UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO–USP
ESCOLA POLITÉCNICA

Nayara Yuko Suzuki

**Estudo de controle e proteção para
sistemas de transmissão HVDC
multiterminais baseados em conversores
modulares multiníveis**

São Paulo
2018

Nayara Yuko Suzuki

**Estudo de controle e proteção para
sistemas de transmissão HVDC
multiterminais baseados em conversores
modulares multiníveis**

Dissertação de mestrado apresentada à Escola Politécnica para a obtenção do título de Mestre em Ciências.

Área de concentração: Sistemas Elétricos de Potência

Orientador: Prof. Dr. Renato Machado Monaro

São Paulo

2018

Catálogo-na-publicação

Suzuki, Nayara

Estudo de controle e proteção para sistemas de transmissão HVDC multiterminais baseados em conversores modulares multiníveis / N. Suzuki -- São Paulo, 2018.

111 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

1.Transmissão de energia elétrica (proteção) 2.Transmissão de energia elétrica (sistemas) 3.Transmissão de energia elétrica por corrente contínua 4.Altíssima tensão I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II.t.

Agradecimentos

À minha família e amigos por me acolherem e oferecerem apoio quando preciso.

Ao meu orientador, por seu amplo suporte, paciência e generosidade que se estendem desde o meu trabalho de conclusão de curso na graduação até a conclusão deste trabalho.

Aos colegas de laboratório, por sempre se disponibilizarem a ajudar e pela palavra amiga em tempos difíceis.

Aos professores Denis V. Coury e Lourenço Matakas Jr., por suas valiosas contribuições durante etapa de qualificação deste trabalho.

Ao colega Vinícius A. Lacerda da EESC-USP, pela sua ajuda em pontos fundamentais durante este trabalho.

Resumo

Suzuki, N. Y. **Estudo de controle e proteção para sistemas de transmissão HVDC multiterminais baseados em conversores modulares multiníveis.** 109 p. Dissertação de mestrado – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, 2018.

O crescente interesse por sistemas de transmissão do tipo *VSC-based HVDC* (VSC-HVDC) como alternativa aos atuais tem levado à necessidade de estudos sobre o principal desafio associado à sua implantação, que é o desenvolvimento de um esquema de proteção que seja rápido e que identifique a zona de proteção na qual uma eventual falta tenha ocorrido, respeitando-se assim o princípio de seletividade. Para estudo de um sistema de proteção que atenda a estes requisitos, foi utilizada neste trabalho uma rede com quatro terminais e transmissão *High-Voltage Direct Current* (HVDC), implementada com conversores modulares multiníveis (*Modular Multilevel Converter* (MMC)) e simulada em situações de contingência. Grandezas medidas nos elos de Corrente Contínua (CC) ligados a um dos terminais foram utilizadas para identificar a ocorrência de uma contingência na rede e então para decidir se trata-se de uma falta interna à zona de proteção considerada na análise. Para classificar as faltas em interna ou externa, observaram-se os espectros dos sinais de tensão CC em um terminal, calculados sobre uma janela do sinal através de *Fast Fourier Transform* (FFT), para várias situações de falta. Destes espectros, notou-se que uma característica varia de acordo com a distância da falta até o terminal, com o fato de a falta ser interna ou externa e com a resistência de falta. Através desta característica, denominada aqui “frequência de centro de massa”, foi possível distinguir as faltas internas com resistências de falta baixas do restante dos eventos testados. Considerando-se apenas este parâmetro, não foi possível classificar corretamente faltas internas com resistência de falta muito alta.

Palavras-chave: Transmissão de energia elétrica (proteção). Transmissão de energia elétrica (sistemas). Transmissão de energia elétrica por corrente contínua. Alta tensão.

Abstract

Suzuki, N. Y. **Control and protection study of multiterminal HVDC transmission systems based on modular multilevel converters.** 109 p. Master Thesis – Polytechnic School, University of São Paulo, 2018.

The growing interest in *VSC-based HVDC* (VSC-HVDC) transmission systems as an alternative to the current ones has required studies about the the main challenge associated with its application, which is the development of a protection scheme that is able to both fast and efficiently determine the protection zone where a fault may have happened so as to achieve selectivity. In order to study a protection system that complies with those requirements, a *High-Voltage Direct Current* (HVDC) transmission system with four terminals implemented with *Modular Multilevel Converter* (MMC) converters was simulated under contingency condition. Electrical quantities measured in one of the terminal's *Direct Current* (DC) links were used to determine the occurrence of a fault event in the system, as well as to decide whether that event belonged to the protection zone considered in the analysis. Spectra obtained via *Fast Fourier Transform* (FFT) over a window of the DC voltage measured in one of the terminals were observed in order to discriminate between internal and external fault events. From these observations, it was noticed that a certain characteristic, named here “center of mass frequency”, varies according to the distance between the fault location and the terminal, fault resistance, as well as whether that the fault is either internal or external to the analysed protection zone. By using this characteristic, it was possible to tell internal faults with low resistance fault from other events. Considering this parameter only, it was not possible to correctly classify internal faults with high fault resistance.

Keywords: Electrical energy transmission (protection). Electrical energy transmission (systems). Direct current electrical energy transmission. High Voltage.

Lista de ilustrações

Figura 1	Diagrama básico de um terminal.	27
Figura 2	Conversor <i>Voltage Source Converter</i> (VSC) de dois níveis.	29
Figura 3	Conversor VSC de três níveis.	30
Figura 4	Topologia do conversor MMC.	31
Figura 5	Conversor do tipo <i>half bridge</i>	32
Figura 6	Conversor do tipo <i>full bridge</i>	32
Figura 7	Configuração monopolar assimétrica.	32
Figura 8	Configuração monopolar simétrica.	33
Figura 9	Configuração bipolar.	33
Figura 10	Modos de operação de um submódulo	35
Figura 11	Exemplo de MMC ($N = 4$).	36
Figura 12	Modelo médio por fase do MMC.	38
Figura 13	Níveis de controle para a operação de um MMC.	41
Figura 14	Controle vetorial.	41
Figura 15	Diagrama de blocos do laço interno.	42
Figura 16	Esquema do controle de correntes.	43
Figura 17	Diagrama de blocos do laço externo de controle de tensão CC.	44
Figura 18	Esquema do controle de tensão CC.	45
Figura 19	Esquema do controle de correntes circulantes.	46
Figura 20	Esquema do controle do conversor incluindo o de corrente circulante.	47
Figura 21	Diagrama de blocos do controle de corrente circulante.	47
Figura 22	Técnicas de modulação para conversores multiníveis.	48
Figura 23	Técnicas <i>Pulse-Width Modulation</i> (PWM) para o MMC.	50
Figura 24	Portadoras em <i>Carrier-Disposition PWM</i> (CD-PWM).	51
Figura 25	Portadoras dente-de-serra.	52
Figura 26	Portadoras do tipo <i>Phase-Shifted Carrier</i> (PSC).	52
Figura 27	Algoritmo de balanceamento de cargas com chaveamento reduzido.	54

Figura 28	Sistema teste utilizado nas simulações.	58
Figura 29	Terminal do sistema estudado.	59
Figura 30	Região do sistema entre o conversor e o início dos elos (Terminal 1). . .	60
Figura 31	Região do sistema entre o conversor e o início dos elos (Terminal 2). . .	60
Figura 32	Controle interno do Terminal 1.	64
Figura 33	Controle interno do Terminal 4.	64
Figura 34	Controle externo do Terminal 1.	65
Figura 35	Controle externo do Terminal 4.	65
Figura 36	Desempenhos dos controles no Terminal 3.	66
Figura 37	Desempenho do controle das correntes circulantes no Terminal 3. Caso 1.	67
Figura 38	Gráfico de tensões sobre capacitores na fase B do Terminal 3.	67
Figura 39	Esquema de uma rede MTDC com quatro terminais.	71
Figura 40	FFTs das janelas de tensão para cada caso simulado.	76
Figura 41	Exemplo do espectro de frequências da tensão CC com a linha CC em falta.	77
Figura 42	Localização das zonas de proteção estudadas.	78
Figura 43	Gráfico da evolução de f_{CM} para todos os testes (Zona 12_2).	81
Figura 44	Gráfico da evolução da f_{CM} para todos os testes (Zona 24_2).	81
Figura 45	Medidas para a proteção de 12_2: f_{CM} para o sistema em pontos de operação distintos.	82
Figura 46	Medidas para a proteção de 24_2: f_{CM} para o sistema em pontos de operação distintos.	82
Figura 47	f_{CM} para faltas com resistências.	83
Figura 48	Fluxograma do algoritmo para a classificação das faltas.	84
Figura 49	Derivadas das correntes I_{dc_p} e I_{dc_n} para faltas CC (Zona 12_2).	85
Figura 50	Derivadas das correntes I_{dc_p} e I_{dc_n} para faltas CC (Zona 24_2).	86
Figura 51	Derivadas das correntes I_{dc_p} e I_{dc_n} para faltas CA.	86
Figura 52	Deteção e classificação de falta (faltas polo-terra, Zona 12_2).	87
Figura 53	Sinais para a detecção de falta (faltas polo-terra com resistência de falta, Zona 12_2).	88
Figura 54	Sinais para a detecção de falta (faltas no elo CA).	89
Figura 55	Sinais para a detecção de falta (faltas polo-polo no Cabo 13, Zona 12_2). .	90
Figura 56	Sinais para a detecção de falta (faltas polo-polo no Cabo 13, Zona 24_2). .	91
Figura 57	Ilustração da transformada de Clark.	103
Figura 58	Vetor projetado no sistema dq	104

Lista de tabelas

Tabela 1	Constantes dos Proporcional Integrals (PIs) do controle interno.	43
Tabela 2	Parâmetros das redes e dos conversores.	59
Tabela 3	Parâmetros das redes e dos conversores.	61
Tabela 4	Parâmetros dos cabos.	61
Tabela 5	Parâmetros dos controladores PI.	63
Tabela 6	Parâmetros dos controladores PR.	63
Tabela 7	Pontos de operação dos conversores.	79

Lista de siglas

ADC *Analog-to-Digital Converter*

ARM *Advanced RISC Machine*

AC *Alternating Current*

CA *Corrente Alternada*

CC *Corrente Contínua*

CD-PWM *Carrier-Disposition PWM*

CIGRÉ *Conseil International des Grands Réseaux Électriques*

DAC *Digital-to-Analog Converter*

DC *Direct Current*

DMA *Direct Memory Access*

FACTS *Flexible AC Transmission System*

FPGA *Field Programmable Gate Array*

FFT *Fast Fourier Transform*

GTAO *Giga-Transceiver Analogue Output*

GTAI *Giga-Transceiver Analogue Input*

GTDI *Giga-Transceiver Digital Input*

GTO *Gate Turn-Off Thyristor*

GPIO *General Purpose Input Output*

HVDC *High-Voltage Direct Current*

IGBT *Insulated-Gate Bipolar Transistor*

LCC *Line-Commutated Converter*

LCC-HVDC *LCC-based HVDC*

LCF limitador de corrente de falta

MMC *Modular Multilevel Converter*

MMC-HVDC *MMC-based HVDC*

MOSFET *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*

MTDC *Multi-Terminal HVDC*

NLM *Nearest Level Modulation*

NPC *Neutral-Point Clamped*

PD *Phase Disposition*

POD *Phase Opposition Disposition*

APOD *Alternate Phase Opposition Disposition*

PI Proporcional Integral

PR Proporcional Ressonante

PID Proporcional Integral Derivativo

PIL *processor-in-the-loop*

PLL *Phase-Locked Loop*

PSC *Phase-Shifted Carrier*

PSC-PWM *Phase-Shifted Carrier-Based PWM*

p.u. Por Unidade

PWM *Pulse-Width Modulation*

RSCAD *RTDS Simulator Software*

RTDS *Real Time Digital Simulator*

SHE *Selective Harmonic Elimination*

SHE-PWM *Selective Harmonic Elimination PWM*

SIN Sistema Integrado Nacional

SOC *System on a Chip*

SPWM *Sinusoidal Pulse Width Modulation*

SVM *Space Vector Modulation*

VSC *Voltage Source Converter*

VSC-HVDC *VSC-based HVDC*

XLPE *Cross Linked Polyethylene*

Lista de símbolos

a	Parâmetro de projeto para ajuste dos parâmetros de um PI através do método do Ótimo Simétrico
$\delta I_{dc_p,n}$	Derivada da corrente CC calculada no instante atual e no instante do passo anterior nos polos positivo ou negativo
I_N	Corrente no braço inferior de uma fase
I_P	Corrente no braço superior de uma fase
I_{2f}	Amplitude da componente de segunda harmônica das correntes circulantes
I_{dc}	Corrente no elo CC
I_{gd}	Corrente CA projetada no eixo d do sistema dq
I_{gq}	Corrente CA projetada no eixo q do sistema dq
L'	Indutância equivalente de uma fase vista pela fonte CA
L_g	Indutância equivalente da rede CA vista pelo conversor
L_{arm}	Indutância em um braço de uma fase
P	Potência ativa
Q	Potência reativa
R'	Resistência equivalente de uma fase vista pela fonte CA
R_g	Resistência equivalente da rede CA vista pelo conversor
R_{arm}	Resistência equivalente em um braço de uma fase
t_{janela}	Tamanho (intervalo de tempo) da janela do sinal considerado para cálculo da FFT

t_{passo}	Período de amostragem
V_c	Tensão na saída do conversor
V_g	Tensão da rede CA
V_{ce_d}	Tensão equivalente das fases do conversor projetada no eixo d do sistema dq
V_{ce_q}	Tensão equivalente das fases do conversor projetada no eixo q do sistema dq
V_{dc}	Tensão de polo a polo no elo CC
V_{gd}	Tensão CA projetada no eixo d do sistema dq
V_{gq}	Tensão CA projetada no eixo q do sistema dq
f_g	Frequência da rede CA
f_{sw}	Frequência da portadora utilizada no PWM
K_{p_i}	Ganho proporcional do controlador PI do controle de correntes
N_{sm}	Número de submódulos por braço
P^{ref}	Referência da potência ativa
Q^{ref}	Referência da potência reativa
T_a	Constante de tempo de atraso da portadora
T_{eq}	Constante de tempo da função de transferência do laço interno quando aproximado para uma função de transferência de primeira ordem
T_{p_i}	Constante de tempo integral do controlador PI do controle de correntes
$t_{s,10}$	Tempo de acomodação da função de transferência do laço interno para critério de 10%
V_{dc}^{ref}	Referência da tensão CC

Sumário

1	Introdução	21
1.1	Proteção	22
1.2	Justificativa	24
1.3	Objetivos	24
1.4	Organização do documento	25
2	Sistemas VSC-HVDC	27
2.1	Componentes do VSC-HVDC	27
2.2	Conversores fonte de tensão	28
2.2.1	Topologias de conversores	28
2.3	Sistemas HVDC	31
2.4	Conversores multinível modulares – Operação	33
2.4.1	Topologia e nomenclatura	34
2.4.2	Princípios de funcionamento	34
3	MMC – Modelagem, dimensionamento e controle	37
3.1	Modelo matemático	37
3.1.1	Correntes circulantes	39
3.2	Controle	40
3.2.1	Controle Interno de correntes	42
3.2.2	Controle externo de potências	44
3.2.3	Controle externo de tensão CC	44
3.2.4	Controle de correntes circulantes	46
3.3	Técnicas de modulação	48
3.3.1	Modulação com baixa taxa de chaveamento	48
3.3.2	Modulação com alta taxa de chaveamento	50
3.4	Balanceamento das tensões nos submódulos	52

4	Simulações para operação normal	57
4.1	Sistema utilizado	57
4.1.1	Parâmetros do sistema	58
4.1.2	Modulação e balanceamento de cargas	61
4.1.3	Controle vetorial	62
4.2	Simulações do sistema	64
5	Proteção em sistemas MMC-HVDC	69
5.1	Faltas em sistemas MMC-HVDC	69
5.2	Revisão sobre detecção e classificação de faltas CC em sistemas VSC-HVDC	70
5.3	Proteção proposta	75
5.3.1	FFT da tensão CC	75
5.3.2	Frequência do centro de massa	77
5.3.3	Análise da f_{CM} para diferentes casos de falta	77
5.3.4	Proposta de proteção	83
5.3.5	Identificação dos tipos de falta CC	85
6	Considerações finais	93
	Referências	97
ANEXO A	Sistema de referência girante	103
ANEXO B	Ajuste dos PIs	105
B.1	Módulo ótimo	105
B.1.1	Controle de correntes	105
B.2	Ótimo simétrico	106
B.2.1	Controle de correntes	106
B.2.2	Controle de tensão CC	107
B.3	Síntese direta	107

Introdução

A crescente demanda de grandes centros consumidores por energia elétrica tem se tornado um desafio devido à necessidade de se instalarem redes de transmissão mais eficientes que operem com custos menores. Neste contexto, a transmissão em *High-Voltage Direct Current* (HVDC) é considerada uma alternativa interessante à convencional realizada em Corrente Alternada (CA) por oferecer maior flexibilidade além de menores perdas e custos para linhas em transmissão de grandes aportes energéticos a grandes distâncias.

O entendimento dos benefícios das conexões CC em alta tensão datam da década de 1950 com o desenvolvimento de válvulas de arco de mercúrio adequadas para altas potências por Uno Lamm, o que levou ao primeiro sistema em HVDC entre a ilha de Gotland e a Suécia, em 1954. A evolução da tecnologia em semicondutores levou à substituição das válvulas de arco de mercúrio por tiristores na década de 70, o que possibilitou tanto a operação em potências maiores quanto o projeto de estações conversoras mais simplificadas. A partir do final da década de 1990, foi introduzido o *Insulated-Gate Bipolar Transistor* (IGBT), que provocou uma completa mudança na configuração e na filosofia de projeto de estações conversoras, ampliando a gama de aplicações do HVDC (COLE; BELMANS, 2009).

A transmissão em HVDC pode ser realizada através de dois tipos de conversores: os comutados pela linha, que utilizam chaves semicontroláveis (tiristores) e os autocomutáveis, empregados com chaves totalmente controláveis (principalmente IGBTs, *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors* (MOSFETs) e *Gate Turn-Off Thyristors* (GTOs)). Os primeiros, do inglês *Line-Commutated Converter* (LCC), operam com a corrente na linha CC constante, sendo necessário inverter a tensão neste lado para alterar o fluxo de potência no conversor; por este motivo é, com relação ao VSC-HVDC, comentado a seguir, uma tecnologia menos flexível, o que limita seu emprego a aplicações multiterminais em alta potência, por exemplo (ARRILLAGA; LIU; WATSON, 2007). Os conversores autocomutáveis, aplicados sobretudo através de conversores do tipo fonte de tensão (VSC) oferecem diversas vantagens sobre o LCC, como:

- ❑ a amplitude e o ângulo de fase da tensão gerada no lado CA podem ser independentemente controlados, o que significa que a operação destes conversores compreende os quatro quadrantes de um diagrama P-Q de potências ativa e reativa;
- ❑ para conversores que possuem grande número de níveis, ou para aqueles operando com PWM em alta frequência, as tensões produzidas possuem forma de onda com baixa distorção, fato que possibilita o emprego de filtros de tensão mais baratos, que operam com menos perdas e possuem dimensões físicas menores;
- ❑ o fato de a polaridade da tensão CC não precisar ser alterada para mudar a direção do fluxo de potência viabiliza, devido à maior controlabilidade, a instalação de elos multiterminais.

Além de favorecer a instalação de linhas de transmissão em longas distâncias, inclusive as submarinas, essas características propiciam o uso do VSC-HVDC em aplicações que exigem maior controlabilidade e flexibilidade, como na implementação de redes com múltiplos terminais e na conexão entre redes fortes e fracas (ARRILLAGA; LIU; WATSON, 2007). Por este motivo, esta tecnologia encontra espaço na realização das redes inteligentes (do inglês *smart grids*), nas quais ela desempenharia o papel de auxiliar a rede através de controle de tensão, de fluxo de potência e de estabilidade de redes de potência (CECATI et al., 2010). Neste contexto, o VSC-HVDC contribuiria principalmente para a integração de fontes inconstantes de energia, característica de fontes de energia renováveis como a eólica e a fotovoltaica (PHUANGPORNPIITAK; TIA, 2013).

Apesar das vantagens apresentadas pelos sistemas de transmissão VSC-HVDC, eles ainda possuem desafios com relação a eventos de falta CC: sistemas que empregam conversores comutados pela linha respondem melhor a faltas desta natureza por possuírem reatores de alisamento no elo CC e controle de correntes. Outro ponto favorável ao uso de LCCs são as menores perdas de chaveamento, especialmente quando comparadas às dos VSCs operando com modulação em largura de pulso (PWM) (ARRILLAGA; LIU; WATSON, 2007).

1.1 Proteção

Em geral, na ocorrência de um curto no elo CC de uma transmissão VSC-HVDC, a corrente de falta fica limitada somente pela impedância do sistema CA, pelas indutâncias de filtro nos braços do conversor e, no lado CC, pela resistência de falta e eventualmente pela impedância de limitadores de corrente de falta, consequência do fato de que ela não é interrompida pelo conversor mesmo com o desligamento imediato das suas chaves, sendo alimentada pelo sistema no lado CA através de um retificador formado pelos diodos de roda livre e pelas capacitâncias no elo CC da transmissão (LARRUSKAIN; ZAMORA;

ABARRATEGUI, 2012). Logo, para isolar uma falta CC, a proteção deve ser realizada através da abertura de disjuntores instalados no elo CC, imperativo quando da aplicação em redes multiterminais (CANDELARIA; PARK, 2011). Caso haja falha em sua operação, os disjuntores no lado CA devem atuar como proteção de retaguarda, interrompendo todas as linhas de transmissão associadas a este sistema.

Dessa forma, um dos principais desafios na implantação de sistemas de transmissão em HVDC está na realização de sua proteção, consideravelmente mais complexa do que as de sistemas em CA. De acordo com Jovcic e Ahmed (2015), a principal função de um sistema de proteção em grandes redes de transmissão em corrente contínua é garantir a segurança da transferência de potência e a estabilidade da rede após faltas. A proteção deve ser então seletiva (isolar o menor trecho possível), suficientemente rápida (evitando perdas de estabilidade de máquinas no lado CA, bloqueio dos conversores e perda de capacidade de transmissão), robusta e confiável (é necessário que haja proteção de *backup*, isolando-se áreas progressivamente maiores em caso de falhas de componentes de proteção); isto posto, considera-se que dentre as principais dificuldades estão (JOVCIC; AHMED, 2015):

- ❑ a corrente de falta CC não tem cruzamento natural com zero, propriedade explorada por disjuntores mecânicos; disjuntores CC mecânicos podem ser desenvolvidos com base nos utilizados em CA, porém eles apresentam complexidade e custos maiores;
- ❑ sistemas de transmissão CC possuem impedâncias significativamente menores do que as de sistemas CA, o que implica correntes de falta com magnitudes maiores e baixos níveis de tensão ao longo da rede no elo CC, na ocasião de uma falta incidente neste elo, provocando maior dificuldade na localização de faltas;
- ❑ os componentes semicondutores em uma rede CC têm constantes térmicas baixas e pequena capacidade de sobrecorrente, o que exige operação mais rápida do sistema de proteção;
- ❑ sistemas VSC-HVDC em geral possuem altas capacitâncias *shunt* provenientes dos cabos empregados, dos capacitores nos lados CC dos conversores e dos filtros instalados, o que contribui para a corrente de falta durante o período transitório, aumentando os requisitos para o sistema de proteção.

Em uma rede HVDC, deve haver coordenação de proteção entre disjuntores dos lados CA e CC, devendo estes atuar antes que aqueles recebam sinal de *trip* em caso de falta CC, de forma a se respeitar o critério de seletividade. Embora alguns dos tipos de disjuntores CC sejam capazes de agir em poucos milissegundos, deve-se levar em conta o tempo total para que a proteção atue considerando-se o intervalo necessário para a execução dos algoritmos de proteção e eventualmente da lógica de coordenação entre os vários disjuntores de uma rede, que pode ser maior para redes mais complexas (JOVCIC; AHMED, 2015).

1.2 Justificativa

Os sistemas de transmissão em HVDC clássico (aquele que emprega conversores do tipo LCC) têm habilidade natural para responder a faltas CC devido à combinação de indutores de alisamento, que limitam o pico da corrente de curto, com o controle do conversor, que pode rapidamente levar a corrente CC a zero (ARRILLAGA; LIU; WATSON, 2007). Por outro lado, quando sistemas VSC-HVDC sofrem falta no elo CC, torna-se imprescindível desligar os IGBTs para que se evitem danos devidos às altas correntes envolvidas nestes eventos. Nesta condição, diodos de roda livre formam uma ponte retificadora através da qual a falta é alimentada pela rede CA, desta forma, a corrente de falta fica limitada apenas por uma composição das impedâncias do sistema CA, do conversor e do lado CC, apresentando valores tipicamente baixos em sistemas VSC-HVDC.

O fato de os componentes de VSCs possuírem baixa suportabilidade a sobrecargas torna-os particularmente frágeis à ocorrência de faltas no lado CC, exigindo-se da proteção de sistemas VSC-HVDC menores tempos de atuação para que se evitem danos aos componentes dos conversores. Além disso, no caso de redes multiterminais HVDC, há complexidade maior na proteção de sistemas, aumentando-se a exigência para sua seletividade, ou seja, deve-se também assegurar que se isole apenas o trecho do sistema que contém a falta, mantendo suas porções saudáveis em operação. Essa seletividade é possível através do emprego de disjuntores CC aliado a algoritmos que realizem a detecção de faltas naquele trecho.

1.3 Objetivos

Este trabalho tem como objetivo avaliar o uso de um algoritmo para a classificação de faltas CC em um sistema *Multi-Terminal HVDC* (MTDC) malhado composto por quatro terminais que emprega conversores MMC. A classificação de faltas serve o propósito de definir se uma falta ocorreu dentro de determinada zona de proteção localizada no lado CC do sistema. Esta informação é utilizada para definir se os disjuntores localizados nas extremidades da linha de transmissão contida na zona de proteção considerada deverão atuar ou não para este evento. O algoritmo utiliza apenas medidas locais de tensão e corrente CC tanto para detectar a ocorrência de alguma contingência quanto para classificar a falta em interna ou externa à zona de proteção em análise.

O trabalho foi desenvolvido através de simulações do sistema utilizando-se o PSCAD[®]/EMTDC[®], *software* para simulação de transitórios eletromagnéticos em sistemas de potência que oferece modelo detalhado para o conversor MMC (modelo identificado como “Tipo 4”, conforme descrito por Wachal et al. (2014)), além de modelo dependente de frequência para os cabos utilizados na transmissão.

1.4 Organização do documento

O capítulo 2 contém uma rápida revisão sobre sistemas VSC-HVDC, incluindo descrições de topologias de conversores e considerações sobre proteção, além do funcionamento do MMC.

No capítulo 3, descrevem-se o modelo matemático do MMC e os controles adotados neste trabalho, além de um resumo sobre técnicas de modulação e balanceamento de cargas.

No capítulo 4 apresentam-se os resultados das simulações realizadas para o ajuste dos controles e dos parâmetros da planta, mostrando seu desempenho para a operação normal (sem contingência), bem como todos os parâmetros considerados para seus cálculos.

Está realizada no capítulo 5 uma revisão da literatura sobre os métodos para detecção e classificação de falta em redes HVDC, incluindo os que envolvem redes multiterminais. Apresenta-se também o desenvolvimento da proteção proposta e os resultados da sua aplicação ao sistema para diferentes condições de contingência.

Finalmente, o capítulo 6 contém um breve resumo sobre o que foi feito neste trabalho, bem como a relação de artigos publicados ao longo do programa e uma lista com sugestões para trabalhos futuros.

Sistemas VSC-HVDC

Neste capítulo será feita uma rápida revisão sobre a configuração básica de um sistema HVDC em que se utilizam conversores do tipo fonte de tensão, bem como a apresentação de algumas topologias de conversores e de configurações de redes VSC-HVDC.

2.1 Componentes do VSC-HVDC

Um sistema de transmissão em VSC-HVDC conta basicamente com unidades conversoras, capacitores, reatâncias de acoplamento, transformadores e filtros, conforme a Figura 1, além dos sistemas de controle, monitoramento, proteção e equipamento auxiliar.

Figura 1: Diagrama básico de um terminal.

Traduzido de Arrillaga, Liu e Watson (2007)

Os capacitores CC servem o propósito de manter a tensão no elo CC, o que implica valores altos de capacitância. Apesar da sua presença, as correntes CC ainda possuem harmônicas produzidas pelo conversor que, na presença de impedâncias, causam pequenas ondulações na forma de onda da tensão CC (ARRILLAGA; LIU; WATSON, 2007). Por outro lado, com emprego de um controle adequado de tensão CC, conversores do tipo MMC prescindem de capacitores de grande porte no elo CC.

Transformadores de potência são utilizados para adequar os níveis de tensão no sistema CA e podem participar na regulação de potência através de ajustes de *tap* (TIMOFEJEVS; GAMBOA, 2013), ao mesmo tempo em que oferecem isolamento entre a rede e o terminal conversor. Usualmente, um transformador do tipo Y- Δ é utilizado para evitar que componentes de sequência zero circulem pelo conversor. A indutância própria dos transformadores de interface, somada àquela de algum reator que tenha sido deliberadamente introduzido no sistema, serve como filtro para as correntes nos elos CA e é necessária para o controle do fluxo de potência (ARRILLAGA; LIU; WATSON, 2007).

O emprego de filtros no lado CA faz-se necessário para adequar o conteúdo harmônico desta tensão caso ele esteja acima dos requisitos para a rede.

2.2 Conversores fonte de tensão

Com a evolução da eletrônica de potência, que tem levado à criação de componentes semicondutores mais eficientes, o uso de VSCs tem se tornado opção atraente para aplicações em altas tensões. Os conversores são essencialmente arranjos de chaves, tipicamente IGBTs, que são ligadas em antiparalelo com diodos, denominados de “roda livre”, os quais fornecem caminho para corrente do lado CA para o CC, carregando os capacitores CC deste lado; dessa forma, a corrente pode fluir nas duas direções (entre os elos CA e CC) enquanto a polaridade da tensão CC não é alterada (ARRILLAGA; LIU; WATSON, 2007).

Os conversores VSC instalados em linhas de transmissão HVDC podem apresentar diferentes configurações, diferenciando-se uma da outra pela sua topologia; essas configurações dependem do número de valores discretos de tensão que a forma de onda sintetizada no lado CA do conversor pode assumir. Serão apresentadas, a seguir, algumas das topologias de conversores do tipo fonte de tensão mais comumente empregadas.

2.2.1 Topologias de conversores

Os sistemas de transmissão VSC-HVDC encontram aplicações através de conversores de dois níveis, de três níveis ou de conversores multiníveis.

VSC de dois níveis

Na Figura 2 está ilustrado o arranjo de um conversor de dois níveis em meia ponte (do inglês *half-bridge*). Na configuração vista na Figura 2, este conversor produz sinais com níveis $\frac{V_{dc}}{2}$ e $-\frac{V_{dc}}{2}$ em cada nível dependendo dos estados das chaves, que devem ser complementares.

A operação destes conversores deve evitar o acionamento simultâneo de duas chaves do mesmo braço (BUSO; MATTARELLI, 2006) pois nesta situação os capacitores CC ficariam

Figura 2: Conversor VSC de dois níveis.

Adaptado de Arrillaga, Liu e Watson (2007)

em curto, ocasionando grandes níveis de corrente circulando pelo conversor, o que pode causar danos aos seus componentes.

Para esta topologia, é utilizada a técnica de modulação por largura de pulso PWM, com a qual se sintetizam tensões compostas por uma fundamental na frequência desejada e harmônicas de ordens altas, múltiplas da frequência de chaveamento, o que, para frequências de chaveamento maiores, simplifica e reduz a ordem dos filtros instalados no lado CA. Com a alta taxa de chaveamento porém, observam-se maiores perdas nas chaves semicondutoras, fato que deve ser levado em conta no projeto.

VSC de três níveis

Conversores de dois níveis são geralmente inconvenientes para aplicações em tensões mais elevadas dado que as chaves, que devem ter capacidade para suportar toda a tensão do lado CC, têm tipicamente custos maiores ou podem possivelmente não estar disponíveis no mercado; uma forma de se abordar este problema é instalar chaves em série, prática que vem sendo utilizada para aplicações em altas potência e tensão (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

Na Figura 3 está esquematizado um conversor de três níveis denominado *Neutral-Point Clamped* (NPC), cuja operação exige que cada chave suporte metade da tensão CC; isto é feito através de sua configuração, que consiste em dois blocos de chaves em série com seu ponto intermediário ligado ao lado CC através de diodos extras (ARRILLAGA; LIU; WATSON, 2007).

Esta topologia apresenta vantagens quando comparada à do VSC de dois níveis, como a menor taxa de perdas nas chaves (ocasionada pela menor frequência de chaveamento), menor conteúdo harmônico na tensão sintetizada (levando à possibilidade de se utilizarem filtros mais baratos) e menor fadiga do isolamento da carga ligada ao conversor (devida

às menores magnitudes de degrau da tensão) (SPRENGER; ALVAREZ; BERNET, 2012).

Figura 3: Conversor VSC de três níveis.

Adaptado de Arrillaga, Liu e Watson (2007)

Apesar das vantagens listadas, a operação deste tipo de conversor apresenta problemas como a distribuição desuniforme de perdas entre as chaves, provocando diferentes níveis de estresse entre elas (ZHANG et al., 2015). Além disso há a dificuldade em se manter o balanceamento de tensões entre os capacitores CC em eventos de faltas assimétricas no lado CA, o que é um problema quando se requer que o conversor permaneça em operação durante estas contingências para fornecer suporte à rede (JOVCIC; AHMED, 2015).

Modular Multilevel Converter (MMC)

A construção de conversores com mais níveis de tensão pode ser feita através da inclusão de mais chaves em série, diodos e capacitores; porém, à medida que o número de níveis do conversor aumenta, eleva-se também a complexidade dos arranjos, o que torna sua utilização em sistemas em alta tensão pouco conveniente. Isto posto, uma solução para este problema são os conversores MMC, que consistem em arranjos modulares ligados em série, cada submódulo consistindo em um arranjo conversor, conforme mostrado na Figura 4.

Os submódulos (também conhecidos como células) são compostos por conversores que podem ter até cinco níveis, porém, o conversor de meia ponte (VSC de dois níveis, ilustrado na Figura 5) é o que vem sendo mais frequentemente adotado, embora haja também estudos que consideram o uso de conversor do tipo ponte completa, mostrado na Figura 6. Em operação normal, um submódulo na configuração ponte completa produz os níveis de tensão v_C , $-v_C$, e quando o conversor está bloqueado, ou seja, quando todas as chaves são desligadas, a tensão na saída é zero. Nesta condição, o capacitor gera tensão

Figura 4: Topologia do conversor MMC.

Adaptado de Debnath et al. (2015)

reversa para os diodos de roda livre (DEBNATH et al., 2015), bloqueando o caminho para circulação de corrente entre o elo CA e a falta CC (JOVCIC; AHMED, 2015), característica vantajosa em eventos de falta CC, dado que impede que a falta seja alimentada pela rede CA através do conversor.

2.3 Sistemas HVDC

Pode-se realizar uma rede VSC-HVDC arranjando-se os terminais conversores segundo configurações que se diferenciam no que diz respeito à polaridade da tensão CC e à forma de aterramento. O grupo de trabalho B4.52 (2013) do Cigré descreve algumas dessas configurações, como a monopolar assimétrica, a monopolar simétrica e a bipolar.

Na sua forma mais simples, a configuração monopolar assimétrica, ilustrada na Fi-

Figura 5: Conversor do tipo *half bridge*.

Fonte: Debnath et al. (2015)

Figura 6: Conversor do tipo *full bridge*.

Fonte: Debnath et al. (2015)

gura 7, consiste em dois conversores ligados através de um condutor, que opera em alta tensão, e a terra, por onde a corrente retorna. Por evitar a instalação de um cabo, esta configuração mostra-se vantajosa financeiramente, já que os custos dos cabos representam uma grande parcela do valor do projeto. Porém, por ser proibida em alguns locais devido a regulamentação ambiental, a circulação de corrente pode ser feita através de um cabo de baixa tensão em vez de realizar-se pela terra, o que causa também maiores perdas em transmissão devido à resistência do cabo (B4.52, 2013).

Figura 7: Configuração monopolar assimétrica.

Adaptado de B4.52 (2013)

Na Figura 8 está ilustrada a configuração monopolar simétrica, que é a mais comum entre os sistemas VSC-HVDC já instalados. Nesta configuração, os lados CC dos terminais conversores são ligados por condutores com a mesma magnitude de tensão, porém com polaridades opostas, e a referência de terra pode ser realizada através de reatores presentes nos lados CA, da conexão entre capacitores nos lados CC ou de altas resistências das barras CC para a terra (B4.52, 2013). Em condições normais de operação, não deve haver circulação de corrente pela terra.

O arranjo do sistema em uma estrutura bipolar consiste na instalação de dois conversores em cada terminal, um deles conectado entre terra e polo positivo e o segundo, entre terra e polo negativo, conforme ilustrado na Figura 9. É comum que se façam os dois polos

Figura 8: Configuração monopolar simétrica.

Adaptado de B4.52 (2013)

de um terminal simétricos para que, durante operação normal, as correntes CC possam ser controladas para que sejam iguais, levando a corrente no terra a zero. Diferentemente da configuração monopolar simétrica, caso um dos polos (ou um dos condutores) deixe de operar devido a alguma situação de contingência, o sistema pode continuar funcionando através do polo saudável e a terra ou um condutor que ofereça retorno à corrente.

Figura 9: Configuração bipolar.

Adaptado de B4.52 (2013)

2.4 Conversores multinível modulares – Operação

Conforme já mencionado na Seção 2.2.1, os conversores do tipo MMC são preferíveis a conversores multinível de outras naturezas para aplicações em HVDC, fato que se deve essencialmente à sua natureza modular, que permite o atendimento de quaisquer requisitos de tensão.

Esta topologia é adequada para sistemas de transmissão em HVDC devido ao fato de possuir menores perdas em chaveamento quando comparada aos sistemas em VSC-HVDC mais tradicionais (DEBNATH et al., 2015). Além disso, o baixo conteúdo harmônico

das formas de onda produzidas reduzem os requisitos para filtros CA, ou até mesmo eliminando a necessidade da sua utilização (TIMOFEJEVS et al., 2013), o que contribui para o projeto de terminais conversores mais compactos.

Outra vantagem com relação ao VSC de dois níveis e os multiníveis com outras topologias encontra-se na prescindibilidade de capacitores de grande porte no elo CC, o que representa vantagem quando ocorrem faltas CC (desta forma, as faltas neste lado não são alimentadas por correntes provenientes desses capacitores, o que também leva a um tempo de recuperação pós-falta menor) (JOVCIC; AHMED, 2015).

Nesta seção serão revisados alguns dos aspectos relacionados à operação dos MMCs e será também descrita a topologia do conversor.

2.4.1 Topologia e nomenclatura

Para a topologia vista na Figura 4, tem-se um conversor capaz de sintetizar uma tensão de até $2N+1$ níveis, com três pernas (correspondentes às três fases), cada uma delas contendo dois braços, um superior (na figura, contém as grandezas e os componentes com índice “p”) e um inferior (com índice “n”). Neste arranjo, cada submódulo é responsável por gerar um nível da tensão CA para sua fase, e os indutores (L_o) atuam como filtro para as correntes de cada braço.

Os submódulos consistem em conversores que, conforme mencionado na seção 2.2.1, podem chegar a ter até cinco níveis. Todavia, o tipo mais usual é o conversor em meia ponte (*half bridge*), que apresenta menores perdas operacionais e menores custos do que o conversor ponte completa (*full bridge*), a segunda alternativa que vem sendo estudada mais recentemente (JOVCIC; AHMED, 2015); por esses motivos, a primeira será adotada neste trabalho.

2.4.2 Princípios de funcionamento

Em linhas gerais, o MMC sintetiza as formas de onda de tensão determinadas por um sistema de controle de acordo com o estado de cada submódulo, que pode estar com o capacitor inserido ou em *bypass*. Considerando os submódulos compostos por conversores de meia ponte (dois níveis), têm-se os modos de operação ilustrados na Figura 10.

As Figuras 10a e 10c mostram os caminhos pelos quais a corrente circula quando o capacitor está inserido, sendo ela positiva e negativa, respectivamente; nestas ocasiões, S_x encontra-se ligado (conduz) e S , desligado (não conduz), e a tensão nos terminais do lado CA do submódulo é igual à tensão sobre o capacitor (v_{cell}). Já nas Figuras 10b e 10d, estão ilustrados os caminhos que as correntes percorrem quando o capacitor não está inserido, estado conhecido como “*bypass*”, situação na qual S_x e S estão desligado e ligado, respectivamente.

Figura 10: Modos de operação de um submódulo

Fonte: Jovcic e Ahmed (2015)

Os sentidos das correntes estão ligados à direção em que a potência ativa está sendo transferida pelo conversor e determinam se o capacitor está sendo carregado ou descarregado durante a operação, o que implica aumento ou queda da tensão sobre ele; quando um capacitor está em *bypass*, considera-se que sua tensão não varia.

Na Figura 11 está ilustrado um exemplo para um MMC com quatro submódulos por braço e uma forma de onda possível de ser sintetizada por ele. Para manter o exemplo simples, considerou-se que tenha sido utilizada uma modulação do tipo N+1 (N submódulos inseridos em todo instante em cada fase) e que as tensões dos capacitores de todos os submódulos estejam balanceadas. Para este exemplo ($N = 4$), $\pm \frac{V_{dc}}{2}$, $\pm \frac{V_{dc}}{4}$ e zero são os cinco níveis que podem ser utilizados para a síntese da forma de onda da tensão. A tensão sobre cada capacitor é dada pela Equação (1) (JOVCIC; AHMED, 2015):

$$v_{cell} = \frac{V_{dc}}{N} \quad (1)$$

Os patamares máximos (na figura, correspondentes aos trechos ‘a’ e ‘e’) são produzidos mantendo-se todos os submódulos de um dos braços ligados: o máximo positivo obtém-se mantendo os submódulos inferiores ligados e os superiores desligados; o raciocínio é similar para o máximo negativo. O trecho nulo ‘c’ é produzido ligando-se dois submódulos em cada braço e os patamares intermediários, ligando-se três conversores em um braço e

Figura 11: Exemplo de MMC (N = 4).

um em outro (para o trecho 'b', o braço inferior deve possuir os três submódulos ligados e, de forma similar, o braço superior é o que deve ter três capacitores inseridos).

MMC – Modelagem, dimensionamento e controle

Neste capítulo será apresentado o modelo matemático do MMC adotado para o projeto do seu controle, bem como o sistema do controle que será utilizado nas simulações do sistema estudado. A operação do MMC compreende diferentes níveis de controle, sendo o controle de fluxo de potência, o de balanceamento de tensões nos submódulos e o de corrente circulante os mais básicos deles.

3.1 Modelo matemático

Para o ajuste dos controladores do conversor, será utilizado um modelo médio do MMC com submódulos em meia-ponte. Segundo este modelo, as sequências de células em cascata em cada braço são substituídas por fontes de tensão CA equivalentes (com tensões V_P e V_N) que produzem formas de onda senoidais, sendo desconsideradas as harmônicas produzidas pelas flutuações nas tensões dos capacitores e pelo chaveamento dos submódulos. Utilizando o modelo proposto por Jovcic e Ahmed (2015), tem-se o modelo não-linear por fase na Figura 12.

O modelo considera o elo CA do conversor representado por uma fonte CA com impedâncias equivalentes L_g e R_g , e que o terminal possui configuração monopolar simétrica, onde I_P e I_N são as correntes que circulam nos braços superior e inferior da fase, respectivamente. I_g é a corrente de fase no elo CA e I_{dc} é a corrente que circula pelo lado CC. V_g e V_c são as tensões da fonte CA e da saída do conversor, respectivamente, e V_{dc} é a tensão polo-polo no elo CC. R_{arm} representa a resistência total dos submódulos de cada braço e L_{arm} é a indutância dos reatores instalados em cada braço.

A corrente do lado CA é dada, então, pela Equação (2).

$$I_g = I_P + I_N \quad (2)$$

Figura 12: Modelo médio por fase do MMC.

Adaptado de Jovcic e Ahmed (2015)

A tensão no lado CA é dada através da segunda lei de Kirchhoff analisando os polos positivo e negativo do circuito CC, vista nas Equações 3.

$$V_g = \left(R_g + L_g \frac{d}{dt} \right) I_g + \left(R_{arm} + L_{arm} \frac{d}{dt} \right) I_P - V_P + \frac{V_{dc}}{2} \quad (3a)$$

$$V_g = \left(R_g + L_g \frac{d}{dt} \right) I_g + \left(R_{arm} + L_{arm} \frac{d}{dt} \right) I_N + V_N - \frac{V_{dc}}{2} \quad (3b)$$

Subtraindo-se (3b) de (3a), obtém-se a Equação (4), na qual I_{diff} corresponde à corrente circulante na fase; neste documento, não haverá distinção entre os termos “corrente circulante” e “corrente diferencial”, ambos correspondentes a I_{diff} .

$$V_P + V_N - 2 \left(R_{arm} + L_{arm} \frac{d}{dt} \right) I_{diff} - V_{dc} = 0 \quad (4)$$

A corrente circulante é, então, dada por (5).

$$I_{diff} = \frac{I_P - I_N}{2} \quad (5)$$

Da soma de (3a) com (3b), obtém-se a Expressão (6), de onde deduz-se uma nova variável, V_{ce} , que representa uma fonte de tensão equivalente para cada fase do conversor, e tem seu valor dado por (7).

$$V_g = \left(R_g + \frac{R_{arm}}{2}\right) I_g + \left(L_g + \frac{L_{arm}}{2}\right) \frac{dI_g}{dt} - \frac{1}{2}(V_P - V_N) \quad (6)$$

$$V_{ce} = \frac{V_P - V_N}{2} \quad (7)$$

Desta forma, tem-se a expressão que relaciona a corrente no elo CA, a tensão neste mesmo elo e a tensão equivalente na perna, dada pela Equação (8), onde a indutância e a resistência equivalentes L' e R' são definidas em (9).

$$V_g = R' I_g + L' \frac{dI_g}{dt} - V_{ce} \quad (8)$$

$$\begin{cases} L' = L_t + \frac{L_{arm}}{2} \\ R' = R_t + \frac{R_{arm}}{2} \end{cases} \quad (9)$$

Reescrevendo, então, a Equação (8) no sistema dq (conforme descrito no Anexo A) no domínio de Laplace, considerando que o vetor da tensão fundamental de sequência positiva no lado CA esteja alinhado com o eixo d do sistema girante, temos a Expressão (10), onde ω é a frequência angular da fonte de tensão CA.

$$\begin{bmatrix} V_{gd} \\ V_{gq} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} V_{ced} \\ V_{ceq} \end{bmatrix} + (R' + sL') \begin{bmatrix} I_{gd} \\ I_{gq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega L' \\ -\omega L' & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{gd} \\ I_{gq} \end{bmatrix} \quad (10)$$

Observa-se, desta última expressão, que as equações para cada eixo independem das grandezas do outro exceto por um termo de acoplamento com ganho $\omega L'$. Será visto que, ao se subtrair os termos de desacoplamento nas malhas de controle de correntes, as correntes nos eixos d e q poderão ser controladas de forma independente.

3.1.1 Correntes circulantes

Um dos desafios técnicos apresentados pelos MMCs diz respeito à existência das correntes circulantes, que são correntes que circulam somente entre as fases do conversor. Embora não tenham influência sobre as correntes com os elos CA¹ é desejável que essas correntes sejam mitigadas, visto que elas causam perdas nos conversores e, possivelmente, danos às chaves.

Conforme apontado por Geddada, Ukil e Yeap (2016) e Tu, Xu e Zhang (2010), as correntes circulantes são consequência das diferenças entre as tensões CC geradas em cada fase do conversor. As circulantes nas três fases são dadas pelas Expressões (11) nas quais

¹De acordo com Bahrani, Debnath e Saeedifard (2016) e Li, Gregoire e Bélanger (2011).

I_{2f} corresponde à amplitude da componente de segunda harmônica da corrente, e φ é a defasagem desta com relação ao sinal de tensão no sistema CA) (TU; XU; ZHANG, 2010).

$$\begin{cases} i_{diff_a} = \frac{I_{dc}}{3} + I_{2f} \sin(2\omega t + \varphi) \\ i_{diff_b} = \frac{I_{dc}}{3} + I_{2f} \sin\left[2\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \varphi\right] \\ i_{diff_c} = \frac{I_{dc}}{3} + I_{2f} \sin\left[2\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \varphi\right] \end{cases} \quad (11)$$

As equações em (11) mostram que as correntes circulantes são compostas por uma componente alternada com frequência igual ao dobro da fundamental da rede e por uma componente CC, que é igual a um terço da corrente I_{dc} , o que é verdade para rede operando em regime e em condições de equilíbrio (BAHRANI; DEBNATH; SAEEDIFARD, 2016).

Embora o equacionamento mostre apenas a presença de uma harmônica espúria (a de ordem 2), segundo Ilves et al. (2012) e Yang et al. (2018), as circulantes também contêm harmônicas pares de ordens mais altas. Porém, muito frequentemente são implementados controles que mitiguem somente a segunda harmônica, dado que ela é a mais significativa dentre as presentes no sinal.

Observa-se que a corrente harmônica não pode ser levada a zero. É possível controlá-la de forma a reduzir ou eliminar as suas componentes harmônicas, porém é necessário manter a parcela CC, visto que sua existência é necessária para o fluxo de potência ativa entre os elos CA e CC.

3.2 Controle

O método para controle dos conversores MMC escolhido neste trabalho consiste no emprego de um bloco que realize o controle de fluxo de potências nos conversores. Os sinais de saída deste bloco, somados à saída de controle de circulantes (estes dois controles compõem o que foi chamado de “Controle I”), servem como formas de onda modulantes para o esquema de modulação escolhido, que determina quantos submódulos devem ser inseridos em cada braço do conversor. A partir desta informação, o bloco denominado “Controle II” seleciona quais dos submódulos são inseridos em cada período de controle. A Figura 13 ilustra a hierarquia destes blocos no esquema de controle utilizado.

Através do bloco “Controle I” realizam-se os controles dos fluxos de potência nos conversores e das magnitudes das harmônicas das correntes circulantes; o primeiro será realizado por controle vetorial e o segundo, pelo rastreamento das circulantes através de controladores do tipo Proporcional Ressonante (PR).

O controle vetorial consiste em utilizar grandezas decompostas nos eixos d e q de um sistema girante através da transformada de Park (visto no Anexo A). No sistema dq , os sinais senoidais passam a ser constantes, favorecendo a utilização de PIs para o seu controle. As potências ativa e reativa dependem apenas de grandezas nos eixos d e q , respectivamente, desde que o eixo d do sistema girante esteja alinhado ao vetor da

Figura 13: Níveis de controle para a operação de um MMC.

sequência positiva da componente fundamental da tensão da rede (MATAKAS JUNIOR, 2012).

O controle de fluxo de potência é realizado através de dois laços de controle: um de controle externo, para as tensões CC e CA, e também potências ativa e reativa, e um interno, para controle das correntes. O controle externo gera correntes de referência para o interno. Os dois laços atuam em cascata, sendo que, para que haja estabilidade, o laço interno deve oferecer controle rápido para as correntes, devendo apresentar tempo de resposta menor do que o laço externo (BAJRACHARYA, 2008).

A estratégia adotada para o controle de fluxo de potência está ilustrada no diagrama genérico apresentado na Figura 14, no qual se tem as grandezas medidas: potências ativa e reativa (P e Q) e tensões CC e CA (V_{dc} e V_{ac}) que, acompanhadas dos seus valores de referência (respectivamente P^{ref} , Q^{ref} , V_{dc}^{ref} e V_{ac}^{ref}) servirão de entrada para o controle externo.

Figura 14: Controle vetorial.

Adaptado de Bajracharya (2008)

O controle externo gerará então as referências para as correntes nos eixos d e q ($I_{d,q}^{\text{ref}}$), que serão usadas para controlar as correntes projetadas no sistema dq ($I_{d,q}$). As tensões CA projetadas no sistema dq ($V_{d,q}$) também servirão como entrada para o controle interno, conforme será visto na próxima seção.

O controle interno de correntes então produzirá as tensões de referência para os braços do conversor (V_d^{mod} e V_q^{mod}); transformados para o sistema de referências abc , esses sinais representarão uma parcela das modulantes da estratégia de modulação escolhida, conforme já citado no início da seção.

Os sistemas abc e dq serão sincronizados através de um *Phase-Locked Loop* (PLL) que gera o ângulo instantâneo do vetor da componente fundamental da tensão CA.

3.2.1 Controle Interno de correntes

O controle interno é utilizado para o controle das correntes produzidas pelo conversor (no lado CA). Seu diagrama de blocos, elaborado a partir do modelo descrito na Seção 3.1, pode ser visto na Figura 15. O laço é idêntico para as correntes nos eixos d e q , e o ramo direto é composto por três blocos em cascata, sendo o primeiro correspondente ao controlador PI, onde K_{p_i} e T_{i_i} são o ganho proporcional e a constante de tempo integral do controlador PI, respectivamente.

Figura 15: Diagrama de blocos do laço interno.

Adaptado de Abildgaard e Molinas (2012)

Os efeitos do chaveamento no conversor estão representados no segundo bloco, através do qual introduz-se um atraso T_a . Para uma modulação PWM, tem valor igual à metade do período da portadora (dado na equação (12), onde f_{sw} é a frequência das portadoras).

$$T_a = \frac{1}{2f_{sw}} \quad (12)$$

O terceiro bloco corresponde à função de transferência da planta, que tem R' e L' definidos em (9).

A montagem dos blocos para implementação do controle interno está descrita na Figura 16. Estão ilustrados aqui os diagramas de blocos para a planta, para as malhas de controle interno, a malha de compensação direta da tensão da rede e a de desacoplamento

(que, conforme citado, possibilita o controle independente nos eixos d e q). A saída do controle, $V_{ce,d,q}^{ref}$, é o sinal que, quando referido ao sistema abc , será a referência utilizada pelo modulador para determinar o número de células inseridas em cada braço.

Figura 16: Esquema do controle de correntes.

Cálculo dos parâmetros do controlador

Os PIs designados para o controle interno poderão ter seus parâmetros calculados através das equações resumidas na Tabela 1 segundo os métodos do Módulo Ótimo, do Ótimo Simétrico ou da Síntese Direta (vistos no Anexo B), onde t_s é o tempo de acomodação do laço fechado de controle interno (para o caso do controle interno, será um parâmetro de projeto).

Tabela 1: Constantes dos PIs do controle interno.

	Módulo ótimo	Ótimo simétrico	Síntese direta
T_{i_i}	$\tau = \frac{L'}{R'}$	$a^2 T_a$	$\frac{L'}{R'}$
K_{p_i}	$\frac{\tau}{2KT_a} = \frac{L'}{2T_a}$	$\frac{1}{aT_a \frac{K}{\tau}} = \frac{L'}{aT_a}$	$\frac{L'}{t_s/2}$

Para o método do Ótimo Simétrico, deve-se estabelecer um valor para a , que deve estar entre 2 e 4 e será ajustado conforme a resposta do sistema (considerando que quanto maior seu valor, mais amortecida, porém mais lenta, é a resposta).

3.2.2 Controle externo de potências

A potência em que o conversor opera pode ser calculada, através de grandezas decompostas no sistema dq , segundo as equações em (13) (BAJRACHARYA, 2008):

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2}[V_{gd}(t) I_{gd}(t) + V_{gq}(t) I_{gq}(t)] \\ Q = -\frac{3}{2}[V_{gq}(t) I_{gd}(t) - V_{gd}(t) I_{gq}(t)] \end{cases} \quad (13)$$

Adotando-se o mesmo alinhamento do sistema dq utilizado para deduzir a Expressão 10, a componente V_{gq} torna-se nula, fazendo com que as potências ativa e reativa dependam somente da corrente no eixo d e no eixo q , respectivamente.

A partir das equações em (13) (com $V_{gq} = 0$), pode-se obter as correntes de referência nos eixos d e q nas equações em (14) (TIMOFEJEVS; GAMBOA, 2013). Através destas equações, é possível realizar o controle das potências em malha aberta, considerando a operação em regime (dessa forma, V_{gd} é constante).

$$\begin{cases} I_{gd}^{ref} = \frac{2}{3V_{gd}} P^{ref} \\ I_{gq}^{ref} = -\frac{2}{3V_{gd}} Q^{ref} \end{cases} \quad (14)$$

3.2.3 Controle externo de tensão CC

O laço do controle externo da tensão CC tem seu diagrama de blocos ilustrado na Figura 17.

Figura 17: Diagrama de blocos do laço externo de controle de tensão CC.

Adaptado de Timofejevs e Gamboa (2013)

O laço interno de controle foi aproximado por um sistema de primeira ordem, onde T_{eq} é dado por (15), sendo $t_{s,10}$ o tempo de acomodação em 10% do laço interno fechado (conforme visto na Subseção B.2.2 do Anexo B).

$$T_{eq} = \frac{t_{s,10}}{2,3} \quad (15)$$

A função de transferência do modelo da planta foi linearizada na vizinhança de um ponto de operação para o sistema em estado estacionário, e foi derivada do balanço de

potência entre os lados CA e CC, dado por (16). Para esta aplicação, este ponto foi definido com V_{dc}^{ref} (tensão de referência da tensão CC); o desenvolvimento da linearização foi realizado por Bajracharya (2008).

$$\frac{3}{2}(V_{gd} I_{gd} + V_{gq} I_{gq}) = V_{dc} I_{dc} \quad (16)$$

Adotando o mesmo alinhamento do sistema dq descrito para o controle de potências, tem-se $V_{gq} = 0$, o que leva à Equação (17). Observa-se que a tensão CC relaciona-se somente com grandezas projetadas no eixo d , o que é coerente com o fato de que a variação desta tensão está relacionada com o fluxo de potência ativa através do conversor.

$$\frac{V_{dc}}{(I_g)_d} = \frac{3}{2} \frac{V_{gd}}{I_{dc}} \quad (17)$$

Considerando uma capacitância equivalente C_{eq} no elo CC, tem-se que a corrente CC é dada, no domínio de Laplace, por $I_{dc} = sC_{eq} \cdot V_{dc}$, obtendo-se assim a função de transferência da planta para a malha do controle de tensão CC. O parâmetro C_{eq} é utilizado para representar o inexistente capacitor de grande porte no lado CC do conversor. Seu valor é calculado assumindo-se que há N capacitores inseridos a todo instante em cada perna (supondo modulação do tipo N+1, como descrito por Konstantinou, Ciobotaru e Agelidis (2013)). Assim, obtém-se o seu valor pela Equação (18), onde C_{sm} é a capacitância por submódulo (TIMOFEJEVS; GAMBOA, 2013).

$$C_{eq} = 3 \frac{C_{sm}}{N} \quad (18)$$

A implementação deste controle é feita então segundo o ilustrado na Figura 18.

Figura 18: Esquema do controle de tensão CC.

Adaptado de Timofejevs e Gamboa (2013)

Cálculo dos parâmetros do controlador

Os parâmetros dos PIs podem ser calculados através do método do Ótimo Simétrico, conforme descrito na Seção B.2.2 do Anexo B. Assim como para o ajuste do PI do controle interno segundo o Ótimo Simétrico, o valor de a deve ser escolhido entre 2 e 4, sendo a

resposta mais amortecida conforme seu valor aumenta. Os parâmetros são calculados segundo (19).

$$\begin{cases} T_{i_v} = a^2 T_{eq} \\ K_{p_v} = \frac{1}{a T_{eq} \frac{1}{C_{eq}} \left(\frac{3 V_{gd}}{2 V_{dc}} \right)} \end{cases} \quad (19)$$

3.2.4 Controle de correntes circulantes

Para reduzir as perdas no conversor, pode ser implementado ainda um controle para reduzir as correntes circulantes (ou diferenciais) nos seus braços. Conforme demonstrado por Jovic e Ahmed (2015), caso não haja controle sobre elas, estas correntes são compostas por uma parcela da tensão CC e por harmônicas de ordem par; embora não possam ser zeradas, as correntes diferenciais podem ser substancialmente reduzidas através de controle, dispensando o uso de filtros com indutâncias grandes, o que, embora reduza a amplitude das correntes citadas, traria outros tipos de consequência como os maiores custos para a construção do conversor e as grandes quedas de tensão nas fases (GEDDADA; UKIL; YEAP, 2016).

Neste trabalho, este controle será realizado através de controladores proporcionais ressonantes, que serão utilizados para mitigar harmônicas de ordens 2, 4 e 6. As saídas deste controle são sinais de referência correspondentes às tensões de desbalanceamento interno do conversor. A Figura 19 ilustra o esquema para implantação deste controle para cada fase do conversor.

Figura 19: Esquema do controle de correntes circulantes.

Adaptado de Tu, Xu e Zhang (2010).

Neste diagrama, i_{ref}^{circ} é o sinal de referência, que deve ser definido em $\frac{I_{dc}}{3}$ (idealmente, deseja-se que ela possua apenas a componente CC). A saída $u_{diff_circ}^{ref}$ será um dos sinais que compõem o sinal de entrada do bloco de modulação.

O esquema geral do “Controle I” fica então conforme mostrado na Figura 20 para cada fase, sendo V_P^{ref} e V_N^{ref} são as tensões que se desejam obter através dos braços superior e inferior daquela fase, respectivamente. A saída do bloco “Modulação” fornece o número de submódulos que devem estar inseridos em cada braço de uma fase do conversor.

Figura 20: Esquema do controle do conversor incluindo o de corrente circulante.

Adaptado de Tu, Xu e Zhang (2010).

Cálculo dos parâmetros do controlador

Na Figura 21 está ilustrado o diagrama de blocos para o laço de controle das circulantes. K_{p_circ} é o ganho proporcional do PR, K_h é o ganho da parcela ressonante, h corresponde às ordens das harmônicas que se desejam suprimir (para este trabalho, decidiu-se por $h = 2, 4$ e 6).

Figura 21: Diagrama de blocos do controle de corrente circulante.

Adaptado de Sharifabadi et al. (2016b).

Os parâmetros de controle podem ser dados pelas Equações 20, desenvolvidos por Sharifabadi et al. (2016b). α_c corresponde à largura de faixa desejada para o sistema em laço fechado, e α_h , correspondente à largura de faixa que contém cada harmônica selecionada, determina a taxa de convergência exponencial do ajuste da parte ressonante do controle (SHARIFABADI et al., 2016b).

$$\begin{cases} K_{p_circ} = \alpha_c L' \\ K_{h_circ} = 2\alpha_h K_{p_circ} \end{cases} \quad (20)$$

Um critério comum para escolha de α_c está dado na Equação 21, sendo ω_s a frequência angular correspondente à frequência de amostragem. Levando-se em conta um atraso total (incluindo atrasos de cálculo e chaveamento) do sistema, esta faixa de valores de α_c leva a uma margem de fase de no mínimo 36° (SHARIFABADI et al., 2016b).

$$\left\{ \alpha_c \leq \frac{\omega_s}{10} \right. \quad (21)$$

Para a escolha de α_h , o critério tipicamente adotado implica $\alpha_h < \omega_1$, dado que ω_1 é a frequência fundamental do sistema.

3.3 Técnicas de modulação

O principal objetivo da modulação em um conversor é a síntese de sinais de referência através de trens de pulsos. Dependendo do método escolhido para realizar a modulação, a forma de onda na saída do conversor pode conter distorções harmônicas indesejadas.

As principais técnicas de modulação para MMCs podem ser classificadas de acordo com a frequência de chaveamento imposta aos conversores, conforme a Figura 22. Estas técnicas estão descritas a seguir.

Figura 22: Técnicas de modulação para conversores multiníveis.

Adaptado de Jovcic e Ahmed (2015)

3.3.1 Modulação com baixa taxa de chaveamento

Nesta modalidade, o conversor opera com frequências de chaveamento menores, o que faz das técnicas de modulação em escada (do inglês *Nearest Level Modulation* (NLM)) e de eliminação seletiva de harmônicos (do inglês *Selective Harmonic Elimination* (SHE)) opções atrativas para conversores com elevados números de níveis, já que reduzem perdas em chaveamento.

Nearest Level Modulation (NLM) Pelo NLM convencional, o número de submódulos inseridos em cada braço é determinado através da seleção do nível de tensão mais próximo da forma de onda da tensão de referência. O conteúdo harmônico da tensão de saída fica portanto altamente relacionado com o número de níveis produzidos pelo conversor (HASSANPOOR et al., 2015), fazendo com que ele seja tanto menor quanto maior for o número de submódulos. Comparado ao SHE, a implementação desta técnica é menos complexa e requer menos esforço computacional (DEBNATH et al., 2015).

Os números de submódulos ligados nos braços superior e inferior em uma perna podem ser determinados analiticamente através equações (22) (GUAN; XU; CHEN, 2011), onde as variáveis com índices n e p referem-se aos braços inferior e superior, respectivamente, v_k^* é a tensão de referência dada para dada fase; u_C refere-se às tensões sobre os capacitores, sendo $f(x)$ a função que devolve o inteiro mais próximo de x ; considerou-se que n é um número par.

$$n_n = \frac{n}{2} + f\left(\frac{v_k^*}{u_C}\right) \quad (22a)$$

$$n_p = \frac{n}{2} - f\left(\frac{v_k^*}{u_C}\right) \quad (22b)$$

Selective Harmonic Elimination (SHE) Os métodos derivados do SHE, por sua vez, baseiam-se nos padrões de chaveamento calculados para que determinadas harmônicas de baixa ordem sejam eliminadas do sinal de saída (KONSTANTINOOU; CIOBOTARU; AGELIDIS, 2013). Calculados antecipadamente para diferentes índices de modulação e ângulos de fase, os padrões de chaveamento são armazenados em tabelas de consulta (“look-up tables”) para que sejam acessados durante a operação.

Para um conversor de $N+1$ níveis (em todo momento há N submódulos inseridos), deverão ser calculados N ângulos de chaveamento, sendo um deles usado para a seleção da fundamental, e os $N-1$ restantes utilizados para eliminar harmônicas de ordens maiores. A forma de onda da tensão CA é dada através da série descrita em (23); os ângulos α_i devem atender as equações (24), onde os coeficientes k_i correspondem às ordens das harmônicas que devem ser eliminadas (KUMAR; DAS; AGARWAL, 2008).

$$v_{an}(\omega t) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{dc}}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{1}{k} [\cos(k\alpha_1) + \cos(k\alpha_2) + \dots + \cos(k\alpha_N)] \sin(k\omega t) \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \dots + \cos(\alpha_N) &= N \cdot m_I \\ \cos(k_1\alpha_1) + \cos(k_1\alpha_2) + \dots + \cos(k_1\alpha_N) &= 0 \\ &\vdots \\ \cos(k_N\alpha_1) + \cos(k_N\alpha_2) + \dots + \cos(k_N\alpha_N) &= 0 \end{aligned} \quad (24)$$

3.3.2 Modulação com alta taxa de chaveamento

Outras técnicas para modulação comuns na literatura relacionada a MMC baseiam-se em modulação por largura de pulso, sendo realizadas principalmente através da modulação PWM senoidal (*Sinusoidal Pulse Width Modulation* (SPWM)) e da vetorial espacial (*Space Vector Modulation* (SVM)).

3.3.2.1 Modulação vetorial espacial

Este método consiste em determinar as sequências de chaveamento e os ciclos de trabalho em um conversor através de um algoritmo que determine, em um diagrama composto por vetores de estado, os vetores adjacentes ao do sinal de referência e, então, decida a ordem dos vetores e o vetor zero, definindo-se assim os estados de cada chave. Deng et al. (2014) propõem um esquema geral para realização do SVM para inversores multiníveis, além de um método para cálculo dos ciclos de trabalho e determinação da sequência de chaveamento.

3.3.2.2 Modulação PWM senoidal

O SPWM consiste em comparar um sinal de referência senoidal (modulante) com uma forma de onda triangular de alta frequência (portadora), gerando-se assim uma sequência de pulsos. Para o caso de conversores multiníveis, o PWM pode ser realizado através de uma ou mais modulantes, comparando-as a múltiplas portadoras. Dessa maneira, Debnath et al. (2015) resumem algumas técnicas de modulação SPWM de acordo com as disposições das portadoras e o número de modulantes em um diagrama conforme o ilustrado na Figura 23.

Figura 23: Técnicas PWM para o MMC.

Adaptado de Debnath et al. (2015)

Nos próximos itens, seguem breves descrições de algumas dessas técnicas.

Portadoras

No que diz respeito às portadoras, as técnicas diferenciam-se de acordo com a disposição das portadoras com deslocamento em altura, no caso do *Carrier-Disposition PWM* (CD-PWM), ou em fase, nas técnicas sub-harmônicas (ilustrado nas Figuras 24, 25 e 25).

As técnicas CD-PWM são realizadas através de N portadoras triangulares idênticas (para conversores com $N+1$ níveis, conforme a nomenclatura definida na Seção 2.4.1), que são classificadas de acordo com sua disposição, podendo ser *Phase Disposition* (PD), *Phase Opposition Disposition* (POD) ou *Alternate Phase Opposition Disposition* (APOD), ilustradas nas Figuras 24. A distribuição desigual do *ripple* de tensão nos capacitores está entre as desvantagens destes métodos, os quais implicam alta distorção harmônica das tensões no lado CA e maiores magnitudes de correntes circulantes (DEBNATH et al., 2015). Desta forma, para um melhor desempenho do conversor, é usual que se empregue um algoritmo para balanceamento das tensões dos capacitores.

Figura 24: Portadoras em *Carrier-Disposition PWM* (CD-PWM).

Fonte: Debnath et al. (2015)

No caso das técnicas sub-harmônicas, requerem-se $2N$ portadoras, que podem ser triangulares (chamada de PSC) ou dentes-de-serra, deslocadas de $\frac{360^\circ}{2N}$ uma com relação à outra (ilustradas nas Figuras 25 e 26, respectivamente). Em geral, o emprego das técnicas sub-harmônicas implica menores quantidades de harmônicas nas tensões produzidas quando comparadas ao CD-PWM (LI; GREGOIRE; BÉLANGER, 2011).

Modulantes

Para conversores MMC, o PWM pode ser realizado utilizando-se uma, duas ou múltiplas formas de onda de referência, podendo-se variar o número de níveis nas formas de onda geradas dependendo da técnica escolhida.

Nas técnicas que empregam apenas uma referência, o “Controle I” (controle de fluxos de potência mais a controle de circulantes) gera modulante para apenas um dos braços da fase. A modulação então determinará quantos submódulos devem ser inseridos naquele

Figura 25: Portadoras dente-de-serra.

Fonte: Debnath et al. (2015)

Figura 26: Portadoras do tipo PSC.

Fonte: Debnath et al. (2015)

braço ($= N_{on}$), e o braço complementar daquela fase deverá ter $N - N_{on}$ submódulos inseridos. Então o número total de submódulos inseridos na fase deverá ser igual a N , garantindo-se assim um sinal de saída com $N+1$ níveis (conforme realizado por Saeedifard e Iravani (2010)).

Hagiwara e Akagi (2008) propõem uma técnica segundo a qual cada submódulo é controlado independentemente, implementando-se controle de balanceamento de tensões (dividido entre controles de tensão média e de balanceamento de tensões nos submódulos), gerando assim uma tensão de referência para cada submódulo. Cada tensão de referência será comparada à sua portadora, sendo que todas elas possuem a mesma frequência, porém deslocadas em fase, ou seja, as portadoras para cada fase são implementadas com base nas técnicas sub-harmônicas.

Finalmente, para os métodos que se utilizam de duas formas de onda de referência, para cada um dos braços da fase será calculada uma tensão de referência. Serão duas senóides complementares que, se comparadas a portadoras POD, produzem tensão com $N+1$ níveis, e $2N+1$ níveis se comparadas a portadoras PD (SIEMASZKO et al., 2010).

3.4 Balanceamento das tensões nos submódulos

Um dos principais desafios para implementação de MMCs está no balanceamento das tensões dos capacitores dos submódulos devido à necessidade de controle que atenda simultaneamente um grande número de células (JOVCIC; AHMED, 2015). Este controle, que é realizado através de uma seleção adequada das células a serem inseridas durante cada período de controle, é conveniente para o funcionamento destes conversores pois a existência de diferenças entre as tensões dos submódulos causa maiores ondulações nas tensões CC sintetizadas em cada fase, o que contribui com correntes circulantes maiores, gerando maiores perdas no conversor (TU; XU; XU, 2012).

A revisão feita por Debnath et al. (2015) enumera algumas das estratégias para balanceamento de tensões estudados atualmente, estando entre elas o emprego de um controla-

dor em laço fechado para cada submódulo, o uso de controle preditivo (o balanceamento é feito de acordo com uma função custo pré-definida) e os que são baseados em um método de classificação (as tensões dos capacitores em cada célula são medidas e ordenadas, e os submódulos são inseridos ou retirados de operação de acordo com este ranqueamento e com o sentido da corrente em cada braço, sendo os capacitores carregados ou descarregados conforme as configurações descritas na Seção 2.4.2).

Apesar de garantir o balanceamento dos capacitores para quaisquer condições operacionais do conversor, o método de classificação pode produzir chaveamentos desnecessários entre um período e outro, causando maiores perdas no chaveamento. A revisão abaixo inclui as principais estratégias propostas para mitigar este problema.

Phase-Shifted Carrier-Based PWM (PSC-PWM) com chaveamento reduzido

A estratégia proposta por Tu, Xu e Xu (2012) consiste na combinação de uma modulação em PSC-PWM modificada com algoritmo de balanço de tensão, com frequência de chaveamento reduzida, e um controle para supressão de corrente circulante no conversor.

Tendo definidos os números de células que devem ser inseridas em cada braço através da modulação PSC-PWM, aplica-se o algoritmo de balanceamento de cargas com chaveamento reduzido, que é baseado no método tradicional (inserindo os capacitores com menor ou maior carga, dependendo do sentido da corrente no braço). Seu algoritmo está ilustrado na Figura 27, onde ΔN_{on} é o número de submódulos extras a serem ligados no próximo ciclo do controle, N é o número de submódulos por braço, N_{on} é o número total de submódulos a serem ligados no próximo ciclo de controle e i_{arm} é a corrente no braço.

Segundo este método, se o número de submódulos que devem estar ligados aumentar ($\Delta N_{on} > 0$), os submódulos atualmente ligados deverão manter seu estado, e apenas os que estavam desligados deverão ser candidatos a mudar de estado. De forma similar, se $\Delta N_{on} < 0$, só serão candidatos a mudar de estado os submódulos que estiverem atualmente ligados.

Este método implica a existência de correntes circulantes no conversor (TU; XU; XU, 2012), fazendo-se necessário o uso de controle para mitigá-las.

Método em malha aberta com eliminação de harmônica

Esta técnica, introduzida por Ilves et al. (2012), consiste em gerar um padrão de chaveamento que garanta que a energia armazenada em cada submódulo fique estável ao longo da operação do conversor. Isto é feito considerando-se que a transferência líquida de carga do capacitor do submódulo deve ser nula durante um período do trem de pulsos.

O número de ângulos pode ser escolhido de forma que seja igual ao número de células por braço. Assim, deslocando a sequência de pulsos de um período de frequência

Figura 27: Algoritmo de balanceamento de cargas com chaveamento reduzido.

Traduzido de Tu, Xu e Xu (2012)

fundamental entre os submódulos, pode-se utilizar apenas uma sequência de pulso para todas as células, o que implica o fato do número de submódulos inseridos não se alterar entre períodos de controle. Desta forma, a utilização deste método elimina a circulação de correntes sub-harmônicas no conversor (ILVES et al., 2012).

Estratégia de balanceamento híbrida

Esta técnica, proposta por Qin e Saeedifard (2014), combina um método de classificação preditiva de erros (realizada através do cálculo do erro entre valores previstos para as tensões nos capacitores e seus valores nominais) e o algoritmo de classificação de tensões convencional.

O algoritmo é dividido em duas subtarefas: 1) realiza-se a atualização de uma lista ordenada dos submódulos baseada nos erros de tensão calculados e 2) selecionam-se as células que deverão ser inseridas/colocadas em *bypass* de acordo com o número de submódulos requeridos.

O erro é calculado pela diferença entre a tensão prevista no período subsequente ao atual ($k+1$) e a nominal. A tensão prevista é calculada através da equação (25), onde o índice i corresponde a determinada célula e o j , à fase considerada; i_m é a corrente circulando no braço, C é a capacitância total inserida e T_{s1} , o tempo para a realização da subtarefa 1. Os submódulos escolhidos para ser ligados serão os que apresentarem os

menores erros calculados.

$$V_{cij}(k+1) = V_{cij}(k) + \frac{i_m(k)}{C} \cdot T_{s1} \quad (25)$$

Realiza-se o algoritmo através da determinação de um ΔV_c (máxima variação da magnitude de tensão dos capacitores): se o máximo valor de erro for maior do que este valor, adota-se o método convencional de classificação de tensões na subtarefa 1, caso contrário, utiliza-se o algoritmo preditivo proposto. Isto é feito para garantir que as tensões do capacitor converjam para seus valores nominais.

Balanceamento em frequência fundamental

É realizado através da seleção dos submódulos de acordo com a direção de corrente (para determinar quais serão carregados ou descarregados durante o período de chaveamento) e do método de classificação convencional das tensões medidas nos capacitores, que é executado quando a tensão sintetizada encontra-se em seus patamares máximos, $+V_{dc}/2$ e $-V_{dc}/2$, em $\theta = 90^\circ$ e 270° ; quando a lista ranqueada de tensões é atualizada nestes intervalos, os estados das chaves dos submódulos não ficam sujeitos a mudanças, o que reduz a frequência de chaveamento (QIN; SAEEDIFARD, 2014).

Estratégia otimizada para classificação de tensões

A estratégia proposta por Guan, Xu e Chen (2011) baseia-se no método tradicional de balanceamento de tensões. Segundo este método, considerando que a corrente circula de forma a descarregar os capacitores, multiplicam-se por um fator maior do que 1 as tensões dos capacitores já ligados e dos que estão desligados e com tensões acima de um limite superior; desta forma, aumentam-se suas chances de serem ligados no próximo ciclo de controle. O raciocínio é similar para quando a corrente circula de forma a carregar os capacitores.

Algoritmo preditivo para a carga armazenada nos capacitores

Ilves et al. (2015) propõem um método que tem como objetivo garantir que as cargas armazenadas nos capacitores estejam uniformemente distribuídas quando as tensões atingem seus valores máximos e mínimos, o que possibilita limitar o seus *ripples* de tensão. O algoritmo compreende quatro passos:

1. previsão da quantidade de carga a ser transferida para os submódulos até o próximo cruzamento da corrente com zero: isto é realizado através da somatória das integrais das correntes dos braços durante os períodos em que cada submódulo estiver inserido;

2. cálculo das tensões de capacitor considerando que a carga calculada no passo anterior esteja uniformemente distribuída: sabendo a quantidade de carga transferida para o braço, podem-se estimar as tensões nos capacitores considerando-se que suas cargas estejam balanceados ao final de cada período de carga ou descarga, as quais se chamam “tensões-alvo”;
3. determinação de sequências de pulsos e estimativa das tensões sobre os capacitores caso elas sejam realizadas: estes cálculos são feitos de acordo com os valores obtidos para as cargas no primeiro passo;
4. escolha das células que serão inseridas ou ficarão em *bypass*: para evitar chaveamentos desnecessários, os estados das chaves não se alteram até que o algoritmo de seleção esteja completo; o algoritmo é realizado de forma que as tensões estimadas no passo 3 convirjam para as tensões-alvo determinadas no passo 2, desta forma, em períodos de carregamento, são inseridos os submódulos com tensões estimadas menores do que suas tensões-alvo e, de forma similar, são inseridas as células cujas tensões estimadas estiverem acima da tensão-alvo em períodos de descarregamento.

Este algoritmo pode também ser implementado através de uma modulação programada, segundo a qual calculam-se os padrões de chaveamento antes de colocar o controle em operação (isto é feito através de simulações realizadas em diferentes pontos de operação) e armazena-se o resultado em *lookup tables*.

Simulações para operação normal

Neste capítulo, será realizado o teste do funcionamento do sistema escolhido para operação sem contingência, a fim de se verificar o funcionamento do sistema de controle. As simulações serão conduzidas utilizando-se o *software* PSCADTM/EMTDCTM.

4.1 Sistema utilizado

O sistema estudado possui configuração e parâmetros baseados no sistema teste proposto por Leterme et al. (2015), ilustrado na Figura 28. Conforme a descrição feita pelos autores, trata-se de um modelo para um sistema de transmissão HVDC multiterminal composto por quatro terminais conversores, dois deles (1 e 2) conectados a fazendas eólicas *offshore* que alimentam os conversores 3 e 4, conectados à rede de transmissão CA no continente. Tanto a rede CA quanto as fazendas eólicas serão modeladas por fontes de tensão independentes em série com impedâncias. A configuração do sistema é a monopolar simétrica, com tensão CC ± 320 kV.

A implementação deste sistema-teste em arquivo de simulação do PSCADTM/EMTDCTM foi desenvolvido e gentilmente cedido por Vinícius Albernaz Lacerda Freitas, doutorando no Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação da Escola de Engenharia de São Carlos (EESC-USP).

A rede de transmissão CC consiste em cinco elos, dois deles com comprimentos de 200 km (elos 13 e 34), dois com 100 km (12 e 34) e um com 150 km (elo 24).

Neste sistema, os Terminais 1 e 2 possuem controles externos de potência, o Terminal 3 idem, porém o controle da potência ativa conta com o suporte de um controlador *droop*, e o Terminal 4 fará controle de tensão CC na rede.

O controle de *droop* no Terminal 3 consiste em:

- se a tensão CC ultrapassar um limiar inferior ou superior determinado em projeto, somar à referência da potência ativa a diferença entre tensões CC medida e de referência;

Figura 28: Sistema teste utilizado nas simulações.

Adaptado de: Leterme et al. (2015).

- enquanto a tensão CC permanecer na faixa estabelecida, a referência de potência vista pelo controlador é igual à estabelecida pelo “operador”.

Este controle secundário visa auxiliar na manutenção da tensão CC durante a operação da rede.

Os conversores ainda contam com proteção própria contra sobrecorrentes, que consiste em desligar as chaves quando se detecta magnitudes de corrente de braço que excedam 2 pu (em valores de base referentes ao elo CC). A detecção desta sobrecorrente ocorre quando esta condição prolonga-se por pelo menos $100 \mu s$, sendo que o bloqueio dos IGBTs ocorre efetivamente $20 \mu s$ após este atraso. Após o desligamento das chaves, os elos CA e CC neste conversor ainda ficam conectados através de uma ponte de diodos de roda livre, conforme será descrito no Capítulo 5.

4.1.1 Parâmetros do sistema

Como visto na Figura 29, que ilustra um terminal do sistema, as redes CA estão representadas por fontes CA de tensão V_g com frequência e impedâncias de curto-circuito formadas por R_g e L_g . Os parâmetros das redes CA e dos conversores estão resumidos na Tabela 2.

A resistência de braço (R_{arm}) modela a resistência equivalente dos submódulos do braço e, no modelo, fica ligada em série com a indutância de braço (L_{arm}). A capacitância de braço (C_{arm}) refere-se à associação em série de todos os capacitores de submódulo do braço; neste caso, a capacitância em cada submódulo terá portanto valor igual a $1,465 \text{ mF}$ ($= C_{arm} \cdot N_{sm}$, sendo N_{sm} o número de submódulos por braço).

Os transformadores que fazem a interface entre redes CA e conversores têm relação de transformação 400:400 kV e potências nominais idênticas às dos terminais aos quais estão ligados. Possuem configuração estrela-aterrada delta.

Figura 29: Terminal do sistema estudado.

Tabela 2: Parâmetros das redes e dos conversores.

	Terminal 1, 2 e 3	Terminal 4
Potência nominal (S_b) [MVA]	900	1200
Tensão das fontes CA (V_g) [kV]	380	380
Frequência da rede CA (f_g) [Hz]	50	50
Tensão CA nominal do conversor (V_c) [kV]	380	380
Resistência CA (R_g) [Ω]	1,77	1,34
Reatância CA (L_g) [Ω]	17,7	13,4
Impedância dos transformadores (X_t) [pu]	0,15	0,15
Indutância de braço (L_{arm}) [mH]	84,8	63,6
Capacitância de braço (C_{arm}) [μF]	29,3	39
Resistência de braço (R_{arm}) [Ω]	0,885	0,67
Número de submódulos (N_{sm}) [-]	50	50

Adaptado de: Leterme et al. (2015)

Foram conectados indutores L_{dc_b} em série entre os conversores e os barramentos CC, além de indutores L_{dc_c} nas extremidades das linhas, conforme listado na Tabela 3, cujos valores são idênticos em todos os terminais. A parte do sistema que inclui os filtros CC e a derivação dos terminais CC está ilustrada nas Figuras 30 e 31, sendo a primeira referente ao Terminal 1, que é ligado a três terminais (o desenho é similar para o Terminal 3), e a segunda ao Terminal 2, ligado a dois terminais (similar ao Terminal 4).

Como a rede utilizada possui configuração monopolar simétrica, foram instalados capacitores C_{dc} pequenos no lado CC da rede com o intuito de criar uma referência de terra para as tensões CA (JOVCIC; AHMED, 2015).

Os elos CC são compostos por cabos isolados *Cross Linked Polyethylene* (XLPE)

Figura 30: Região do sistema entre o conversor e o início dos elos (Terminal 1).

Figura 31: Região do sistema entre o conversor e o início dos elos (Terminal 2).

de 320 kV adequados para aplicações submarinas. Estes são compostos por um núcleo condutor, revestimento de chumbo e armadura de aço, separados por camadas isolantes

Tabela 3: Parâmetros das redes e dos conversores.

Componente	Valor
Reator CC no lado do conversor (L_{dc_b}) [mH]	10
Reator CC no início dos cabos (L_{dc_c}) [mH]	30
Capacitância CC (C_{dc}) [μ F]	2,5

Adaptado de: Leterme et al. (2015)

de XLPE. Os parâmetros relativos à geometria e ao material dos cabos estão relacionados na Tabela 4.

Tabela 4: Parâmetros dos cabos.

	Raio externo [mm]	ρ [Ω m]	ϵ_{rel} [-]	μ_{rel} [-]
Núcleo	19,5	$1,7 \cdot 10^{-8}$	-	1
Isolamento	48,7	-	2,3	1
Revestimento	51,7	$2,2 \cdot 10^{-7}$	-	1
Isolamento	54,7	-	2,3	1
Armadura	58,7	$1,8 \cdot 10^{-7}$	-	10
Isolamento	63,7	-	2,3	1

Adaptado de: Leterme et al. (2015)

Considera-se uma resistividade constante de $1 \Omega \cdot m$ para o modelamento do retorno por terra, valor típico para solo molhado (LETERME et al., 2015). A impedância de surto é de $33,73 \Omega$ e a velocidade de propagação, de $183,5 km/ms$.

Será utilizado um modelo de cabo que é dependente de frequência, disponível no PSCADTM/EMTDCTM. Trata-se de um modelo de parâmetros distribuídos que oferece bom desempenho na representação dos transitórios e das características do cabo para frequências de até 1 MHz (SILVA; KOTHALAWALA, 2016).

4.1.2 Modulação e balanceamento de cargas

A técnica de modulação eleita será realizada por meio da comparação de sinais de referência com N_{sm} portadoras dispostas em *Phase-Shifted Carrier* (PSC) com frequência $f_{sw} = 200$ Hz (quatro vezes à da rede).

Será utilizado o método tradicional de classificação para balanceamento de cargas, que depende das seguintes informações:

- determinação do número de capacitores a serem inseridos em cada braço N_{on} através da saída dos moduladores;
- classificação das tensões de todos os submódulos de uma fase;

- determinação do sentido das correntes em cada submódulo;

A lista de prioridade para as células que serão ligadas, ou seja, que terão seus capacitores em *bypass*, será organizada da seguinte forma:

- se a corrente que flui pelos submódulos tem sentido positivo: a lista é feita em ordem crescente de tensões dos capacitores.
- se a corrente que flui pelos submódulos tem sentido negativo: a lista é feita em ordem decrescente de tensões dos capacitores.

As convenções de sentido de corrente estão conforme o descrito na Seção 2.4.2. Os estados das chaves serão atualizados a uma taxa de 240 Hz.

4.1.3 Controle vetorial

Para este trabalho, todos os controles pertencentes ao ‘Controle I’, exceto os das circulantes, serão realizados segundo o método do controle vetorial (conforme sinalizado na Seção 3.2), e os controladores PI serão dimensionados através do método do ótimo simétrico, mostrados no Anexo B.

Para os cálculos dos PIs, serão utilizados a indutância e a resistência equivalentes L' e R' , calculada conforme (26), visto na Seção 3.1.

$$\begin{cases} L' = L_g + \frac{L_{arm}}{2} \\ R' = R_g + \frac{R_{arm}}{2} \end{cases} \quad (26)$$

Controle interno Os parâmetros dos PIs serão calculados segundo as expressões na Tabela 1, ajustados através do método do Ótimo Simétrico, escolhido por ter apresentado tempos de resposta e sobressinais menores. Os valores dos parâmetros utilizados para obtenção dos parâmetros dos controles dos terminais estão dados em (27).

$$\begin{cases} a = 2,5 \\ T_a = \frac{1}{2f_{sw}} \end{cases} \quad (27)$$

Controle externo de potências Neste trabalho, o controle de potências será realizado em malha aberta, com as referências para as correntes calculadas conforme enunciado nas Equações (28) (visto na Seção 3.2.2).

$$\begin{cases} I_{gd}^{ref} = \frac{2}{3V_{gd}} P_s^{ref} \\ I_{gq}^{ref} = -\frac{2}{3V_{gd}} Q_s^{ref} \end{cases} \quad (28)$$

O tempo de acomodação em 10% da função de transferência ($t_{s,10}$) depende dos parâmetros do conversor e do controle interno de correntes. Este valor foi obtido verificando-se o tempo da resposta do laço interno de controle a um degrau unitário.

Controle externo de tensão CC Este controle será realizado apenas através do Terminal 4. Os ganhos dos PIs do controle de tensão CC serão calculados conforme as equações em (19) com os valores dados em (29).

$$\begin{cases} a = 2, 0, \\ t_{s,10} = 57,3 \text{ ms} \\ C_{eq} = 3 \frac{C_{cell}}{N} \end{cases} \quad T_{eq} = \frac{t_{s,10}}{2,3} \quad (29)$$

Controle de correntes circulantes Este controle será realizado através do controlador visto na Figura 19, na Subseção 3.2.4. Seus parâmetros foram calculados a partir dos valores dados em (30).

$$\begin{cases} \alpha_c = 3,90 & (\text{Terminais 1, 2 e 3}) \\ \alpha_h = 19,0 & (\text{Terminais 1, 2 e 3}) \end{cases} \quad \begin{cases} \alpha_c = 2,90 & (\text{Terminal 4}) \\ \alpha_h = 26,0 & (\text{Terminal 4}) \end{cases} \quad (30)$$

Dessa forma, os parâmetros calculados para os controladores PI ficam dados na Tabela 5 e para os PR, na Tabela 6. Todos os valores foram calculados a partir de parâmetros da rede em p.u..

Tabela 5: Parâmetros dos controladores PI.

	Tipo de controle	Ganho proporcional	Constante de tempo integral
Terminal 1, 2 e 3	Interno	9,503	$3,125 \cdot 10^{-2}$
	Externo de potências	$6,667 \cdot 10^{-1}$	$8,642 \cdot 10^{-3}$
Terminal 4	Interno	9,334	$3,125 \cdot 10^{-2}$
	Externo de tensão	$7,541 \cdot 10^{-1}$	$9,958 \cdot 10^{-2}$

Tabela 6: Parâmetros dos controladores PR.

	Ganho proporcional ($K_{p_{circ}}$)	Ganho ressonante (K_h)
Terminal 1, 2 e 3	0,90	150
Terminal 4	0,86	150

4.2 Simulações do sistema

O sistema completo foi simulado para a verificação do funcionamento dos controles bem como para visualização das tensões sobre os capacitores. Os sinais de referência para os controles de potência foram gerados através de rampas com inclinação de 1600 MVA/s para os Terminais 1, 2 e 4, e de 1800 MVA/s para o Terminal 3. A referência para o controle de tensão CC satura em 1,15 pu, e as saídas dos controles externos, que são as referências para o controle interno de correntes, são limitadas em 1 pu de magnitude. O controle de *droop*, aplicado ao Terminal 3, foi dimensionado para atuar quando a tensão CC neste terminal atingir valores que não pertençam ao intervalo de 85% a 110% da tensão CC nominal (640 kV).

Todos os resultados foram obtidos para uma rampa que varia de 0,1 pu a 0,5 pu (no instante 3 s) para a referência da potência ativa do Terminal 1 e de 0,1 pu a -0,4 pu (no instante 4 s) para a referência da potência reativa do mesmo terminal.

Os gráficos nas Figuras 32 e 33 mostram os sinais de corrente para o controle de correntes no Terminal 1 e no 4.

Figura 32: Controle interno do Terminal 1.

Figura 33: Controle interno do Terminal 4.

Os gráficos dos controles internos mostram que, nos dois terminais, a corrente segue a referência de forma satisfatória, com atrasos e sobressinais virtualmente nulos. Quando

há variação na corrente em um dos eixos, é possível verificar uma perturbação no sinal da corrente do outro, o que indica que, com o uso da malha de desacoplamento, o acoplamento entre as malhas passa a ter efeito apenas transitório.

A verificação dos desempenhos dos controles externos dos Terminais 1 e 4 está feita a partir dos gráficos nas Figuras 34 e 35, que contêm as curvas referentes aos controles de potência e de tensão CC nos Terminais 1 e 4, respectivamente.

Figura 34: Controle externo do Terminal 1.

Figura 35: Controle externo do Terminal 4.

Nos gráficos da Figura 34, é possível observar que o sinal da potência reativa passa a variar levemente quando houve variação na potência ativa, e vice-versa. Isto se deve ao fato de o controle externo de potências ter sido implementado em malha aberta. Neste caso, os mesmos sinais do acoplamento vistos entre as correntes nos eixos d e q vão ser observados entre as potências ativa e reativa.

Observa-se na Figura 35 que a tensão CC experimentou aumento quando a referência da potência ativa no Terminal 1 mudou, mas ao longo da janela amostrada neste gráfico, é possível ver que, após o degrau, o sinal começa a se aproximar da referência.

Na Figura 36 estão os gráficos para os controles interno e externo no Terminal 3. Pelos gráficos na Figura 36b nota-se que, assim como para os Terminais 1 e 4, o controle interno deste terminal apresenta desempenho satisfatório, sendo possível ainda notar o acoplamento entre os eixos d e q no intervalo em que há variação da corrente em d .

Figura 36: Desempenhos dos controles no Terminal 3.

(a) Controle interno do Terminal 1.

(b) Controle externo do Terminal 3.

Também conforme o visto nos Terminais 1 e 4, constatam-se sinais de acoplamento entre as potências ativa e reativa devido ao tipo de controle escolhido para as potências.

Nota-se na curva de referência para a potência ativa do gráfico da Figura 36b a atuação do controle *droop*. Quando se variou a referência da potência ativa do Terminal 1 no instante 3 s, a tensão CC aumentou para acomodar o maior fluxo de potência ativa na rede. Quando seu valor superou o limite determinado no controle de *droop* (em 3,2 s), este controle ajustou a referência da potência ativa de forma a impor um fluxo de potência ativa negativa na rede, auxiliando na redução dos níveis da tensão. Quando eles retornaram à faixa de valores permitida para este controle (em 3,5 s), ele deixa de atuar, levando a referência da potência ativa de volta ao valor estabelecido pelo operador.

Nos gráficos da Figura 37, estão os sinais do controle de correntes circulantes no Terminal 1, cuja referência é igual a um terço da corrente CC naquele elo. Verifica-se que as circulantes são compostas por uma parcela correspondente a um terço da corrente CC somada a distorções, que correspondem a harmônicas não suprimidas pelo controlador PR e principalmente aos ruídos encontrados na corrente CC. Chega-se a esta conclusão sabendo-se que: (1) as harmônicas suprimidas pelo PR foram somente aquelas com as

maiores amplitudes dentre as harmônicas presentes na circulante e (2) as harmônicas das correntes circulantes não interagem com os elo CA ou CC, circulando somente entre as fases do conversor (JOVCIC; AHMED, 2015), ou seja, não são as circulantes que influenciam a forma de onda da corrente CC, é o oposto.

Figura 37: Desempenho do controle das correntes circulantes no Terminal 3. Caso 1.

A Figura 38 mostra sinais de tensão sobre capacitores escolhidos aleatoriamente dentre os submódulos no Terminal 1. Para o recorte registrado no gráfico, em que houve mudança de referência da potência ativa no Terminal 1 (instante 3 s) e da potência reativa (instante 4 s), observa-se que, antes da variação da referência da potência, quando o terminal operava em regime, as tensões variavam em torno de um valor igual à razão entre V_{dc} e N_{sm} (12,8 kV, correspondente à tensão média sobre cada capacitor), e seus valores apresentam ondulação abaixo de $\pm 5\%$ em torno daquela tensão média. Durante o transitório provocado pelas mudanças nas referências de potência porém, essas amplitudes de ondulação são praticamente multiplicadas por 2.

Figura 38: Gráfico de tensões sobre capacitores na fase B do Terminal 3.

Proteção em sistemas MMC-HVDC

O conteúdo deste capítulo está relacionado com a proteção de sistemas VSC-HVDC, o que inclui uma revisão sobre métodos de proteção pertinentes a esses sistemas, bem como uma breve descrição sobre o comportamento do sistema quando da ocorrência de uma falta até o instante em que a proteção atua e isola a porção em falta da rede. A partir da Seção 5.3, será desenvolvida a proposta para proteção deste trabalho.

5.1 Faltas em sistemas MMC-HVDC

Para sistemas VSC-HVDC em geral, as ocorrências de faltas na linha CC exigem que se isole o trecho em falta o mais rápido possível devido às elevadas correntes, visto que, com relação aos sistemas *LCC-based HVDC* (LCC-HVDC), as impedâncias na rede são significativamente menores, o que implica, além de correntes de falta com magnitudes muito altas, baixos níveis de tensão ao longo da rede (JOVCIC; AHMED, 2015).

Para de redes que empregam MMC que possuem submódulos com topologia ponte completa, é possível isolar as faltas através dos conversores dado que, neste caso, eles possuem capacidade de impedir que a falta CC seja alimentada pela linha CA quando bloqueados, conforme descrito na subseção 2.2.1 (DEBNATH et al., 2015).

Para o MMC com meia-ponte, quando uma falta é detectada, os conversores também devem ter suas chaves imediatamente bloqueadas. Para esta topologia porém, com as chaves desligadas, os diodos ligados em antiparalelo a elas passam a atuar como um conversor não-controlado, permitindo que a rede CA alimente a falta. Sabendo-se que demora de três a quatro ciclos para isolar a falta através de disjuntores CA (SHARIFABADI et al., 2016a), sendo que, neste íterim, não é possível controlar a corrente proveniente da rede CA, conclui-se que a proteção do lado CC atuar antes da abertura dos disjuntores CA.

Uma falta CC polo-polo, a mais severa das condições para uma rede na configuração simétrica, pode ser dividida em três etapas (SHARIFABADI et al., 2016a): a primeira ocorre nos primeiros milissegundos do curto-circuito, antes do bloqueio dos conversores, quando

o cabo e os capacitores dos submódulos serão descarregados e contribuem para a corrente de falta.

A segunda etapa ocorre após o bloqueio dos IGBTs: a corrente de falta é alimentada pela rede CA através da ponte de diodos antiparalelos; muitos fabricantes instalam um tiristor conectado em paralelo com o submódulo, fazendo com que a corrente de falta passe majoritariamente por ele em vez de circular pelos diodos, que possuem limites maiores para sobrecorrentes (SHARIFABADI et al., 2016a). É nesta fase que fica caracterizado o nível de curto-circuito das redes CA (SHARIFABADI et al., 2016a).

A terceira fase corresponde ao intervalo necessário para que a falta seja isolada do restante do sistema. Caso os disjuntores do lado CA sejam ativados (no caso de inexistência de disjuntores CC ou se estes não tiverem atuado a tempo), ainda haverá circulação de corrente proveniente da energia armazenada nos reatores de fase e na capacitância parasita de cabos.

A instalação de múltiplos terminais ao elo CC introduz ainda mais um nível de complexidade ao sistema de proteção: embora uma rede MTDC que utilize VSCs possa tecnicamente operar sem o emprego de disjuntores CC, em caso de faltas CC, toda a rede teria que ser desligada para que a falta seja isolada, o que seria feito através dos disjuntores no elo CA; em uma transmissão ponto-a-ponto, esta manobra é aceitável, porém não é prática em redes multiterminais. Para que a proteção da rede seja seletiva, suas porções saudáveis devem ser mantidas em operação, desconectando-se apenas as partes que estejam ligadas à falta. Para tanto, faz-se necessário o uso de disjuntores nas linhas de transmissão no elo CC (DESCLOUX et al., 2012).

Considerando apenas as faltas nas linhas CC, a proteção atingirá a melhor performance se toda linha puder ser isolada operando-se disjuntores nas suas extremidades (JAHN; JOHANNESSON; NORRGA, 2017), sendo esta a configuração que menos causa prejuízos ao resto da rede em caso de falta CC. Na Figura 39 está ilustrado um exemplo de rede MTDC com quatro terminais com as posições dos disjuntores e a presença de reatores limitadores de corrente. Esses reatores cumprem o papel de delimitar as zonas de proteção sobre as quais atuarão cada disjuntor, de limitar o crescimento inicial da corrente de falta (dando mais tempo para a proteção atuar) e de aumentar a distância elétrica entre as extremidades da linha (JAHN; JOHANNESSON; NORRGA, 2017).

5.2 Revisão sobre detecção e classificação de faltas CC em sistemas VSC-HVDC

A proteção de redes *MMC-based HVDC* (MMC-HVDC) tem como objetivo isolar o local de falta antes que a sobrecorrente gerada cause danos ao restante do sistema e segue a mesma filosofia que se aplica à proteção de sistemas CA, que tem como fundamentos (JOVCIC et al., 2011):

Figura 39: Esquema de uma rede MTDC com quatro terminais.

Adaptade de Jahn, Johannesson e Norrga (2017).

- ❑ a sensibilidade: toda falta deve ser detectada;
- ❑ a seletividade: apenas a porção sob condição de falta deve ser isolada após uma falta;
- ❑ a rapidez: o sistema de proteção deve atuar de forma rápida o suficiente para que não haja danos aos componentes da rede;
- ❑ a confiabilidade: deve ser confiável e deve possuir sistema de retaguarda para o caso de falha do sistema de proteção principal;
- ❑ a robustez: as faltas devem ser detectadas com o sistema operando em modo normal ou degradado, e devem ser distinguidas de outros eventos na rede (e.g., mudanças no ponto de operação dos conversores);
- ❑ a ininterruptibilidade: as porções saudáveis da rede devem continuar operando em condição segura após o isolamento da falta.

Nas aplicações que envolvem sistemas multiterminais, o uso de disjuntores CC, dispositivos que ainda são alvo de desenvolvimento, torna-se obrigatório. Dentre os tipos existentes, há os mecânicos, os baseados em semicondutores (que possuem operação mais veloz, menor corrente de interrupção e operações de abertura e fechamento ilimitadas), e os híbridos (JOVCIC; AHMED, 2015).

A proteção de sistemas MTDC exige, com o emprego de disjuntores CC, o uso de uma ferramenta que decida o estado dos disjuntores de cada zona de proteção. Os métodos para detecção de faltas fazem parte de um esquema geral de proteção de um sistema MTDC, que deve atender requisitos de proteção utilizando estratégias adequadas para isolar faltas no elo CC. A proteção tipicamente consiste em múltiplas funções que são empregadas como proteção principal, da qual se exige que atue de forma rápida e que

detecte corretamente em qual linha a falta tenha ocorrido, e como retaguarda, que deve ser executada em caso de falha da proteção principal.

A seguir, serão listados alguns dos métodos de detecção de faltas utilizados em redes HVDC.

Magnitudes e derivadas de tensão e corrente

Das proteções convencionais, o monitoramento da magnitude das grandezas é uma das formas mais intuitivas e de mais fácil implementação. Para estas estratégias, o sinal de *trip* que aciona o disjuntor é enviado caso a magnitude da corrente ou da tensão medidas no ponto monitorado (na saída CC de cada terminal) seja maior ou menor, respectivamente, a valores programados no relé. Este tipo de proteção não oferece direcionalidade e deve ser utilizado como proteção de retaguarda. A fim de se evitar atuação indevida, faz-se necessário ajuste adequado dos valores de referência com os quais as grandezas medidas serão comparadas (B4.52, 2013).

Descloux, Raison e Curis (2014) exploram a medida das tensões sobre os indutores localizados em cada extremidade da linha, que dependem da derivada da corrente no elo CC. A proteção deve atuar se o valor da tensão ultrapassar um valor limite estabelecido em projeto, que está relacionado à escolha das indutâncias instaladas nas extremidades das linhas. Esta estratégia, por ser capaz de oferecer seletividade e baixos tempos de atuação, pode ser utilizada como a proteção principal, bem como a de retaguarda. Li, Xu e Yao (2017) utilizam os conceitos de faltas relevantes e irrelevantes; diferencia-se o primeiro caso do segundo através do intervalo de tempo necessário para que a tensão sobre o indutor instalado na linha CC atinja um valor de referência estabelecido em projeto; esta estratégia é independente da direção do fluxo de potência e, portanto, possibilita isolamento da falta de forma rápida e confiável.

Ikhide et al. (2015) desenvolvem uma técnica que se baseia na derivada inicial da corrente e, a partir dela, na estimativa da indutância da linha. De forma similar à executada pela proteção por distância aplicada a sistemas CA, uma falta é detectada quando a indutância calculada é menor do que a indutância de ajuste; através de uma escolha adequada para seu valor, é possível obter uma proteção seletiva.

A estratégia desenvolvida por Tzelepis et al. (2017) envolve o monitoramento da magnitude da corrente CC através das medições de vários sensores ópticos instalados ao longo da linha, bem como da sua derivada no tempo. Esses valores são acessados diretamente pelo sistema de proteção em cada terminal ligado a esta linha, tendo sido a comunicação realizada através de cabos ópticos. Este método foi considerado adequado para utilização na proteção principal por oferecer alta velocidade de operação e maior confiabilidade (devido à possibilidade de operação mesmo com falha em alguns dos sensores).

No método desenvolvido por Tang e Ooi (2007), os disjuntores CC a serem abertos quando da detecção de falta são decididos através dos sentidos das correntes nos terminais

(utilizados para determinar os disjuntores candidatos a estarem localizados na linha em falta) e, então, a escolha é feita considerando-se as correntes com maiores magnitudes. Este método, batizado como “handshaking method”, é considerado confiável para localizar e isolar faltas CC, e pode ser utilizado para restaurar a operação do sistema após a contingência.

Estratégias baseadas em transitórios utilizam-se da derivada de tensão e/ou de correntes no transitório da falta. Wang et al. (2015) avaliam o produto entre as duas derivadas, devendo a proteção acusar a falta caso ele seja menor do que um valor de projeto. O produto deve ser negativo para as medidas feitas na linha em falta, o que resolve a seletividade no sentido reverso. No sentido direto, estabelece-se seletividade ajustando-se o valor de projeto comparado ao produto das derivadas.

Diferencial

Estas técnicas dependem das medidas realizadas nos dois terminais ligados à linha considerada, sendo necessário um canal para comunicação entre eles a fim de compararem-se as medidas nas duas extremidades. A vantagem dessas técnicas é a inerente seletividade, que vem à custa do atraso introduzido pela comunicação entre os terminais.

Adamczyk, Barker e Ha (2014) e Descloux, Raison e Curis (2013) propõem um sistema com proteção primária baseada na avaliação da corrente diferencial entre as duas extremidades de um cabo. A pertinência ou não da falta à zona de proteção considerada é avaliada de acordo com o sinal (positivo ou negativo) desta medida. Descloux, Raison e Curis (2013) avaliam um sistema com transmissão submarina, com comunicação feita através de cabos ópticos, em conjunto com um esquema de proteção de retaguarda, que deve atuar para caso de falha da principal.

Um método que compara as ondas de tensão e corrente que entram na linha através de uma extremidade com a que saem pela outra é apresentado por Johannesson e Norrga (2015). Desta comparação, que leva em conta as características de propagação da linha, decide-se se houve falta interna.

Distância

Frequentemente utilizado para proteção de redes CA, este método consiste em calcular a distância do relé até a falta para determinar se ela ocorreu interna ou externamente à zona de proteção. Esta proteção, porém, deve sofrer adaptações quando aplicada a redes VSC-HVDC devido à resistência do cabo, tipicamente menores para estes sistemas (o que provoca erros significativos no cálculo das distâncias) (B4.52, 2013).

Suonan et al. (2013) propõem uma proteção por distância baseada em um modelo que considera parâmetros dependentes da frequência. Ao considerar o efeito da frequência nos

parâmetros do sistema, o método consiste no cálculo mais preciso de tensão e corrente da falta, simplificando o modelo da linha entre o local de falta através de um circuito RL.

Ondas viajantes

Os tipos de proteção que utilizam o conceito de ondas viajantes possibilitam implementar uma proteção mais veloz do que a oferecida por proteções mais convencionais (como a por sobrecorrente, sobretensão CC, diferencial, entre outros). Por isso, eles são largamente utilizados como proteção principal em redes HVDC, tendo alguma das proteções convencionais como retaguarda. Uma desvantagem deste método, porém, é a dificuldade em se estabelecer seletividade (LI et al., 2016).

Este tipo de proteção funciona com base na análise dos transitórios gerados durante a ocorrência de faltas CC, sabendo que são geradas ondas de tensão quando do acontecimento destes eventos; como essas ondas possuem informações suficientes para a caracterização de uma falta, é possível construir um algoritmo para sua rápida identificação (ZHANG; TAI; XU, 2011).

A proteção por ondas viajantes pode ser abordada de diferentes formas. Diversos métodos consistem em processar dados relativos às faltas através da transformada *Wavelet* para determinar a existência ou a localização de uma falta; Torres-Olguin e Haidalen (2016) e Zhang, Tai e Xu (2011) utilizam a transformada para diagnosticar a falta através de informações sobre a energia das *Wavelets*. Vazquez et al. (2007) utilizam algoritmo para discriminar faltas externas de internas a partir do reconhecimento de padrões nas ondas viajantes que passaram por pré-processamento através da análise por componentes principais.

Pode-se empregar este tipo de proteção também estabelecendo-se um valor máximo para a taxa de variação da corrente ou tensão na linha; no que tange a seletividade, este método é conveniente pois o sinal da derivada da corrente pode indicar se a falta foi externa ou interna (LI et al., 2009). Apesar de apresentar rápida resposta, este método exige que se garanta a proteção apenas para a linha CC, mantendo a estabilidade para outras perturbações; ademais, sua aplicação em linhas muito longas não é prática dado que as derivadas dependem da impedância de falta (NAIDOO; IJUMBA, 2005).

Processamento de sinais

Os métodos para detecção de falta baseados em transitórios podem ser executados em conjunto com processamento de sinais.

Kerf et al. (2011) propõem um método que considera três critérios para identificação de faltas, dois deles utilizam coeficientes obtidos através de análise de Wavelet, e a decisão sobre abrir ou não o disjuntor é realizado através de redundância modular tripla. O

método provou-se preciso com relação a seletividade, atuando em tempos próximos e inferiores a 1 ms considerando-se o tempo de viagem da onda resultante da falta.

Wang, Bi e Jia (2015), Jingxin (2013) e Yu et al. (2012) realizaram algoritmos de proteção através da análise da energia do sinal amostrado, calculado através dos coeficientes obtidos por transformada *Wavelet*.

Azad, Leterme e Hertem (2015) realizam a identificação da linha em falta processando-se as medidas locais de corrente através de classificadores, que são algoritmos treinados a partir de um conjunto de correntes obtidas da simulação do sistema com faltas aplicadas em diversos locais da linha.

A técnica proposta por Song et al. (2011) consiste em obter a distância do relé até o local da falta através da velocidade da onda na frequência natural da corrente, que é extraída através da análise espectral do sinal da corrente de falta. Para a extração da frequência natural, utilizam-se *Fast Fourier Transform* (FFT) e algoritmo de Prony. Esta técnica é robusta com relação ao local da falta e à resistência de falta, além de ter-se mostrado precisa com relação à estimativa da localização da falta (erro inferior a 1%).

5.3 Proteção proposta

Através de simulações do sistema com faltas localizadas em diferentes pontos das linhas ligadas ao terminal analisado, observa-se que os espectros de tensão CC apresentam comportamentos que dependem da distância da falta até o terminal e do seu pertencimento (ou não) à linha considerada. Nesta seção, o sistema será simulado com faltas em diferentes circunstâncias (localização, resistência de falta, ponto de operação dos conversores) e será verificada a possibilidade de se utilizar o espectro da tensão CC, obtido através de FFT, para classificar faltas em internas ou externas.

5.3.1 FFT da tensão CC

Foram realizadas dez simulações, cada uma com falta aplicada em um ponto distinto no sistema descrito no Capítulo 4, e foram observadas as tensões CC resultantes na extremidade do Cabo 12 ligada ao Terminal 2. Cinco dessas faltas (distâncias 1 a 5) foram aplicadas no Cabo 12, portanto são consideradas faltas internas (ou seja, os disjuntores CC ligados nesta extremidade deveriam atuar a fim de se isolar a linha). Outras cinco foram aplicadas ao Cabo 24, portanto classificadas como externas. A proteção no Cabo 12 não deveria então permitir que os disjuntores citados atuassem para estes cinco últimos casos.

Para cada caso, foi amostrada uma janela pós-falta de 128 amostras da tensão CC que tem início no instante em que a falta foi detectada. Procedeu-se então com o cálculo da FFT destas janelas de tensão, cujos espectros podem ser vistos nos gráficos da Figura 40. A amostragem foi realizada com taxa de 50 kHz.

Figura 40: FFTs das janelas de tensão para cada caso simulado.

Notou-se, neste gráfico, uma tendência à concentração de raias com magnitudes maiores em frequências mais altas quando as faltas ocorreram mais perto do terminal analisado, e estas raias passaram a se concentrar em frequências menores com o aumento da distância.

cia até este terminal. O fato de a falta ser externa também pareceu trazer as raiais para frequências mais baixas quando comparadas às das faltas internas.

5.3.2 Frequência do centro de massa

Da observação dos gráficos de espectro da tensão CC calculados por FFT, admite-se a hipótese de que os sinais obtidos para faltas mais próximas ao terminal analisado apresentem raiais com valores maiores em frequências mais altas. Baseando-se nesta observação, a classificação das faltas será realizada avaliando-se um parâmetro que será aqui intitulado “frequência do centro de massa” (f_{CM}). Esta nomenclatura vem do fato de seu valor ser obtido calculando-se a média ponderada das frequências do espectro tendo como pesos as alturas das raiais correspondentes a cada uma das frequências, em analogia ao cálculo do centro de massa de um conjunto de pontos materiais.

Está ilustrado na Figura 41 o exemplo de um espectro de frequências da tensão CC na extremidade de um cabo no evento de uma falta CC. O ponto identificado através de um círculo sinaliza as coordenadas de um centro de massa calculado para o conjunto dos pontos representados por $\bullet$'s, que marcam as alturas das raiais do espectro do sinal.

Figura 41: Exemplo do espectro de frequências da tensão CC com a linha CC em falta.

5.3.3 Análise da f_{CM} para diferentes casos de falta

A fim de se determinar um método para propor uma forma de classificação de faltas, simulou-se o sistema HVDC apresentado no Capítulo 4 sob diversas situações de falta CC e CA. Além disso, foi simulado um caso do funcionamento do sistema sem contingência, com mudança do ponto de operação dos terminais, para verificar se este evento sensibilizaria a proteção proposta.

Conforme a ilustração da Figura 42, serão aqui analisados os sinais para as zonas de proteção que contêm os Cabos 12 e 24, cujas aberturas em caso de falta CC seriam realizadas através dos pares de disjuntores CC DJ12_2p / DJ12_2n e DJ24_2p / DJ24_2n

(nas extremidades dos cabos próximas ao Terminal 2). As zonas de proteção serão denominadas 12_2 e 24_2, respectivamente.

Figura 42: Localização das zonas de proteção estudadas.

Como ilustrado na Figura 42, as medidas de correntes e tensões são feitas através de sensores localizados logo na saída dos terminais. As tensões CC consideradas nas análises referem-se às obtidas de polo a polo; elas serão calculadas através das tensões medidas em cada polo da linha, que têm como referência a terra.

As simulações foram realizadas segundo os seguintes casos:

- ☐ faltas CC internas, polo-polo e polo positivo-terra (francas e com resistências de falta);
- ☐ faltas CC externas, polo-polo e polo positivo-terra (francas e com resistências de falta);
- ☐ faltas CA na rede ligada ao Terminal 2 (trifásica, fase-fase e fase-terra);
- ☐ mudança de ponto de operação.

A classificação em falta interna ou externa está relacionada à zona de proteção considerada. Então, para a análise da proteção da Zona 12_2, serão consideradas internas as faltas localizadas no Cabo 12. De forma similar, as faltas localizadas no Cabo 24 serão consideradas internas para a proteção de 24_2.

As faltas CC foram posicionadas apenas nos Cabos 12 e 24. Desta forma, independentemente da escolha da zona de proteção a se analisar (12_2 ou 24_2), serão consideradas

as faltas mais severas para o caso de faltas CC externas, ou seja, dentre as faltas CC externas possíveis no sistema, esta seleção conterà aquelas mais próximas à zona de proteção em análise.

Como os terminais CC dos conversores estão em configuração monopolar simétrica, não foram simuladas faltas polo negativo-terra, já que os resultados seriam similares aos encontrados para faltas do tipo polo positivo-terra.

Nas próximas subseções serão apresentados os gráficos que mostram a evolução da f_{CM} ao longo do tempo para os casos descritos acima. A comparação entre os comportamentos das f_{CM} deverá servir de subsídio para a elaboração de um método de classificação das faltas.

A análise do sistema em falta foi realizada através da sua simulação considerando as variáveis descritas a seguir.

Pontos de operação

Os testes foram feitos para o sistema operando com os fluxos de potência relacionados na Tabela 7:

Tabela 7: Pontos de operação dos conversores.

Ponto de operação	Terminal conversor	P_{ref} (MW)	Q_{ref} (MVar)
1	1	700	-100
	2	700	-100
	3	-600	-100
	4	-	-100
2	1	-500	100
	2	-500	100
	3	600	100
	4	-	-100
3	1	450	-75
	2	450	-175
	3	-450	175
	4	-	300
4	1	90	-15
	2	90	-35
	3	-90	35
	4	-	60

Resistências de falta

Nos casos em que se inclui resistência de falta, foram utilizados valores de 1, 10 e 100 Ω .

Localização das faltas

As faltas foram distribuídas de forma uniforme nos cabos considerados, com cinco pontos distintos em cada um deles.

Ao longo do texto, os pontos de falta CC serão mencionados através de uma numeração que varia de “Dis 1” a “Dis 10”. Os pontos entre “Dis 1” e “Dis 5” estão reservados para faltas internas à zona de proteção considerada e o restante, às externas. A distância entre a falta e o ponto de medição é maior conforme aumenta a numeração do ponto.

“Dis 1”, “Dis 2”, “Dis 3”, “Dis 4” e “Dis 5” referem-se aos pontos localizados nas distâncias de 10, 30, 50, 70 e 90% de l_{int} a partir do terminal analisado (Terminal 2) até o local da falta, sendo l_{int} o comprimento do cabo pertencente à zona de proteção considerada. Analogamente, “Dis 6”, “Dis 7”, “Dis 8”, “Dis 9” e “Dis 10” nomeiam os pontos nas distâncias de 10, 30, 50, 70 e 90% de l_{ext} , partindo do terminal analisado até o ponto de falta, dado que l_{ext} é o comprimento do cabo não-pertencente à zona de proteção estudada.

Instante da aplicação de falta / mudança de ponto de operação

Todos os eventos de falta ou de mudança de ponto de operação serão efetuados no instante de 4 segundos.

5.3.3.1 Comparação entre todos os casos

A fim de se validar o uso da f_{CM} em algoritmos de classificação de falta, foram organizados, para uma primeira avaliação, os gráficos das Figuras 43 e 44, que apresentam a evolução das f_{CM} calculadas ao longo do tempo para o sistema operando em quatro pontos de operação, listados na Tabela 7, antes da contingência. O gráfico da Figura 43 corresponde à análise realizada através das medidas obtidas para proteção de 12_2 e o da Figura 44, das obtidas para a Zona 24_2.

A f_{CM} em dado instante t é obtida a partir do espectro calculado em uma janela de 2,56 ms (2^7 pontos), no intervalo de $t - 2,54(ms)$ a t (recordando que o passo da amostragem é de 20 μs).

Além de faltas CA e CC foi incluída também a f_{CM} para o caso de mudança no ponto de operação do Terminal 2, tendo sido variado do Ponto de operação 3 ao Ponto de operação 4.

Conforme observado nos gráficos, é possível distinguir as faltas entre internas e externas (CC e CA) ao se definir um limiar para cada tipo de falta (polo-polo ou polo-terra). Estes gráficos porém mostram apenas faltas francas, sendo necessário reavaliar os limiares para casos que incluam resistência de falta. A mudança do ponto de operação não apresentou variações significativas da f_{CM} ao longo do tempo e esteve próxima a zero.

Figura 43: Gráfico da evolução de f_{CM} para todos os testes (Zona 12_2). Figura 44: Gráfico da evolução da f_{CM} para todos os testes (Zona 24_2).

Os limiares nos gráficos das Figuras 43 e 44 foram decididos de forma que as f_{CM} correspondentes às faltas internas, e somente estas, superassem os valores dos limiares em um intervalo de poucos milissegundos após a ocorrência da falta, sabendo que é desejável que a falta seja classificada o mais rápido possível e considerando que sempre haverá um atraso entre a ocorrência e a detecção da falta. Estes valores foram decididos de forma manual, apenas observando as curvas para cada caso.

5.3.3.2 Efeito do ponto de operação do terminal

As Figuras 45 e 46 comparam as f_{CM} para o sistema operando em quatro pontos de operação. São observadas as faltas CC, polo-polo e polo-terra, nos casos críticos para distinção entre faltas internas e externas (“Dis 5”, interna e distante do terminal, e “Dis 6”, externa e próxima ao terminal).

Figura 45: Medidas para a proteção de 12_2: f_{CM} para o sistema em pontos de operação distintos.

Figura 46: Medidas para a proteção de 24_2: f_{CM} para o sistema em pontos de operação distintos.

Observa-se que as potências nas quais os conversores operam não influenciam significativamente os valores de f_{CM} calculados para intervalos de poucos milissegundos (em torno de 2 ms) após a falta. Dessa forma, assim como observado nos gráficos das Figuras 43 e 44, é possível classificar as faltas determinando-se apenas um valor limiar para cada tipo de falta (polo-terra e polo-polo) independentemente do ponto de operação do terminal.

5.3.3.3 Efeito da resistência de falta

No gráfico da Figura 47 estão as curvas das f_{CM} calculadas para o sistema em falta CC com resistências de falta de 1, 10 e 100 Ω . Estão comparados em cada gráfico os sinais obtidos para os mesmos casos considerados na análise anterior (“Dis 5” e “Dis 6”).

Figura 47: f_{CM} para faltas com resistências.

A partir destes gráficos, nota-se que os valores de f_{CM} variam sensivelmente com a resistência de falta: com a resistência de 100 Ω , já se nota que a medida de f_{CM} para uma falta interna passa a se confundir com aquela de faltas externas. Logo, em condição de resistências de falta mais altas (no mínimo superiores a 10 Ω , segundo o teste aqui feito), o seu emprego com o propósito de classificar as faltas fica comprometido.

5.3.4 Proposta de proteção

Sugere-se aqui uma proteção simples que consiste em comparar um valor de f_{CM} registrado em instante posterior ao de detecção da falta a um limiar, determinado a partir dos resultados das simulações apresentados na seção anterior.

5.3.4.1 Algoritmo

A Figura 48 ilustra a sequência empregue para determinar o estado da proteção da zona considerada.

Figura 48: Fluxograma do algoritmo para a classificação das faltas.

Neste fluxograma, “ t_{janela} ” refere-se ao tamanho da janela utilizada para cálculo das FFTs das tensões CC e “ t_{passo} ” é igual ao período de amostragem. Devido ao fato de f_{CM} ser calculada no intervalo entre t e $t - t_{janela}$, conforme descrito na Subseção 5.3.3.1, a classificação deve ser iniciada a partir do instante $t = t_{janela}$.

“limiar_Delta” é o limite definido para a derivada de corrente CC, utilizado para a detecção da falta. A derivada em um instante t é definida entre este e $t - t_{passo}$, calculada através de (31).

$$delta_Idc(t) = \frac{I_{dc}(t) - I_{dc}(t - t_{passo})}{t_{passo}} \quad (31)$$

A partir do momento em que o módulo da derivada da corrente em pelo menos um dos polos, $|delta_Idc_p|$ ou $|delta_Idc_n|$, supera o limiar determinado, considera-se um

intervalo “ t_{atraso} ”, necessário para distinguir mais claramente as faltas CC internas de outros eventos no sistema visto que, conforme observado nos gráficos das Figuras 43 e 44, há um período após o instante de detecção de falta em que os casos de faltas CC internas possuem valores de f_{CM} superiores aos dos outros casos.

Então, no instante seguido da detecção da falta e do “ t_{atraso} ”, serão comparados $|delta_I_{dc_p}|$ e $|delta_I_{dc_n}|$ de forma a se determinar o valor do limiar de f_{CM} , escolhido entre “ $limiar_{polo-polo}$ ” e “ $limiar_{polo-terra}$ ”. Esta escolha depende do tipo da falta CC (polo-polo ou polo-terra), conforme mostrado nos gráficos da Seção 5.3.3.

5.3.5 Identificação dos tipos de falta CC

Como a proteção baseia-se na comparação entre o f_{CM} e um valor limiar fixo decidido em seu projeto, é essencial que este valor seja bem ajustado a fim de se garantir que ela atue adequadamente. Conforme citado na subseção anterior, é possível observar nos gráficos da Seção 5.3.3 uma diferença entre os valores de f_{CM} apresentados para faltas CC internas e as faltas externas das zonas de proteção analisadas. Verificou-se que, considerando apenas faltas francas (ou com resistências de falta baixas), é possível determinar um limiar para cada tipo de falta CC que classifique as faltas para diversos pontos de operação. Desta forma, é indispensável que se identifique se uma falta CC é polo-polo ou polo-terra.

Os gráficos nas Figuras 49 e 50 mostram que há uma distinção clara entre os comportamentos das derivadas das correntes nos polos positivo e negativo para os diferentes tipos de falta. Para o caso de faltas polo-polo, os gráficos são simétricos com relação ao eixo das abscissas, diferente das faltas polo-terra.

Figura 49: Derivadas das correntes I_{dc_p} e I_{dc_n} para faltas CC (Zona 12_2).

Figura 50: Derivadas das correntes I_{dc_p} e I_{dc_n} para faltas CC (Zona 24_2).

Na Figura 51 estão os gráficos das derivadas das correntes para os casos de faltas externas CA na rede CA do Terminal 2. Nota-se aqui que apenas a falta trifásica deixou de ser detectada através do critério de derivada de corrente. Como as faltas fase-fase e fase-terra foram detectadas nas zonas de proteção consideradas, faz-se necessário ajustar o limiar de f_{CM} para que seja também superior às f_{CM} obtidas para estes eventos de falta.

Figura 51: Derivadas das correntes I_{dc_p} e I_{dc_n} para faltas CA.

Portanto, baseando-se no fato de as derivadas das correntes CC $\text{delta_}I_{dc_p}$ e $\text{delta_}I_{dc_n}$

diferenciar os tipos de falta de acordo com sua simetria, os limiares de f_{CM} serão decididos, conforme caracterizado no fluxograma da Figura 48, pela diferença entre os módulos das derivadas das correntes nos dois polos. Se esta diferença for aproximadamente igual a zero (condição dada em (32), onde ϵ tem valor suficientemente grande para compensar aproximações nos cálculos das derivadas), a falta detectada será identificada como polo-polo.

$$|\delta I_{dc_p}| - |\delta I_{dc_n}| < \epsilon \quad (32)$$

5.3.5.1 Gráficos da classificação das faltas

Para os gráficos apresentados nesta subseção, foi adotado um limite de derivada de corrente $limiar_Delta = 1500$ [kA/s]. Após a detecção de falta, considerou-se um intervalo $t_{atraso} = 1,5$ [ms] para a comparação entre as derivadas dos polos positivo e negativo.

Figura 52: Detecção e classificação de falta (faltas polo-terra, Zona 12_2).

Os limiares, definidos na Subseção 5.3.3.1, são de $limiar_{polo-polo} = 900$ [Hz] e de $limiar_{polo-polo} = 355$ [Hz].

Figura 53: Sinais para a detecção de falta (faltas polo-terra com resistência de falta, Zona 12_2).

Os gráficos das Figuras 52, 53 e 54 mostram os resultados da aplicação do sistema para identificação de faltas descrito na Subseção 5.3.4. Cada um deles conta com seis gráficos: de tensão CC, de correntes nos polos positivo e negativo, um quarto para as derivadas das correntes em um polo faltoso, e outros dois para exibir os estados dos vetores de proteção.

O quinto gráfico (“Detecção de falta”) indica o estado da detecção de faltas por derivada. O sexto gráfico, “Proteção da Zona 12_2”, mostra os intervalos em que o algoritmo classifica a falta como interna à Zona de proteção 12_2, que é a zona de proteção em análise.

A Figura 52 trata dos sinais obtidos para as simulações do sistema apenas com faltas francas no elo CC. As faltas foram aplicadas em locais conforme descrito na Subseção 5.3.3. Observa-se neste gráfico que o atraso para detecção de uma falta é maior para as que estão mais longe do terminal e que foram identificadas faltas internas apenas as localizadas nos pontos de “Dis 1” até “Dis 5”, ou seja, aquelas aplicadas no Cabo 12, contido na zona de proteção em análise (12_2). É possível observar também que as *flags* da proteção mudam de estado após um intervalo de 1,5 ms a partir da detecção da falta. Logo, conclui-se que a proteção foi capaz de identificar corretamente a ocorrência de faltas internas para este

teste.

Figura 54: Sinais para a detecção de falta (faltas no elo CA).

Na Figura 53, observam-se os sinais obtidos para faltas polo-terra com resistências de falta de 1, 10 e 100 Ω . Foram consideradas as duas distâncias extremas para a zona de proteção em questão (“Dis 5” e “Dis 6”). Observa-se que apenas duas das três faltas internas foram corretamente diagnosticadas (com resistências de falta de 1 e 10 Ω), não tendo sido possível identificar a falta CC interna com 100 Ω de resistência de falta. Nenhuma das faltas externas foi indevidamente classificada como interna.

Observam-se na Figura 54 os sinais obtidos para faltas no elo CA, fase-fase, fase-terra e trifásica, nenhuma delas sem resistência de falta. Nestes gráficos, observa-se que o critério da derivada acusou a existência de um evento, e a proteção da zona (novamente 12_2) não classificou nenhuma como falta interna.

Na Figura 55 estão exibidos os resultados da proteção na Zona 12_2 para faltas CC francas em cinco pontos do Cabo 13. As distâncias de 1 a 5 referem-se a distâncias crescentes partindo do Terminal 1 até o local da falta o local da falta. Todas as faltas foram detectadas pela proteção de 12_2, porém, conforme esperado, nenhuma delas foi identificada como interna.

Figura 55: Sinais para a detecção de falta (faltas polo-polo no Cabo 13, Zona 12_2).

Resultados similares foram obtidos para a análise da Zona de proteção 24_2 com mesmas faltas no Cabo 13, como visto nos gráficos da Figura 56. Observa-se que as faltas continuam sendo detectadas, porém com tempos maiores, devido à maior distância até a Zona de proteção 12_2.

Figura 56: Sinais para a detecção de falta (faltas polo-polo no Cabo 13, Zona 24_2).

Considerações finais

Foi estudada neste trabalho uma rede malhada multiterminal VSC-HVDC com quatro terminais baseado em conversores MMC, que apresentam diversas vantagens com relação às topologias mais tradicionais em transmissões de grandes aportes de energia, conforme já pontuado ao longo do documento. Embora seja uma aplicação conveniente sob diversos aspectos, a transmissão através de rede multiterminal introduz dificuldades na implementação de um sistema de proteção contra faltas no elo CC. Para essas contingências, exige-se a elaboração de um esquema de proteção que seja principalmente rápido, a fim de se evitarem danos aos equipamentos da rede, e seletivo, de forma que se garanta continuidade do fornecimento aos consumidores que não estejam ligados à zona de proteção afetada por uma eventual falta.

Para atender o critério de seletividade, o esquema de proteção proposto neste estudo considera a instalação de disjuntores CC nas extremidades de todos os cabos que fazem a transmissão. A fim de tornar a proteção mais rápida, foi considerado um método que prescinde da comunicação entre os terminais (eliminando-se assim um atraso de comunicação); a decisão sobre a atuação ou não dos disjuntores contidos em determinada zona de proteção depende somente das medidas realizadas em cada terminal.

O sistema utilizado neste estudo foi simulado com faltas incidentes em alguns pontos da rede, considerando-se também faltas CA. Com amostras das tensões CC obtidas em cada terminal, procedeu-se com o cálculo dos seus espectros em frequência sobre janelas de 2^7 passos. Em primeira análise, observou-se que os espectros das tensões CC para faltas CC apresentam características que variam de acordo com a distância entre o local de falta e o terminal onde as medidas das grandezas CC estão sendo tomadas. Quando os locais de falta afastam-se do terminal, raias com magnitudes maiores tendem a se concentrar em frequências mais baixas para faltas internas à zona de proteção considerada. Os espectros obtidos para situações de faltas externas mostram que, independentemente da distância entre o local da falta e o terminal, as raias tendem a se concentrar em frequências mais baixas do que para os espectros obtidos com o sistema com faltas internas.

Nesta análise, notou-se que espectros apresentam raias espalhadas por todas as frequên-

cias da faixa observada. Por este motivo, definiu-se a variável f_{CM} , que tem como propósito indicar em torno de qual frequência há maior concentração de raias, servindo como uma medida daquela observação inicial dos espectros para o sistema sob falta CC em diversos locais. Levando-se em conta aquela observação inicial, a ideia era que a f_{CM} variasse com a distância e com o pertencimento ou não à zona de proteção estudada, como de fato foi constatado na Subseção 5.3.3.1.

Com a simulação do sistema sob diversas condições de falta, foi possível concluir que a utilização da f_{CM} em um sistema de classificação de faltas baseado em comparação do seu valor instantâneo com um limiar é válida se forem consideradas faltas francas ou com resistências muito baixas. Para o sistema utilizado, foi possível detectar faltas corretamente dentro de até 90% de uma zona de proteção quando elas apresentaram resistências de falta de até 10 Ω .

Trabalhos futuros

Para a continuidade das ideias concebidas neste trabalho, sugere-se que ele pode ser continuado através dos seguintes aspectos:

- ❑ elaboração da análise dos espectros de forma a considerar a informação sobre resistência de falta;
- ❑ a discussão de outros parâmetros para classificação de faltas a fim de, eventualmente, aplicar um método que considere a avaliação da falta através de múltiplos indicadores;
- ❑ expandir o conceito para aplicação em localização de faltas (não apenas para classificação);
- ❑ considerar o uso de limitadores de corrente de falta no elo CC (o que diminuiria os requisitos de tempo de resposta da proteção).

Artigos publicados

Os artigos publicados durante o desenvolvimento deste trabalho estão relacionados abaixo.

Suzuki, N. Y.; Oliveira, G. C.; Monaro, R. M.; Coury, D. C. Comparação de métodos para seleção de parâmetros de conversores modulares multiníveis. In: XII Latin-American Congress: Electricity Generation and Transmission, 2017.

Prezotto, G. C.; Suzuki, N. Y.; Monaro, R. M.; Di Santo, S. G. Simulação de um disjuntor de corrente contínua para aplicações em alta tensão. In: XII Latin-American Congress: Electricity Generation and Transmission, 2017.

Lacerda, V. A.; Coury, D. C.; Suzuki, N. Y.; Monaro, R. M. The Impact of Modular Multilevel Converter Control on DC Short-Circuit Currents of HVDC Systems. In: XX Power Systems Computation Conference, 2018.

Referências

- ABILDGAARD, E. N.; MOLINAS, M. Modelling and control of the modular multilevel converter (mmc). **Energy Procedia**, 2012. v. 20, p. 227 – 236, 2012. ISSN 1876-6102. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1876610212007539>>.
- ADAMCZYK, A.; BARKER, C. D.; HA, H. Fault detection and branch identification for hvdc grids. In: **12th IET International Conference on Developments in Power System Protection (DPSP 2014)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6.
- ARRILLAGA, J.; LIU, Y.; WATSON, N. **Flexible Power Transmission: The HVDC options**. [S.l.]: Wiley, 2007. ISBN 9780470511855.
- AZAD, S. P.; LETERME, W.; HERTEM, D. V. A dc grid primary protection algorithm based on current measurements. In: **2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–10.
- B4.52, C. W. G. **HVDC Grid Feasibility Study**. [S.l.], April 2013.
- BAHRANI, B.; DEBNATH, S.; SAEEDIFARD, M. Circulating current suppression of the modular multilevel converter in a double-frequency rotating reference frame. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2016. v. 31, n. 1, p. 783–792, Jan 2016. ISSN 0885-8993.
- BAJRACHARYA, C. **Control of VSC-HVDC for wind power**. Dissertação (Mestrado) — Norwegian University of Science and Technology, 2008.
- BUSO, S.; MATTAVELLI, P. **Digital Control in Power Electronics**. [S.l.]: Morgan & Claypool Publishers, 2006. (Lectures on power electronics). ISBN 9781598291124.
- CANDELARIA, J.; PARK, J. D. Vsc-hvdc system protection: A review of current methods. In: **Power Systems Conference and Exposition (PSCE), 2011 IEEE/PES**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–7.
- CECATI, C. et al. An overview on the smart grid concept. In: **IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 3322–3327. ISSN 1553-572X.
- COLE, S.; BELMANS, R. Transmission of bulk power. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, 2009. v. 3, n. 3, p. 19–24, Sept 2009. ISSN 1932-4529.

- DEBNATH, S. et al. Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: A review. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2015. v. 30, n. 1, p. 37–53, Jan 2015. ISSN 0885-8993.
- DENG, Y. et al. A fast and generalized space vector modulation scheme for multilevel inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2014. v. 29, n. 10, p. 5204–5217, Oct 2014. ISSN 0885-8993.
- DESCLOUX, J.; RAISON, B.; CURIS, J. B. Protection strategy for undersea mt dc grids. In: **2013 IEEE Grenoble Conference**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–6.
- _____. Protection algorithm based on differential voltage measurement for mt dc grids. In: **12th IET International Conference on Developments in Power System Protection (DPSP 2014)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–5.
- DESCLOUX, J. et al. HVDC meshed grid: Control and protection of a multi-terminal HVDC system. In: **CIGRE 2012**. Paris, France: [s.n.], 2012. Disponível em: <<https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00820133>>.
- GEDDADA, N.; UKIL, A.; YEAP, Y. M. Circulating current controller in dq reference frame for mmc based hvdc system. In: **IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 3288–3293.
- GUAN, M.; XU, Z.; CHEN, H. Control and modulation strategies for modular multilevel converter based hvdc system. In: **IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 849–854. ISSN 1553-572X.
- HAGIWARA, M.; AKAGI, H. Pwm control and experiment of modular multilevel converters. In: **2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 154–161. ISSN 0275-9306.
- HASSANPOOR, A. et al. Tolerance band modulation methods for modular multilevel converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2015. v. 30, n. 1, p. 311–326, Jan 2015. ISSN 0885-8993.
- IKHIDE, M. et al. Fault detection in multi-terminal modular multilevel converter (mmc) based high voltage dc (hvdc) transmission system. In: **2015 50th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.
- ILVES, K. et al. A new modulation method for the modular multilevel converter allowing fundamental switching frequency. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2012. v. 27, n. 8, p. 3482–3494, Aug 2012. ISSN 0885-8993.
- _____. Predictive sorting algorithm for modular multilevel converters minimizing the spread in the submodule capacitor voltages. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2015. v. 30, n. 1, p. 440–449, Jan 2015. ISSN 0885-8993.
- _____. Analysis of arm current harmonics in modular multilevel converters with main-circuit filters. In: **International Multi-Conference on Systems, Signals Devices**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–6.
- JAHN, I.; JOHANNESSON, N.; NORRGA, S. Survey of methods for selective dc fault detection in mt dc grids. In: **13th IET International Conference on AC and DC Power Transmission (ACDC 2017)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–7.

JINGXIN, J. Protection of hvdc transmission lines based on wavelet transformation and analysis of energy spectrum. In: **2013 2nd International Symposium on Instrumentation and Measurement, Sensor Network and Automation (IMSNA)**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 180–185.

JOHANNESSON, N.; NORRGA, S. Longitudinal differential protection based on the universal line model. In: **IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 001091–001096.

JOVCIC, D.; AHMED, K. **High Voltage Direct Current Transmission: Converters, Systems and DC Grids**. Wiley, 2015. ISBN 9781118846681. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=2fI-CgAAQBAJ>>.

JOVCIC, D. et al. Feasibility of dc transmission networks. In: **2011 2nd IEEE PES International Conference and Exhibition on Innovative Smart Grid Technologies**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–8. ISSN 2165-4816.

KERF, K. D. et al. Wavelet-based protection strategy for dc faults in multi-terminal vsc hvdc systems. **IET Generation, Transmission Distribution**, 2011. v. 5, n. 4, p. 496–503, April 2011. ISSN 1751-8687.

KONSTANTINOU, G.; CIOBOTARU, M.; AGELIDIS, V. Selective harmonic elimination pulse-width modulation of modular multilevel converters. **IET Power Electronics**, 2013. v. 6, n. 1, p. 96–107, Jan 2013. ISSN 1755-4535.

KUMAR, J.; DAS, B.; AGARWAL, P. Selective harmonic elimination technique for a multilevel inverter. **Fifteenth National Power Systems Conference (NPSC)**, 2008. p. 608–613, Dec 2008.

LARRUSKAIN, D. M.; ZAMORA, I.; ABARRATEGUI, O. Fault current limiters for vsc-hvdc systems. In: **AC and DC Power Transmission (ACDC 2012), 10th IET International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–6.

LETERME, W. et al. A new hvdc grid test system for hvdc grid dynamics and protection studies in emt-type software. In: **11th IET International Conference on AC and DC Power Transmission**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–7.

LI, A. et al. Study on the dynamic performance characteristics of hvdc control and protections for the hvdc line fault. In: **2009 IEEE Power Energy Society General Meeting**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–5. ISSN 1932-5517.

LI, R.; XU, L.; YAO, L. Dc fault detection and location in meshed multiterminal hvdc systems based on dc reactor voltage change rate. In: . [S.l.: s.n.], 2017. v. 32, n. 3, p. 1516–1526. ISSN 0885-8977.

LI, W.; GREGOIRE, L.-A.; BÉLANGER, J. Control and performance of a modular multilevel converter system. 2011. n. 110, 2011.

LI, Y. et al. Dc fault protection of multi-terminal vsc-hvdc system with hybrid dc circuit breaker. In: **2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–8.

- MATAKAS JUNIOR, L. **Implementação de controladores para conversores trifásicos, sem transformações de coordenadas**: Análise geométrica através de vetores espaciais. Monografia (Livre Docência - Engenharia Elétrica) — Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, 2012.
- NAIDOO, D.; IJUMBA, N. M. A protection system for long hvdc transmission lines. In: **2005 IEEE Power Engineering Society Inaugural Conference and Exposition in Africa**. [S.l.: s.n.], 2005. p. 150–155.
- PHUANGPORNPIITAK, N.; TIA, S. Opportunities and challenges of integrating renewable energy in smart grid system. **Energy Procedia**, 2013. v. 34, n. Supplement C, p. 282 – 290, 2013. ISSN 1876-6102. 10th Eco-Energy and Materials Science and Engineering Symposium. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1876610213009995>>.
- QIN, J.; SAEEDIFARD, M. Reduced switching-frequency voltage-balancing strategies for modular multilevel hvdc converters. In: **2014 IEEE PES General Meeting | Conference Exposition**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–1. ISSN 1932-5517.
- QUÉVAL, L.; OHSAKI, H. Back-to-back converter design and control for synchronous generator-based wind turbines. In: **2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–6.
- SAEEDIFARD, M.; IRAVANI, R. Dynamic performance of a modular multilevel back-to-back hvdc system. **IEEE Transactions on Power Delivery**, 2010. v. 25, n. 4, p. 2903–2912, Oct 2010. ISSN 0885-8977.
- SEBORG, D. et al. **Process Dynamics and Control**. John Wiley & Sons, 2010. ISBN 9780470128671. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=_PQ42kOvtfwC>.
- SHARIFABADI, K. et al. **Design, Control, and Application of Modular Multilevel Converters for HVDC Transmission Systems**. [S.l.]: Wiley, 2016. ISBN 9781118851562.
- _____. **Design, Control, and Application of Modular Multilevel Converters for HVDC Transmission Systems**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2016. ISBN 9781118851562.
- SIEMASZKO, D. et al. Evaluation of control and modulation methods for modular multilevel converters. In: **The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 746–753.
- SILVA, J. D.; KOTHALAWALA, L. **Modelling Cables and Transmission Lines with PSCAD/EMTDC**. 2016.
- SONG, G. et al. Natural frequency based protection and fault location for vsc-hvdc transmission lines. In: **2011 International Conference on Advanced Power System Automation and Protection**. [S.l.: s.n.], 2011. v. 1, p. 177–182.
- SPRENGER, M.; ALVAREZ, R.; BERNET, S. Direct dead-time control - a novel dc-link neutral-point balancing method for the three-level neutral-point-clamped voltage source inverter. In: **2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1157–1163. ISSN 2329-3721.

- SUONAN, J. et al. Distance protection for hvdc transmission lines considering frequency-dependent parameters. **IEEE Transactions on Power Delivery**, 2013. v. 28, n. 2, p. 723–732, April 2013. ISSN 0885-8977.
- TANG, L.; OOI, B. T. Locating and isolating dc faults in multi-terminal dc systems. **IEEE Transactions on Power Delivery**, 2007. v. 22, n. 3, p. 1877–1884, July 2007. ISSN 0885-8977.
- TIMOFEJEVS, A.; GAMBOA, D. Master thesis, **Control of MMC in HVDC Applications**. May 2013.
- TIMOFEJEVS, A. et al. Control of transformerless mmc-hvdc during asymmetric grid faults. In: **IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 2016–2021. ISSN 1553-572X.
- TORRES-OLGUIN, R. E.; HAIDALEN, H. K. Travelling waves-based fault detection method in multi-terminal hvdc grids connecting offshore wind farms. In: **13th International Conference on Development in Power System Protection 2016 (DPSP)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–7.
- TU, Q.; XU, Z.; XU, L. Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters. In: **Transmission and Distribution Conference and Exposition (T D), 2012 IEEE PES**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–1. ISSN 2160-8555.
- TU, Q.; XU, Z.; ZHANG, J. Circulating current suppressing controller in modular multilevel converter. In: **IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 3198–3202. ISSN 1553-572X.
- TZELEPIS, D. et al. Single-ended differential protection in mtdc networks using optical sensors. **IEEE Transactions on Power Delivery**, 2017. v. 32, n. 3, p. 1605–1615, June 2017. ISSN 0885-8977.
- UMLAND, J. W.; SAFIUDDIN, M. Magnitude and symmetric optimum criterion for the design of linear control systems: what is it and how does it compare with the others? **IEEE Transactions on Industry Applications**, 1990. v. 26, n. 3, p. 489–497, May 1990. ISSN 0093-9994.
- VAZQUEZ, E. et al. A new approach traveling-wave distance protection mdash;part i: Algorithm. **IEEE Transactions on Power Delivery**, 2007. v. 22, n. 2, p. 795–800, April 2007. ISSN 0885-8977.
- WACHAL, R. et al. **Guide for the development for models for HVDC converters in a HVDC grid**. [S.l.], December 2014.
- WANG, J. et al. Multi-terminal dc system line protection requirement and high speed protection solutions. **Cigré Symposium, Lund**, 2015. June 2015.
- WANG, S.; BI, T.; JIA, K. Wavelet entropy based fault detection approach for mmc-hvdc lines. In: **2015 IEEE Power Energy Society General Meeting**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–5. ISSN 1932-5517.

YANG, S. et al. Circulating current suppression in modular multilevel converters with even-harmonic repetitive control. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2018. v. 54, n. 1, p. 298–309, Jan 2018. ISSN 0093-9994.

YAZDANI, A.; IRAVANI, R. **Voltage-Sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control, and Applications**. Wiley, 2010. ISBN 9780470551561. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=_x_4Cu-BKwkC>.

YU, D. et al. Fault detection and location for mtdc combining wavelet analysis and travelling wave. In: **2012 Power Engineering and Automation Conference**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–4.

ZHANG, B. et al. A new pwm scheme for loss balancing and neutral-point voltage balancing in three-level active npc converter. In: **2015 IEEE 10th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1128–1133.

ZHANG, Y.; TAI, N.; XU, B. A travelling wave protection scheme for bipolar hvdc line. In: **2011 International Conference on Advanced Power System Automation and Protection**. [S.l.: s.n.], 2011. v. 3, p. 1728–1731.

Sistema de referência girante

Os controles interno e externo do conversor serão feitos através de grandezas projetadas em um sistema de coordenadas girantes. Esta transformação é feita após associar-se um terno de tensões (v_a, v_b, v_c) ou correntes instantâneas a um vetor no plano $\vec{V}$ definido por $v_a \cdot \vec{a} + v_b \cdot \vec{b} + v_c \cdot \vec{c}$ (MATAKAS JUNIOR, 2012).

A partir do sistema abc é criada, então, uma base ortonormal $\alpha\beta$, onde é projetado o vetor da grandeza observada, conforme visto na figura 57. A transformação do sistema abc para o $\alpha\beta$ é chamada de transformada de Clark e tem sua matriz de transformação vista na equação (33).

Figura 57: Ilustração da transformada de Clark.

Adaptado de: MATAKAS JUNIOR (2012)

$$T_{abc \rightarrow \alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \quad (33)$$

A transformada inversa de Clark (de $\alpha\beta$ para abc) é dada pela equação (34).

$$T_{\alpha\beta \rightarrow abc} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \quad (34)$$

A transformada de Park define a mudança do sistema de referências do sistema $\alpha\beta$ para o $dq\theta$; este novo sistema de coordenadas é obtido então através de uma base ortonormal que gira com velocidade ω , conforme ilustrado na figura 58.

Figura 58: Vetor projetado no sistema dq .

Adaptado de: MATAKAS JUNIOR (2012)

A matriz da transformada de Park é dada pela equação (35) e a transformada inversa, por (36).

$$T_{\alpha\beta \rightarrow dq} = \begin{pmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{pmatrix} \quad (35)$$

$$T_{dq \rightarrow \alpha\beta} = \begin{pmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{pmatrix} \quad (36)$$

Ajuste dos PIs

Serão apresentados aqui três possíveis métodos para ajuste dos PIs utilizados para rastreamento dos sinais de referência para os controles do conversor.

B.1 Módulo ótimo

Conforme afirmado por Bajracharya (2008), este método é largamente utilizado por ser simples e por apresentar resposta rápida; este método, porém, ignora possíveis distúrbios, dado que otimiza apenas a função de transferência em malha fechada entre a entrada e a variável a ser controlada (UMLAND; SAFIUDDIN, 1990).

B.1.1 Controle de correntes

A função de transferência em malha aberta para controle interno é dada pela expressão (37), onde $\tau = \frac{L'}{R'}$, $K = \frac{1}{R'}$ e T_a é a constante de tempo do atraso provocado pelo chaveamento.

$$G_{i_OL}(s) = \left(\frac{1}{1 + s T_a} \right) \left(\frac{K}{1 + s \tau} \right) \quad (37)$$

Nesta expressão, há uma constante de tempo grande (τ , relativa à planta) e uma pequena (T_a , correspondente à metade do período da portadora no conversor considerado). Para plantas deste tipo, o procedimento para dimensionamento do PI compreende o cancelamento do polo mais lento da planta (neste caso, é o τ) e, em seguida, o cálculo do ganho do controlador considerando que o módulo da função de transferência em malha fechada é unitário (BAJRACHARYA, 2008).

Desta forma, conforme o ajuste feito por Umland e Safiuddin (1990), que representou a função de transferência do PI através da equação em (38), tem-se, para um controlador na forma mostrada na equação (39), as constantes do PI dadas pelas expressões (40).

$$G_{PI}(s) = \frac{1 + s \tau}{2 K T_a s} \quad (38)$$

$$G_c(s) = K_{p_i} \left(\frac{1 + s T_{i_i}}{s T_{i_i}} \right) \quad (39)$$

$$\begin{cases} T_{i_i} = \tau = \frac{L'}{R'} \\ K_{p_i} = \frac{\tau}{2K T_a} = \frac{L'}{2T_a} \end{cases} \quad (40)$$

B.2 Ótimo simétrico

Este método apresenta vantagens com relação ao do módulo ótimo visto que visa maximizar a margem de fase, tornando o sistema mais tolerante a atrasos, além de apresentar boa rejeição a distúrbios (BAJRACHARYA, 2008).

Para uma função de transferência da forma (41), temos que os parâmetros de um controlador da forma (39) são dados pelas expressões (42) (QUÉVAL; OHSAKI, 2012).

$$G_{OL}(s) = \frac{K}{s(1 + s T_a)} \quad (41)$$

$$a = \frac{1}{\omega_c T_a} \quad (42a)$$

$$T_i = a^2 T_a \quad (42b)$$

$$K_p = \frac{1}{a T_a K} \quad (42c)$$

a é um parâmetro de projeto que oferece ao sistema respostas mais lentas com amortecimentos melhores à medida em que seu valor aumenta, sendo adotados tipicamente valores entre 2 e 4. ω_c é a frequência de cruzamento da função de transferência em malha aberta; a expressão (42a) foi deduzida para que a largura de banda da malha fechada do laço interno seja uma ordem menor do que a frequência de chaveamento do conversor para redução de ruído.

B.2.1 Controle de correntes

Conforme citado por Quéval e Ohsaki (2012), a aproximação feita na expressão (43) pode ser feita dado que $T_\beta \gg T_\alpha$

$$H_{OL}(s) = \frac{K}{(1 + s T_\alpha)(1 + s T_\beta)} \approx \frac{K}{(1 + s T_\alpha)(s T_\beta)} \quad (43)$$

Desta forma, a função de transferência para controle de correntes pode ser aproximada por (44), e os parâmetros dos PIs podem ser obtidos através do método do simétrico ótimo (equações (45)).

$$G_{i_OL}(s) = \left(\frac{1}{1 + s T_a} \right) \left(\frac{K}{s \tau} \right) \quad (44)$$

$$\begin{cases} T_{i_i} = a^2 T_a \\ K_{p_i} = \frac{1}{a T_a} \frac{K}{\tau} = \frac{L'}{a T_a} \end{cases} \quad (45)$$

B.2.2 Controle de tensão CC

Para o dimensionamento do controle externo, o laço fechado do controle interno será aproximado pelo sistema de primeira ordem visto na expressão (46), onde $t_{s,10}$ é o tempo de acomodação pelo critério de 10% da função de transferência em malha fechada do laço de controle interno (QUÉVAL; OHSAKI, 2012).

$$G_{i_CL_eq} = \frac{1}{1 + s T_{eq}} \quad \text{onde } T_{eq} = \frac{t_{s,10}}{2,3} \quad (46)$$

A função de transferência do laço de controle externo fica como a dada, então, pela expressão (47), onde v_d é a tensão da rede CA no eixo d do sistema dq .

$$G_{v_OL}(s) = \left(\frac{1}{1 + s T_{eq}} \right) \left(\frac{3 v_d}{2 V_{dc}} \frac{1}{s C_{eq}} \right) \quad (47)$$

O parâmetro C_{eq} diz respeito a uma capacitância equivalente, calculada segundo a expressão (48) assumindo-se que há sempre N_{sm} capacitores inseridos em cada fase.

$$C_{eq} = \frac{3 C_{cell}}{N_{sm}} \quad (48)$$

Os parâmetros do controle da tensão CC projetados a partir do método simétrico ótimo são dados pelas expressões (49).

$$\begin{cases} T_{i_v} = a^2 T_{eq} \\ K_{p_v} = \frac{1}{a T_{eq} \frac{1}{C_{eq}} \left(\frac{3 v_d}{2 V_{dc}} \right)} \end{cases} \quad (49)$$

B.3 Síntese direta

O método de síntese direta, descrito por Seborg et al. (2010), consiste no cancelamento de polos e zeros do processo através dos zeros e polos do controlador de forma a obter-se a função de transferência da forma desejada.

Supondo que dispõe-se da função de transferência do modelo da planta que se deseja controlar (G), obtém-se a função de transferência do controlador (G_c) a partir da expressão

(50), onde $(C/R)_d$ é a função de transferência em malha fechada que se deseja obter para a planta já controlada.

$$G_c = \frac{1}{G} \left(\frac{(C/R)_d}{1 - (C/R)_d} \right) \quad (50)$$

Dada a função de transferência do controle de correntes em malha aberta na equação (51), o primeiro passo para o dimensionamento do PI do controle interno será cancelar o polo mais lento da planta, o que resultará na dedução do valor da constante integral do PI, dada pela expressão (52).

$$H_{i_OL}(s) = \left[K_{p_i} \left(\frac{1 + s T_{i_i}}{s T_{i_i}} \right) \right] \left[\left(\frac{1}{1 + s T_a} \right) \left(\frac{K}{1 + s \tau} \right) \right] \quad (51)$$

$$T_{i_i} = \tau = \frac{L'}{R'} \quad (52)$$

Esta dedução resulta na equação (53):

$$H'_{i_OL}(s) = \frac{K'_p}{s T_{i_i}} \frac{1}{(1 + s T_a)} \quad \text{onde } K'_p = K_{p_i} \frac{1}{R'} \quad (53)$$

A fim de obter-se a constante proporcional do controlador, será analisada a função de transferência em malha fechada, vista em (54)

$$H'_{i_CL}(s) = \frac{H'_{i_OL}(s)}{1 + H'_{i_OL}(s)} = \frac{1}{\left(\frac{T_a T_{i_i}}{K'_p} \right) s^2 + \left(\frac{T_{i_i}}{K'_p} \right) s + 1} \quad (54)$$

Para facilitar a análise do sistema, a função de transferência dada em (54) terá sua ordem reduzida, de forma que se obtém a expressão (55), onde T_{eq} é uma constante de tempo que está relacionada ao tempo de acomodação em 10% da resposta em degrau, que será tratado aqui como um parâmetro de projeto.

$$H'_{i_CL_eq}(s) = \frac{1}{1 + s T_{eq}} \quad (55)$$

Seguindo o procedimento descrito por Bajracharya (2008), a expressão de T_{eq} é obtida através da igualdade (56), onde $Err_1(t)$ e $Err_2(t)$ são os sinais de erro em regime dos sistemas de primeira (expressão (55)) e segunda (expressão (54)) ordens.

$$\int_0^\infty Err_1(t) dt = \int_0^\infty Err_2(t) dt \quad (56)$$

Desta forma, temos T_{eq} dado por (57):

$$T_{eq} = \frac{T_{i_i}}{K'_p} \quad (57)$$

A resposta da função de transferência dada em (55) a um degrau é, no domínio do tempo, dada pela expressão (58):

$$r(t) = 1 - e^{-\frac{t}{T_{eq}}} \quad (58)$$

Definindo o tempo de acomodação (t_s) como sendo o intervalo necessário para que a resposta atinja 86,5% do seu valor em regime (valor atingido no instante de duas vezes a constante de tempo), e igualando-o ao tempo de acomodação do sistema de segunda ordem, temos que a relação entre este parâmetro e T_{eq} é dada por $T_{eq} = \frac{t_s}{2}$.

A constante proporcional do PI pode ser, então, obtida das expressões em (59):

$$\frac{T_{i_i}}{K'_p} = \frac{t_s}{2} \quad (59a)$$

$$T_{i_i} = \frac{L'}{R'} \quad (59b)$$

$$K'_p = \frac{1}{R'} K_{p_i} \quad (59c)$$

Os parâmetros dos PIs de controle interno são dados então por (60).

$$\begin{cases} T_{i_i} = \frac{L'}{R'} \\ K_{p_i} = \frac{L'}{t_s/2} \end{cases} \quad (60)$$