4310839.

## Apêndice

Neste apêndice são apresentadas as tabelas com os parâmetros usados nas simulações discutidas no Capítulo 4.

A Tabela 1 mostra os parâmetros usados nos estudos da seção 4.1 e da seção 4.2. No caso da seção 4.1, os parâmetros do FBMMC 2 podem ser desconsiderados, pois somente um FBMMC é utilizado. Além disso, a distância adotada entre o LCC e o FBMMC foi de 500 km, ao invés de 1000 km para o caso MTDC da seção 4.2.

A Tabela 2 mostra os parâmetros usados na seção 4.3 para a simulação de *black start* do sistema proposto com LCC e FBMMC em paralelo.

Quanto ao modelo de rede CA equivalente adotado, considerou-se o circuito com um L série da fonte ( $L_s$ ) e um ramo RL paralelo ( $R_p$  e  $L_p$ ) em série com  $L_s$ . O transformador do LCC é de 3 enrolamentos. Os parâmetros foram concentrados nos 2 secundários ( $R_{tr_{LCC}}$  e  $L_{tr_{LCC}}$ ). Os parâmetros de resistência e indutância dos transformadores dos FBMMC são, respectivamente,  $R_{tr_{FBMMC}}$  e  $L_{tr_{FBMMC}}$ .

Quanto ao ambiente de simulação eletromagnética, o passo de integração adotado em todos os estudos foi fixo de  $10\mu s$ . Além disso, para aproximar o controle de balanço dos capacitores de uma situação real, a verificação da lógica de seleção não foi feita a cada iteração, mas a cada 20 iterações, o que reduziu sensivelmente a duração das simulações por reduzir o número de operações de chaveamento.

Quanto aos ganhos dos controladores, os parâmetros dos PI dos LCC e dos FBMMC dos estudos das seções 4.1, 4.2 e 4.3 estão apresentados, respectivamente, nas Tabelas 3, 4 e 5. Os parâmetros dos PR para controle de corrente circulante estão apresentados na Tabela 6.

Tabela 1: Parâmetros do Sistema HVDC híbrido multiterminal com 1 LCC e 2 FBMMC para estudos de curto-circuito CC.

Items	Valores
Tensão nominal CC	500 kV
Tensão dos sistemas CA	280 kV
Potência Nominal do Sistema CA	1000 MVA
Indutância $L_s$ da fonte CA dos FBMMC)	28 mH
Resistência $R_p$ da rede CA dos FBMMC)	6,205 $\Omega$
Indutância $L_p$ da rede CA dos FBMMC)	13 mH
Relação de transformação dos transformadores dos FBMMC	280/280
Resistência $R_{tr_{FBMMC}}$ (1000 MVA)	0,001 pu
Indutância $L_{tr_{FBMMC}}$ (1000 MVA)	0,15 pu
Relações de transformação do transformador do LCC	220/220/345
Resistência $R_{tr_{LCC}}$ (1200 MVA)	0,0025 pu
Indutância $L_{tr_{LCC}}$ (1200 MVA)	0,15 pu
Número de SM por braço dos FBMMC	20
Tensão nominal dos SM	25 kV
Capacitância no lado CC do SM	1mF
Indutância dos braços dos FBMMC	25 mH
Constante de Inércia dos FBMMC (1000 VA)	37,5 ms
Comprimento da linha entre o LCC e o FBMMC1	1000 km
Comprimento da linha entre o FBMMC1 e o FBMMC2	200 km
Reatância de alisamento do LCC	500 mH
Reatância de alisamento do FBMMC1 e o FBMMC2	50 mH
Resistência equivalente da linha CC	0.0398 $\Omega$ /km
Indutância equivalente da linha CC	0.00104 H/km
Capacitância equivalente da linha CC	112,88 $\mu$ F/km
Atraso de resposta da detecção de curto-circuito CC	1 ms
impedância de curto-circuito CC	1 $\Omega$

Tabela 2: Parâmetros do Sistema HVDC multiterminal com 2 LCC e 1 FBMMC para *black start* de carga passiva.

Items	Valores
Tensão nominal CC	500 kV
Tensão dos sistemas CA	280 kV
Potência Nominal do Sistema CA	1000 MVA
Relação de transformação dos transformadores dos FBMMC	280/280
Resistência $R_{tr_{FBMMC}}$ (300 MVA)	0,001 pu
Indutância $L_{tr_{FBMMC}}$ (300 MVA)	0,15 pu
Relações de transformação do transformador do LCC 2	200/200/345
Resistência $R_{tr_{LCC}}$ (1200 MVA)	0,0025 pu
Indutância $L_{tr_{LCC}}$ (1200 MVA)	0,10 pu
Número de SM por braço dos FBMMC	20
Tensão nominal dos SM	25 kV
Capacitância no lado CC do SM	1mF
Indutância dos braços dos FBMMC	25 mH
Constante de Inércia dos FBMMC (300 MVA)	125 ms
Potência máxima da carga	1000 MW
Potência total dos filtros de 11° harmônico	150 Mvar
Potência total dos filtros de 13° harmônico	150 Mvar
Potência total dos filtros de 24° harmônico	150 Mvar
Potência total dos bancos capacitivos	150 Mvar
Comprimento da linha CC	500 km
Resistência equivalente da linha CC	0.0398 $\Omega$ /km
Indutância equivalente da linha CC	0.00104 H/km
Capacitância equivalente da linha CC	112,88 $\mu$ F/km
Resistência de amortecimento	100 $\Omega$

Tabela 3: Ganhos dos controladores no estuda da seção 4.1.

Conversor	Ganho	Valor
LCC	$K_p$	0,5
LCC	$K_i$	20
FBMMC	$K_p$ para $V_{cc}^*$	0,1
FBMMC	$K_i$ para $V_{cc}^*$	50
FBMMC	$K_p$ para $Q^*$	0,1
FBMMC	$K_i$ para $Q^*$	100
FBMMC	$K_p$ para $i_d^*$ e $i_q^*$	2
FBMMC	$K_i$ para $i_d^*$ e $i_q^*$	1

Tabela 4: Ganhos dos controladores no estudo da seção 4.2.

Conversor	Ganho	Valor
LCC	$Kp$	0,5
LCC	$Ki$	35
FBMMC 1	$Kp$ para $V_{cc}^*$	0,1
FBMMC 1	$Ki$ para $V_{cc}^*$	100
FBMMC 2	$Kp$ para $P^*$	0,2
FBMMC 2	$Ki$ para $P^*$	100
FBMMC 1 e 2	$Kp$ para $Q^*$	0,1
FBMMC 1 e 2	$Ki$ para $Q^*$	100
FBMMC 1 e 2	$Kp$ para $i_d^*$ e $i_q^*$	2
FBMMC 1 e 2	$Ki$ para $i_d^*$ e $i_q^*$	1
FBMMC 2	$Kp$ para $i_{cc}^*$	0,2
FBMMC 2	$Ki$ para $i_{cc}^*$	100

Tabela 5: Ganhos dos controladores no estudo da seção 4.3.

Conversor	Ganho	Valor
LCC 1	$Kp$	0,5
LCC 1	$Ki$	35
LCC 2	$Kp$	1
LCC 2	$Ki$	10
FBMMC	$Kp$ para $V_d^*$ e $V_q^*$	1
FBMMC	$Ki$ para $V_d^*$ e $V_q^*$	100
FBMMC	$Kp$ para $i_d^*$ e $i_q^*$	1
FBMMC	$Ki$ para $i_d^*$ e $i_q^*$	30

Tabela 6: Ganhos dos controladores PR.

Ganho	Valor
$Kp$	10
$Kr$	200
$\omega_c$	0,02
$\omega_0$	$2 * \pi * 120$