

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ

PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

Modelagem e simulação computacional de Conversor Fonte de
Tensão (VSC) em *Back-to-Back* em uma microrrede inteligente
industrial

Murilo Leandro Franco

Itajubá, Dezembro de 2023

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

Murilo Leandro Franco

Modelagem e simulação computacional de Conversor Fonte de Tensão (VSC) em *Back-to-Back* em uma microrrede inteligente industrial

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica

Área de Concentração: Sistemas Elétricos de Potência

Orientador: Prof. Dr. Benedito Donizeti Bonatto

Coorientador: Prof. Dr. Maurício Campos Passaro

Dezembro de 2023

Itajubá - MG

Agradecimentos

Gostaria de registrar meus sinceros agradecimentos primeiramente a Deus e a Nosso Senhor Jesus Cristo, pela vida e saúde necessárias para superar os desafios que o mestrado me proporcionou, pois do contrário, nada disso seria possível. Agradeço à poderosa intercessão de Nossa Senhora Aparecida nos momentos mais desafiadores até a conclusão deste trabalho.

Agradeço a minha querida esposa Geisa, pelo amor incondicional, paciência, apoio, palavras de incentivo e encorajamento nos momentos mais difíceis, e por compreender a minha ausência em muitos momentos durante o desenvolvimento do mestrado.

Agradeço aos meus pais Edson e Lina, pelo incentivo incessante e por me ensinarem a beleza e a liberdade proporcionada pelo conhecimento, desde muito pequeno, além dos valores que eu levarei por toda a vida.

Aos meus irmãos, Allan e Gabriel, por todos os momentos de descontração e pelas palavras de incentivo.

Agradeço ao meu orientador Prof. Ph.D Benedito Donizeti Bonatto pelo incentivo, paciência e orientações sempre precisas, que me moldaram neste universo da pesquisa e produção técnico-científica e ao meu co-orientador Prof. Dr. Maurício Campos Passaro, pela amizade, confiança e pela parceria que resultou neste trabalho.

Agradeço também ao Prof. Dr. Robson Bauwelz Gonzatti, pelo auxílio e disponibilidade para as reuniões técnicas que tivemos a respeito da modelagem e operação do conversor *Back-to-Back*, e ao Prof. Dr. Gustavo Paiva Lopes, por inúmeros auxílios e dicas práticas envolvidas na modelagem para estudos de transitórios eletromagnéticos no programa ATPDraw. Aos professores Robson e Gustavo agradeço também pelas contribuições contundentes para a melhoria deste trabalho, sugestões de trabalhos futuros, e pela disponibilidade em participarem da minha banca de mestrado.

Agradeço ao Prof. Dr. José Carlos de Melo Vieira Jr. pela disponibilidade na participação da minha banca de mestrado e também pelas sugestões de melhoria no texto final da dissertação.

Agradeço também à toda a equipe técnica e administrativa da Focus Engenharia Elétrica LTDA pelo incentivo e compreensão da minha ausência em alguns momentos, e em especial aos engenheiros Felipe Aparecido do Prado, Maicon Salomão Caetano e Roberto Tilhaqui Jr. pelas várias discussões técnicas que tivemos no ambiente de trabalho durante o período do mestrado.

*Dedico este trabalho à minha querida e recém chegada filha
Elisa Victória e à minha esposa Geisa, meus amores.*

Resumo

Este trabalho apresenta um estudo de caso sobre a aplicação de um conversor do tipo fonte de tensão em uma microrrede industrial, utilizando a topologia multinível em um arranjo *Back-to-Back*. A principal finalidade é entender se a aplicação de um conversor B2B-VSC pode ser viável em uma microrrede industrial, substituindo os limitadores de curto-circuito pirotécnicos, indicando as vantagens e desvantagens em uma análise técnica. A microrrede, caracterizada pela presença de geradores síncronos, cargas substanciais e transformadores de grande porte, enfrenta desafios significativos relacionados ao alto nível de curto-circuito. Diante disso, critérios de engenharia são apresentados para avaliar a suportabilidade térmica e dinâmica de painéis e disjuntores de média tensão, cuja substituição representa não apenas um custo econômico considerável, mas também impactos na disponibilidade do processo produtivo. A principal proposta inclui o desenvolvimento de um modelo matemático detalhado para o conversor *Back-to-Back* multinível, sua implementação no programa ATPDraw e a modelagem simplificada de um limitador de curto-circuito pirotécnico. Os resultados indicam que, embora o limitador pirotécnico atue de maneira satisfatória, a busca por alternativas é justificada devido às implicações de custo e tempo de reposição. O conversor *Back-to-Back* emerge como uma solução inovadora, e o estudo de caso revela resultados promissores em termos de limitação de curto-circuito.

Palavras-chave: conversor fonte de tensão em multiníveis, limitador de curto-circuito, EMTP, ATPDraw, microrrede industrial, controle, conversor *Back-to-Back*.

Abstract

This work presents a case study on the application of a voltage source converter in an industrial microgrid, using multilevel topology in a Back-to-Back arrangement. The main purpose is to understand whether the application of a B2B-VSC converter can be feasible in an industrial microgrid, replacing pyrotechnic short-circuit limiters, indicating the advantages and disadvantages in a technical analysis. The microgrid, characterized by the presence of synchronous generators, substantial loads, and large transformers, faces significant challenges related to the high level of short-circuit. In this context, engineering criteria are presented to assess the thermal and dynamic sustainability of medium-voltage panels and circuit breakers, whose replacement represents not only a considerable economic cost but also impacts on the availability of the production process. The main proposal includes the development of a detailed mathematical model for the multilevel Back-to-Back converter, its implementation in the ATPDraw program, and the simplified modeling of a pyrotechnic short-circuit limiter. The results indicate that, although the pyrotechnic limiter operates satisfactorily, the search for alternatives is justified due to cost and replacement time implications. The Back-to-Back converter emerges as an innovative solution, and the case study reveals promising results in terms of short-circuit limitation.

Keywords: *multilevel voltage source converter, short circuit limiter, EMTP, industrial microgrid, control, Back-to-Back converter.*

Sumário

Lista de Figuras

Lista de Tabelas

Glossário	p. 15
1 Introdução	p. 17
1.1 Introdução e Contextualização	p. 17
1.2 Objetivos e Contribuições	p. 19
1.3 Estrutura do trabalho	p. 20
2 Revisão da literatura e Modelagem do Conversor Fonte de Tensão, Multinível em Back-to-Back	p. 21
2.1 Introdução	p. 21
2.2 Principais publicações	p. 23
2.3 Principais Aplicações dos Conversores <i>Back-to-Back</i> (B2B-VSC)	p. 25
2.4 Modelagem do Conversor <i>Back-to-Back</i>	p. 26
2.4.1 Topologia do MMC	p. 26
2.4.2 Apresentação do Submódulo	p. 30
2.4.2.1 Implementação do Submódulo de Meia Ponte no ATP-Draw	p. 32
2.4.3 Definição dos capacitores dos submódulos	p. 33
2.4.4 Definição do indutor de braço	p. 34
2.4.5 Modulação PWM	p. 34

2.4.5.1	Gerador de Ondas Triangulares	p. 38
2.4.6	Balanceamento das tensões sobre os capacitores	p. 39
2.4.6.1	Classificação das tensões dos capacitores	p. 41
2.4.7	Phase Locked Loop - PLL	p. 42
2.4.8	Modelagem do Controle de Corrente do Lado CA do Conversor	p. 43
3	Modelagem da microrrede industrial	p. 47
3.1	Equivalente de Thévenin	p. 48
3.2	Linhas de transmissão e cabos de média tensão	p. 49
3.3	Transformadores	p. 50
3.4	Motores individuais e grupos de motores	p. 51
3.5	Geradores síncronos	p. 52
3.6	Reator limitador de curto-circuito	p. 53
3.7	Modelagem do Limitador de Curto-Circuito Pirotécnico	p. 54
4	Análise da suportabilidade dos componentes da microrrede	p. 57
4.1	Introdução	p. 57
4.2	Cálculo da Corrente de Curto-Circuito	p. 57
4.3	Normatizações Aplicáveis	p. 59
4.4	Análise de Disjuntores de Média Tensão	p. 59
4.4.1	Suportabilidade às correntes de curto-circuito	p. 59
4.4.2	Tensão de Restabelecimento Transitória	p. 61
4.5	Análise de Conjuntos de Manobra	p. 64
5	Estudo de Caso	p. 66
5.1	Contextualização	p. 66
5.2	Caso 1: Condição de partida e operação em regime permanente do con- versor B2B-VSC	p. 68

5.2.1	Tensão no Barramento CC	p. 69
5.2.2	Tensões nos capacitores dos submódulos - Braços Superior e Inferior da Fase A - Lado 1 (Inversor)	p. 69
5.2.3	Tensão nos capacitores dos submódulos - Braço Superior e Inferior da Fase A - Lado 2 (Retificador)	p. 70
5.2.4	Tensões CA nos MMCs - Lados 1 (Inversor) e 2 (Retificador)	p. 72
5.2.5	Correntes de saída dos MMCs - Lado 1 (Inversor) e Lado 2 (Retificador)	p. 73
5.2.6	Ondas de portadoras triangulares e sinal de referência - Modulação PD-PWM	p. 74
5.2.7	Modulação PD-PWM do MMC 1 (Inversor)	p. 74
5.2.8	Modulação PD-PWM do MMC 2 (Retificador)	p. 75
5.2.9	Potências Ativas e Reativas - MMC 1 (Inversor)	p. 75
5.2.10	Potências Ativas e Reativas - MMC 2 (Retificador)	p. 76
5.2.11	Espectros Harmônicos de Tensão e Corrente	p. 76
5.2.12	Corrente e Tensão Eficazes - Lado 1 (Inversor) e Lado 2 (Retificador)	p. 81
5.2.13	Comentários Gerais	p. 82
5.3	Caso 2: Análise de faltas aplicadas na microrrede - Sem limitação de curto-circuito	p. 82
5.3.1	Comentários Gerais	p. 85
5.4	Caso 3: Análise de faltas aplicadas na microrrede - Com limitador de curto-circuito pirotécnico	p. 85
5.4.1	Comentários Gerais	p. 88
5.5	Caso 4: Análise de faltas aplicadas na microrrede - Com conversor B2B-VSC	p. 88
5.5.1	Tensão no Barramento CC	p. 89
5.5.2	Tensões CA nos MMCs - Lados 1 (Inversor) e 2 (Retificador)	p. 91

5.5.3	Correntes de saída dos MMCs - Lado 1 (Inversor) e Lado 2 (Retificador)	p. 92
5.5.4	Potências Ativas e Reativas - Lado 1 (Inversor) e Lado 2 (Retificador)	p. 94
6	Conclusões	p. 97
6.1	Publicações	p. 98
6.2	Sugestões de Trabalhos Futuros	p. 99
Apêndice A - Modelagem Simplificada do Limitador de Curto-circuito Pirotécnico		p. 101
Apêndice B - Programa Gerador de Ondas Triangulares		p. 102
Apêndice C - Programa para Cálculo das Tensões nos Capacitores		p. 103
Apêndice D - Programa Gerador dos Níveis do SPWM		p. 104
Apêndice E - Programa Gerador dos Pulsos de PWM para as Chaves		p. 107
Apêndice F - Programa Gerador dos Pulsos de Referência		p. 137
Apêndice G - Programa para a Seleção das Tensões sobre os Capacitores		p. 138
Apêndice H - Programa de Controle Limitador de Curto-Circuito Pirotécnico		p. 145
Apêndice I - Definição dos Parâmetros de Controle		p. 149
Referências		p. 150

Lista de Figuras

1	Topologia do conversor trifásico Modular Multinível - MMC	p. 27
2	Submódulo em meia ponte H	p. 30
3	Modo de operação 1 do SM. Sentido negativo da corrente. Capacitor inserido.	p. 31
4	Modo de operação 1 do SM. Sentido positivo da corrente. Capacitor inserido.	p. 31
5	Modo de operação 2 do SM. Sentido negativo da corrente. Capacitor em <i>bypass</i>	p. 31
6	Modo de operação 2 do SM. Sentido positivo da corrente. Capacitor em <i>bypass</i>	p. 32
7	Representação do Submódulo de Meia Ponte no ATPDraw	p. 33
8	Ondas portadoras triangulares da modulação PD-PWM	p. 36
9	Ondas portadoras triangulares da modulação POD-PWM	p. 36
10	Ondas portadoras triangulares da modulação APOD-PWM	p. 36
11	Níveis de saída da modulação PD-PWM (SAEEDIFARD; IRAVANI, 2010)	p. 37
12	Implementação no ATPDraw da modulação PD-PWM	p. 37
13	Estratégia de Balanceamento das Tensões dos Submódulos com Modulação PD-PWM - Braços Inferiores	p. 41
14	Estratégia de Balanceamento das Tensões dos Submódulos com Modulação PD-PWM - Braços Superiores	p. 41
15	Diagrama Esquemático do PLL, adaptado de (PENALOZA, 2017)	p. 43
16	Diagrama unifilar do sistema de acoplamento do VSC à Concessionária	p. 44
17	Diagrama Simplificado do Controle de Corrente do Conversor B2B-VSC	p. 45

18	Diagrama Unifilar Simplificado da Topologia da Rede	p. 47
19	Representação simplificada do reator limitador de curto-circuito	p. 53
20	Foto Ilustrativa - Limitador de curto-circuito pirotécnico de fabricação ABB	p. 54
21	Representação simplificada do limitador de curto-circuito pirotécnico . . .	p. 56
22	Circuito equivalente para análise da corrente assimétrica	p. 58
23	Metodologia para a análise de curto-circuito de disjuntores de média tensão	p. 61
24	Fenômeno da TRT em disjuntores, conforme IEC 62271-100	p. 62
25	Exemplo da manifestação de TRV após a abertura de um disjuntor	p. 63
26	Linha de envoltória de referência de dois parâmetros, conforme IEEE STD C37.011-2019	p. 64
27	Linha de envoltória de referência de quatro parâmetros, conforme IEEE STD C37.011-2019	p. 64
28	Exemplo da placa de dados de conjuntos de manobra de média tensão . . .	p. 65
29	Diagrama Unifilar Simplificado da Topologia da Rede utilizada no Caso 1	p. 68
30	CASO 1 - Tensão no barramento de corrente contínua	p. 69
31	CASO 1 - Tensão nos capacitores dos submódulos do braço superior, fase A, lado inversor, MMC1	p. 70
32	CASO 1 - Tensão nos capacitores dos submódulos do braço inferior, fase A, lado inversor, MMC1	p. 70
33	CASO 1 - Tensão nos capacitores dos submódulos do braço superior, fase A, lado retificador	p. 71
34	CASO 1 - Tensão nos capacitores dos submódulos do braço inferior, fase A, lado retificador	p. 72
35	CASO 1 - Tensão CA nos terminais do MMC - Lado Inversor	p. 72
36	CASO 1 - Tensão CA nos terminais do MMC - Lado Retificador	p. 73
37	CASO 1 - Corrente CA nos terminais do MMC - Lado Inversor	p. 73
38	CASO 1 - Corrente CA nos terminais do MMC - Lado Retificador	p. 73

39	CASO 1 - Ondas portadoras e sinais de referência - Modulação PD-PWM	p. 74
40	CASO 1 - Modulação PD-PWM - Níveis de saída - Lado Inversor	p. 74
41	CASO 1 - Modulação PD-PWM - Níveis de saída - Lado Retificador	p. 75
42	CASO 1 - Potências ativa e reativa - Lado Inversor	p. 75
43	CASO 1 - Potências ativa e reativa - Lado Retificador	p. 76
44	CASO 1 - Espectro Harmônico de Tensão Percentual - Lado Inversor	p. 77
45	CASO 1 - Espectro Harmônico de Tensão Percentual - Lado Retificador	p. 77
46	CASO 1 - Espectro Harmônico de Corrente Percentual - Lado Inversor	p. 79
47	CASO 1 - Espectro Harmônico de Corrente Percentual - Lado Retificador	p. 79
48	CASO 1 - Tensões Eficazes - Lado Inversor - MMC1	p. 81
49	CASO 1 - Tensões Eficazes - Lado Retificador - MMC2	p. 81
50	CASO 1 - Correntes Eficazes - Lado Inversor - MMC1	p. 81
51	CASO 1 - Correntes Eficazes - Lado Retificador - MMC2	p. 82
52	CASO 2 - Topologia da Microrrede - Sem limitação de curto-circuito	p. 83
53	CASO 2 - Valores de corrente de pico obtidas na falta F2.4	p. 84
54	CASO 2 - Valores de corrente RMS de interrupção assimétrica em 50 ms após a aplicação do defeito, obtidas na falta F2.4	p. 85
55	CASO 3 - Topologia da Microrrede - Com limitador pirotécnico de curto- circuito	p. 86
56	CASO 3 - Interrupção da contribuição oriunda do painel UTE3 para o UTE2	p. 87
57	CASO 3 - Valores de corrente de pico obtidas na falta F2.4	p. 87
58	CASO 4 - Topologia da Microrrede - Com conversor Back-to-Back	p. 89
59	CASO 4 - Tensão no barramento de corrente contínua, durante a aplica- ção da falta F4.3	p. 90
60	CASO 4 - Tensão no barramento de corrente contínua, durante a aplica- ção da falta F4.6	p. 90

61	CASO 4 - Tensão CA nos terminais do MMC1 - Lado Inversor - com aplicação da falta F4.3	p. 91
62	CASO 4 - Tensão CA nos terminais do MMC2 - Lado Retificador - com aplicação da falta F4.3	p. 91
63	CASO 4 - Tensão CA nos terminais do MMC1 - Lado Inversor - com aplicação da falta F4.6	p. 92
64	CASO 4 - Tensão CA nos terminais do MMC2 - Lado Retificador - com aplicação da falta F4.6	p. 92
65	CASO 4 - Corrente CA nos terminais do MMC - Lado Inversor - com aplicação da falta F4.3	p. 93
66	CASO 4 - Corrente CA nos terminais do MMC - Lado Retificador - com aplicação da falta F4.3	p. 93
67	CASO 4 - Corrente CA nos terminais do MMC - Lado Inversor - com aplicação da falta F4.6	p. 94
68	CASO 4 - Corrente CA nos terminais do MMC - Lado Retificador - com aplicação da falta F4.6	p. 94
69	CASO 4 - Potências ativa e reativa - Lado Inversor - Com a aplicação do defeito F4.3	p. 95
70	CASO 4 - Potências ativa e reativa - Lado Retificador - Com a aplicação do defeito F4.3	p. 95
71	CASO 4 - Potências ativa e reativa - Lado Inversor - Com a aplicação do defeito F4.6	p. 95
72	CASO 4 - Potências ativa e reativa - Lado Retificador - Com a aplicação do defeito F4.6	p. 96
73	Modelo Simplificado do Limitador de Curto-circuito Pirotécnico	p. 101

Lista de Tabelas

1	Estados do Submódulo em meia ponte H	p. 32
2	Dados de curto-circuito da concessionária no PAC com a rede de teste . .	p. 48
3	Parâmetros da Linha de Transmissão	p. 49
4	Parâmetros dos Geradores Síncronos	p. 52
5	Dados do reator limitador de curto-circuito	p. 53
6	Dados dos disjuntores de média tensão da microrrede industrial	p. 62
7	Comparação das Amplitudes de Tensão Harmônica Percentual CA nos Lados MMC1 e MMC2 com THDV%	p. 78
8	Comparação das Amplitudes das Correntes Harmônicas percentuais ob- tidas nos lados CA do MMC1 (Inversor) e no MMC2 (Retificador) com THDI%	p. 80
9	Correntes de curto-circuito passantes pelos disjuntores - Sem limitação de curto-circuito	p. 84
10	Correntes de curto-circuito nos barramentos principais - CASO 2	p. 84
11	Correntes de curto-circuito passantes pelos disjuntores - Sistema com limitador pirotécnico de curto-circuito	p. 86
12	Correntes de curto-circuito nos barramentos principais - Caso 3	p. 86
13	Correntes de curto-circuito passantes pelos disjuntores - Sistema com Conversor B2B-VSC	p. 89
14	Correntes de curto-circuito nos barramentos principais - Caso 4	p. 89

Glossário

DFIG *Double Fed Induction Generator*

SCIG *Squirrel Cage Induction Generator*

CP-PWM *Carrier Phase Pulse Width Modulation*

POD-PWM *Phase-Opposition Disposition Pulse Width Modulation*

APOD-PWM *Alternate Phase-Opposition Disposition Pulse Width Modulation*

RLC *Reator limitador de curto-circuito*

ATP *Alternative Transient Program*

PLL *Phase-Locked Loop*

MVDC *Medium Voltage Direct Current*

HVDC *High Voltage Direct Current*

B2B-VSC *Back-to-Back Voltage Source Converter*

VSC *Voltage Source Converter*

B2B *Back-to-Back*

PWM *Pulse Width Modulation*

NPC *Neutral Point Clamped*

DCC *Diode Clamped Capacitor*

FCC *Fly Clamped Capacitor*

MMC *Modular Multilevel Converter*

LCC *Line Commutated Converter*

CA *Corrente Alternada*

CC Corrente Contínua

STATCOM *Static Synchronous Compensator*

IEC *International Electrotechnical Commission*

ANSI *American National Standards Institute*

TRT Tensão de Restabelecimento Transitória

TCTRT Taxa de Crescimento da Tensão de restabelecimento transitória

RMS *Root Mean Square* ou valor eficaz

TACS *Transient Analysis of Control Systems*

1 Introdução

1.1 Introdução e Contextualização

O setor industrial tem sido o maior consumidor de energia elétrica produzida no Brasil nas últimas décadas, representando cerca de 36,2 % da energia produzida no país em 2022 (EPE, 2023a). Neste contexto, houve um aumento na produção de energia termelétrica renovável devido à atividade industrial, contribuindo para a renovabilidade da matriz elétrica brasileira (EPE, 2023b).

As indústrias classificadas como termelétricas e autoprodutoras de energia são aquelas que geram eletricidade a partir do excedente de energia térmica disponível em forma de vapor, produzido pela queima de algum tipo de biomassa oriunda do processo produtivo, como o bagaço de cana-de-açúcar e a lixívia, também conhecida como licor negro, subproduto do processo de produção de celulose.

As centrais termelétricas estão em expansão no Brasil. Entre 2019 e 2022, por exemplo, as centrais termelétricas fabricantes de papel e celulose aumentaram a potência injetada no Sistema Interligado Nacional (SIN) em 2.072 GWh, um aumento de 70 % (ÚNICA, 2023). Além disso, em 2021, a capacidade de geração de eletricidade a partir da cana-de-açúcar atingiu a marca de 12,1 GW, um aumento de 30 % em relação ao ano de 2016, e estima-se um potencial técnico de geração de energia de 6,2 GW a ser explorado pelo segmento sucroalcooleiro até 2031 (EPE, 2023c).

Motivados pelo aumento da produção, os sistemas elétricos industriais autoprodutores de energia têm se tornado mais complexos e inteligentes, com amplo uso de monitoramento, telecomunicações e automação. Neste sentido, as centrais termelétricas industriais se apresentam como um tipo de microrrede inteligente com um sistema elétrico robusto, geração renovável distribuída e demandas para a discussão de problemas técnicos e busca de novas soluções.

A conexão de geradores síncronos em sistemas industriais, bem como as alterações

na topologia do sistema de distribuição, a conexão de grandes motores acionados por partidas eletromecânicas (partidas direta, estrela-triângulo e compensadoras, principalmente), além da conexão de grandes transformadores provocam o aumento da corrente de curto-circuito e da sua assimetria na instalação, devido às altas relações X/R impostas por estas máquinas, muitas vezes ultrapassando as capacidades térmicas e dinâmicas dos equipamentos pré-existentes na instalação ou disponíveis no mercado para aplicação, em caso de projetos novos (DIAS, 2016), (COSSE; HAZEL; THOMASSET, 2000). As modificações supracitadas ocorrem normalmente devido à implantação de novos projetos, expansões e melhorias realizadas no sistema de distribuição de energia para o aumento da confiabilidade, especialmente em processos industriais de grande porte, que demandam muita energia (COSSE; HAZEL; THOMASSET, 2000).

Por isso, nas etapas de projeto de expansão ou concepção inicial de plantas termelétricas, os estudos de curto-circuito, estabilidade eletromecânica e fluxo de potência são realizados, a fim de: avaliar a suportabilidade dos equipamentos em relação às correntes de falta calculadas; avaliar os limites de estabilidade mediante à entrada ou saída de grandes cargas ou devido à manifestação de faltas nas instalações; avaliar as quedas de tensão e sobrecargas em regime permanente na instalação.

Com base nos resultados obtidos nesses estudos de engenharia, equipamentos para controle da potência de curto-circuito na indústria são aplicados quando necessário, como limitadores de curto-circuito pirotécnicos e reatores limitadores de curto-circuito com núcleo de ar, tecnologias amplamente conhecidas (CIGRÉ, 2012a). Embora os limitadores pirotécnicos controlem efetivamente a corrente de curto-circuito (DIAS, 2016), eles dependem fortemente de peças de reposição e requerem longos tempos de reparo dos componentes já utilizados. Por outro lado, os reatores de média tensão com núcleo de ar impõem quedas de tensão em regime permanente no sistema e manifestam sobretensões transitórias de manobra em disjuntores (CIGRÉ, 2012a).

Entre as soluções recentemente desenvolvidas comercialmente está a criação de conversores do tipo fonte de tensão com a topologia *Back-to-Back* (B2B-VSC) para a interconexão assíncrona de redes em média tensão (*Power Links*), na distribuição em corrente contínua (MVDC) (*Medium Voltage Direct Current*), bem como na integração de geradores distribuídos, como pode ser visto em (SIEMENS, 2021), (ALASSI et al., 2021) e (OLEA-OREGI et al., 2023). Até o momento, os conversores fonte de tensão têm maior atuação nos sistemas de transmissão em corrente contínua HVDC (*High Voltage Direct Current*) no transporte de energia em longas distâncias para grandes centros de consumo

e para a transmissão de energia entre países vizinhos, conforme apresentado por (WATSON; WATSON, 2020) e em sistemas de geração eólica como em (HANSEN; MICHALKE, 2008), (TAZIL et al., 2010) e (ESPI; CASTELLO, 2013).

Dentro do contexto de uma microrrede inteligente e industrial, a aplicação de um conversor B2B-VSC em média tensão apresenta uma vantagem significativa. Ele permite a interconexão assíncrona entre partes da rede com geração distribuída, possibilitando um controle bidirecional do fluxo de potências ativa e reativa quando necessário. Além disso, contribui para a estabilidade da rede em caso de falta (BORGES, 2010), (BATHURST; HWANG; TEJWANI, 2015). Assim, o aumento da potência de curto-circuito, que é uma consequência da entrada de novos geradores distribuídos, pode ser controlado por meio da ação dos conversores eletrônicos de potência, através de uma interligação em corrente contínua. Além disso, a tecnologia multinível (MMC - *Modular Multilevel Converter*) do conversor fonte de tensão em *Back-to-Back* é a implementada neste trabalho, devido à vantagem de ter perdas reduzidas em relação ao conversor fonte de tensão convencional de dois ou três níveis.

Nesse sentido, esta dissertação busca avaliar se a aplicação de um conversor B2B-VSC pode ser viável em uma microrrede industrial, substituindo os limitadores de curto-circuito pirotécnicos, indicando as vantagens ou desvantagens em uma análise técnica.

1.2 Objetivos e Contribuições

Os principais objetivos e contribuições desta dissertação de mestrado são a apresentação da modelagem e da implementação detalhada de um conversor fonte de tensão na topologia *Back-to-Back* multiníveis no programa de transitórios eletromagnéticos ATP, através da sua interface gráfica ATPDraw. Para tanto, são apresentadas as equações que descrevem o comportamento dinâmico do conversor, que foram implementadas no domínio da frequência no programa, bem como os principais componentes do conversor.

São também objetivos deste trabalho apresentar os critérios fundamentais para a análise da suportabilidade de curto-circuito de conjuntos de manobra e disjuntores de média tensão e um estudo de caso comparativo, avaliando o desempenho do conversor B2B-VSC para controle de curto-circuito e despacho de potência, em comparação com um limitador de curto-circuito pirotécnico, procurando compreender se a aplicação de conversores B2B-VSC pode ser viável tecnicamente em sistemas industriais providos de geradores síncronos. Além disso, para possibilitar a re-implementação dos modelos utilizados pelo

autor, o trabalho apresenta em seus apêndices os programas desenvolvidos em MODEL, além dos diagramas dos sistemas de controle baseados na ferramenta TACS, ambos recursos embarcados no ATP.

1.3 Estrutura do trabalho

O trabalho está organizado da seguinte maneira. O capítulo 2 apresenta a revisão da literatura relacionada ao conversor B2B-VSC bem como sua modelagem e implementação conceitual no programa ATPDraw. O capítulo 3 apresenta os critérios de modelagem dos componentes da microrrede industrial em ATPDraw. O capítulo 4 apresenta a análise de suportabilidade dos equipamentos com foco nos disjuntores de média tensão e nos conjuntos de manobra. O capítulo 5 apresenta os estudos de caso utilizados para análise e, por fim, o capítulo 6 apresenta as conclusões e sugestões de trabalhos futuros.

2 Revisão da literatura e Modelagem do Conversor Fonte de Tensão, Multinível em Back-to-Back

2.1 Introdução

O conversor *Back-to-Back*, também denominado como conversor CA-CC-CA, é composto por duas unidades conversoras, uma retificadora (CA-CC) e outra inversora (CC-CA). Tais unidades conversoras compartilham um mesmo barramento CC, o qual possui tensão controlada e suavizada, de maneira a permitir o controle dos sinais de tensão em ambos os lados CA do conversor. A denominação "fonte de tensão" (VSC, *Voltage Source Converter*) ao conversor B2B, objeto de estudo neste trabalho, se deve ao emprego de capacitores como principais elementos para o armazenamento de energia no lado CC, tanto no lado inversor como no lado retificador (VITORINO, 2019).

As principais tecnologias de conversores fonte de tensão que podem ser verificadas na literatura são os conversores em ponte convencional de dois níveis controlado por PWM (*Pulse Width Modulation* ou modulação por largura de pulso), os conversores a três níveis com neutro grampeado (NPC ou DCC) (*Neutral Point Clamped* que também é apresentado como *Diode Clamped Converter*) (CHUCO; WATANABE, 2011), (ANDERSEN et al., 2002), o conversor na topologia com capacitor flutuante FCC, (*Fly Capacitor Converter*) (XU; AGELIDIS, 2007) e o conversor modular multinível (MMC, *Modular Multilevel Converter*). A principal desvantagem dos conversores DCC e FCC a três níveis, conforme descrito em (SAEEDIFARD; IRAVANI; POU, 2007), é a complexidade do controle devido ao fenômeno da variação da tensão nos capacitores que operam em corrente contínua.

Por outro lado, embora a aplicação dos conversores fonte de tensão multiníveis necessite de controles específicos para o balanceamento das tensões entre os capacitores dos submódulos, como será abordado mais a diante, esta tecnologia apresenta a vantagem de ser modular e escalável, isto é, pode ser aplicado em uma vasta gama de tensões de

operação, mediante a um projeto adequado (ALLEBROD; HAMERSKI; MARQUARDT, 2008), além de possibilitar a baixa distorção harmônica de tensão, mediante a quantidade adequada de níveis e o controle bidirecional de potência (BORGES, 2010).

Os VSCs permitem a utilização de controles independentes para a magnitude e o ângulo de fase da tensão alternada, tanto na entrada quanto na saída do conversor (lados CA). Esta vantagem possibilita, tanto na configuração B2B como em sistemas de transmissão em HVDC, o controle independente da potência reativa injetada na rede, seja no lado que opera como inversor ou retificador, o que contribui para a melhoria da estabilidade de tensão das redes onde o VSC encontra-se aplicado. Ademais, conforme (CHUCO; WATANABE, 2011), os conversores fonte de tensão não apresentam restrições em relação à potência de curto-circuito da instalação, como os conversores LCC (*Line Commutated Converter*) baseados em tiristores e denominados como conversores "fonte de corrente". Esta vantagem ocorre devido à utilização do IGBT (*Insulated-gate bipolar transistor*) como elemento principal de chaveamento, visto que este é possuidor de comutação autônoma, dependente exclusivamente do comando de disparo em seu terminal de controle (terminal "gate") e diferente do tiristor que é a base dos conversores LCC, dependente do cruzamento por zero da corrente para sua comutação.

Portanto, as principais vantagens dos conversores multiníveis B2B-VSC são: a baixa emissão harmônica, mediante a utilização da quantidade maior de níveis; possuem escalabilidade e modularidade, que permitem a aplicação destes conversores em sistemas de alta tensão mesmo sendo baseados em IGBTs, a associação em série de elementos de chaveamento permite que o conversor alcance níveis de tensão superiores à capacidade de bloqueio das chaves; apresentam controles individuais do módulo e ângulo da tensão nos lados CA; não apresentam restrições de operação em sistemas com baixas potências de curto-circuito; permitem o fluxo bidirecional de potência; possibilitam o desacoplamento dinâmico entre os lados de CA.

Essas características fazem desta tecnologia uma opção promissora em comparação com outros tipos de conversores de potência. Essas vantagens justificaram a escolha da topologia multinível aplicada ao conversor B2B-VSC para os estudos de caso que serão desenvolvidos neste trabalho

2.2 Principais publicações

As principais e mais relevantes publicações a respeito da modelagem, controle e simulação de conversores do tipo fonte de tensão datam a partir de 2002 com a publicação (ANDERSEN et al., 2002), que descreveu, em uma análise técnica, as principais topologias destes conversores, na tecnologia de dois e três níveis.

A tecnologia multinível, por sua vez, foi introduzida em 2003 na publicação (LESNICAR; MARQUARDT, 2003), na qual foi apresentada a topologia básica do MMC proposta e o esquema de controle recomendado pelos autores para este conversor.

A publicação (ALLEBROD; HAMERSKI; MARQUARDT, 2008) introduziu um novo método para calcular as perdas de chaveamento do MMC. Além disso, com base nos resultados obtidos, os autores destacaram algumas vantagens dos MMCs, como a redução do conteúdo harmônico nos lados CA, uma característica importante para a otimização do projeto de filtros de harmônicos passivos.

Em 2009, a publicação (HAGIWARA; AKAGI, 2009), além de apresentar a modelagem do controle aplicado aos conversores multiníveis, introduziu a necessidade do controle e balanceamento das tensões nos capacitores dos submódulos em meia ponte, e a influência no desempenho do conversor.

De maneira complementar e inserindo a técnica de modulação por largura de pulso senoidal em disposição de fase (PD-SPWM - *Phase Disposition Sinoidal Pulse Width Modulation*), além de um novo método de controle do balanceamento da tensão dos capacitores dos submódulos, a publicação (SAEEDIFARD; IRAVANI, 2010) avaliou a resposta dinâmica de um conversor fonte de tensão em *Back-to-Back* sob as condições de redes equilibradas e desequilibradas. Esta publicação apresentou conceitualmente o algoritmo fundamental para a seleção dos submódulos durante o processo de chaveamento, o qual foi utilizado no estudo de caso apresentado neste trabalho.

A publicação (CHUCO; WATANABE, 2011) também avaliou o desempenho dinâmico de um sistema HVDC baseado em um conversor modular e multinível, porém através da estratégia proposta "Comutação de Baixa Frequência", denominada pelos autores como LFS (*Low Frequency Switching Strategy*) com o objetivo de possibilitar a redução das perdas de chaveamento do conversor. Nesta publicação os autores propuseram também uma estratégia de controle de potência (ativa e reativa) e obtiveram resultados satisfatórios em termos de perdas, com baixa injeção de harmônicas e bom desempenho dinâmico.

A publicação de (ROHNER et al., 2010), por outro lado, analisou o impacto causado pelo ângulo de fase da carga na distribuição das perdas em um conversor multinível de média tensão, apresentando que as perdas esperadas nos submódulos do braço inferior são superiores em relação ao superior, em praticamente todos os ângulos de carga, fator relevante a ser considerado no dimensionamento dos submódulos.

Sob o aspecto de controle do conversor fonte de tensão, as publicações de (BAHRANI; KENZELMANN; RUFER, 2011) e (QIN; SAEEDIFARD, 2012) apresentaram a modelagem matemática detalhada da malha de controle de corrente convencional baseada em controladores PI e nas conversões de referências por fase para estacionária ($\alpha\beta 0$) (SRF - "Stationary Reference Frame") e para referência rotativa ($dq0$) (RRF - "Rotative Reference Frame"), amplamente utilizadas. Ainda em 2011, considerando que as correntes circulantes entre os braços do conversor MMC possuem característica de sequência negativa, na publicação (TU; XU; XU, 2011), e de maneira similar à (SAEEDIFARD; IRAVANI, 2010), os autores propuseram um sistema de supressão das correntes circulantes entre os braços do conversor, baseado em um controlador que opera com o dobro da frequência CA, e com referência na sequência negativa da corrente. Os resultados obtido pelos autores foram satisfatórios, porém a implementação é mais complexa.

A simulação de transitórios eletromagnéticos em um conversor fonte de tensão modular multinível pode ser bastante desafiadora devido ao grande número de dispositivos envolvidos na operação. Isso exige um grande esforço computacional e pode resultar em longos tempos de simulação. Com o intuito de propor um novo modelo matemático mais eficiente computacionalmente, a publicação (GNANARATHNA; GOLE; JAYASINGHE, 2011) apresentou um modelo teórico baseado na modificação da matriz de admitâncias do sistema e na derivação de um equivalente de Thévenin variável no tempo. O modelo proposto apresentou resultados expressivos de redução do tempo de simulação comparativamente com os modelos detalhados até então utilizados.

Nesta mesma linha de pesquisa, as publicações (SAAD et al., 2013) e (SAAD et al., 2014) apresentaram aprimoramentos dos modelos médios e simplificados dos conversores eletrônicos e realizaram comparativos do desempenho destes modelos em relação aos detalhados. Os resultados obtidos indicaram que a escolha do modelo de simulação depende da análise a ser realizada e da precisão necessária. Modelos detalhados, como os utilizados no estudo de caso desta dissertação, apresentam em geral os resultados mais precisos e permitem avaliar o comportamento dos componentes do MMC de maneira específica, como os capacitores, chaves e indutores.

A publicação (DEBNATH et al., 2015) reuniu em uma revisão da literatura técnico-científica, diferentes aspectos relacionados ao controle, técnicas de modulação PWM, modelagem matemática e dimensionamento dos principais elementos utilizados nos conversores fonte de tensão na topologia multinível. Dentre as principais considerações feitas nesta publicação, destaca-se a análise das vantagens e desvantagens das técnicas de modulação disponíveis, informações estas determinantes para a escolha da técnica de modulação PD-PWM adotada no estudo de caso apresentado neste trabalho.

Uma abordagem mais prática e detalhada de um conversor *Back-to-Back* operando em alta tensão foi publicada em (FAN et al., 2018). Nesta publicação, a modelagem matemática das malhas internas e externas dos MMCs em ambos os lados CA (retificador e inversor) foram apresentadas unindo as referências das potências ativas reativas com a de tensão no barramento CC.

2.3 Principais Aplicações dos Conversores Back-to-Back (B2B-VSC)

Os conversores B2B-VSC possuem diversas aplicações que podem ser verificadas na literatura. Na área de geração de energia são aplicados na conexão de aerogeradores à rede elétrica, estes conversores são amplamente utilizados no acoplamento dos geradores de indução duplamente alimentados ou com rotor em gaiola de esquilo (DFIG / SCIGs, respectivamente) (*Doubly fed induction generators, squirrel-cage induction generators*) bem como de geradores síncronos à ímã permanente, conforme apresentados por (HANSEN; MICHALKE, 2008), (TAZIL et al., 2010), (ESPI; CASTELLO, 2013) e (ORLANDO et al., 2013), realizando o controle do aerogerador mediante às variações de rotação e torque.

Da mesma forma, os conversores B2B-VSC possuem aplicação na interconexão de sistemas de alta tensão em corrente alternada como apresentado por (KIM; YOO; JUNG, 2019) e de sistemas de média tensão MVDC apresentado em (LEE, 2023), (ALASSI et al., 2021) e (BATHURST; HWANG; TEJWANI, 2015). Em sistemas industriais e microrredes, por outro lado, a aplicação de conversores B2B-VSC tem potencial pouco explorado, mas apresenta-se promissora. Em (OLEA-OREGI et al., 2023) a tecnologia B2B-VSC é avaliada em um sistema de distribuição real, considerando estratégias específicas de controle de despacho de potência ativa e de tensão.

2.4 Modelagem do Conversor Back-to-Back

Este capítulo se destina à apresentação da modelagem matemática e da implementação do conversor multinível, tipo fonte de tensão e em *Back-to-Back* no programa ATPDraw.

O programa ATPDraw é um ambiente computacional que foi desenvolvido no Instituto Norueguês de Tecnologia em 1991, ele é destinado à modelagem matemática de redes elétricas para estudos de transitórios eletromagnéticos e foi desenvolvido em uma interface gráfica amigável ao usuário auxiliando na criação e edição do modelo da rede elétrica para o processamento através do programa ATP (*Alternative Transient Program*).

O ATPDraw analisa a modelagem da rede desenvolvida e cria um arquivo de dados padronizado. Este arquivo é então utilizado pelo ATP para processar a matriz de admitância nodal, bem como as tensões e correntes.

Dentre todos os recursos de modelagem disponíveis para o ATP, o ATPDraw permite ao usuário, além da modelagem dos componentes básicos, a manipulação dos arquivos de modelos flexíveis e programáveis através de uma linguagem de programação específica, denominada "MODEL", bem como a criação de sistemas de controle baseados na ferramenta "TACS" (*Transient Analysis of Control Systems*) disponível no ATP.

Nos próximos capítulos serão descritos os critérios e a metodologia aplicada na modelagem do conversor B2B-VSC.

2.4.1 Topologia do MMC

A Figura 1 apresenta a topologia simplificada do conversor multinível utilizado neste trabalho. Será analisada matematicamente a topologia de um dos lados CC-CA do MMC, entretanto esta análise é aplicável a ambos os lados CA-CC ou CC-CA do conversor B2B-VSC multinível para a determinação da malha de controle do conversor.

O conversor fonte de tensão multinível é composto por N_{sm} submódulos, os quais são conectados em série formando um **braço**. A união de um braço superior com um braço inferior, compõe uma fase do conversor, e a essa composição é dado o nome de **perna** do conversor.

O número de submódulos conectados em série é definido conforme a quantidade de níveis desejados para a sintetização da tensão CA nos terminais de saída CA, considerando os limites de tensão de trabalho dos submódulos. Por isso, para N_{sm} submódulos é possível sintetizar até $(N_{sm} + 1)$ níveis de tensão por fase.

e (QIN; SAEEDIFARD, 2012), nesta seção é apresentada a modelagem matemática do conversor fonte de tensão modular multinível utilizado neste trabalho.

As indicações $I_{a,b,c}^{sup}$ e $I_{a,b,c}^{inf}$ referem-se, respectivamente às correntes por fase nos braços superiores e inferiores do conversor. Da mesma forma, as tensões $V_{a,b,c}^{sup}$ e $V_{a,b,c}^{inf}$ correspondem respectivamente às quedas de tensão sobre os seis submódulos dos braços superiores e inferiores de cada fase.

As indutâncias descritas por L_b correspondem aos indutores de braço do conversor, e a resistência R_b modela as perdas ôhmicas sobre a indutância de braço.

A tensão no lado de corrente contínua, considerando um modelo generalizado, é modelada por duas fontes de tensão com $\frac{V_{dc}}{2}$ volts cada. Tais fontes de tensão são referenciadas ao neutro virtual que apresenta potencial nulo. Porém, considerando a operação do conversor *Back-to-Back*, um dos dois conversores multiníveis é responsável pela manutenção da tensão do barramento CC, atuando como retificador, o outro conversor atua como inversor (CC-CA), suprindo potência à carga.

As correntes passantes nos braços superiores e inferiores do MMC, nas três fases, podem ser expressas pelas Equações 2.1 e 2.2:

$$I_{a,b,c}^{sup} = \frac{I_{dc}}{3} + I_{a,b,c}^{circ} + \frac{I_{a,b,c}}{2} \quad (2.1)$$

$$I_{a,b,c}^{inf} = \frac{I_{dc}}{3} + I_{a,b,c}^{circ} - \frac{I_{a,b,c}}{2} \quad (2.2)$$

Em que $I_{a,b,c}^{circ}$ corresponde à corrente circulante entre as fases do conversor e I_{dc} é a corrente do *link* DC.

A partir das equações 2.2 e 2.1, a equação da corrente circulante pode ser obtida conforme a Equação 2.3.

$$I_{a,b,c}^{circ} = \frac{I_{a,b,c}^{inf} + I_{a,b,c}^{sup}}{2} - \frac{I_{dc}}{3} \quad (2.3)$$

As Equações que descrevem o comportamento dinâmico do MMC são:

$$\frac{V_{dc}}{2} - V_{a,b,c}^{sup} = L_b \frac{dI_{a,b,c}^{sup}}{dt} + R_b I_{a,b,c}^{sup} + V_{t,abc} \quad (2.4)$$

$$\frac{Vdc}{2} - V_{a,b,c}^{inf} = L_b \frac{dI_{a,b,c}^{inf}}{dt} + R_b I_{a,b,c}^{inf} + V_{t,abc} \quad (2.5)$$

Onde $V_{t,abc}$ representa a componente fundamental da tensão terminal do MMC nas fases a , b , c .

Subtraindo a Equação 2.5 da Equação 2.4 e substituindo as correntes $I_{a,b,c}^{sup}$ e $I_{a,b,c}^{inf}$ pela Equação 2.1 e 2.2, respectivamente, o comportamento dinâmico das tensões de fase terminais do MMC é obtido conforme a Equação simplificada 2.6.

$$V_{t,abc} = \frac{V_{a,b,c}^{inf} - V_{a,b,c}^{sup}}{2} - \frac{R_b}{2} I_{a,b,c} - \frac{L_b}{2} \frac{dI_{a,b,c}}{dt} \quad (2.6)$$

De maneira análoga, somando as Equações 2.5 e 2.4 e substituindo pela Equação 2.3 é possível obter a dinâmica interna da corrente circulante entre os braços do MMC.

$$L_b \frac{dI_{a,b,c}^{circ}}{dt} + R_b I_{a,b,c}^{circ} = \frac{Vdc}{2} - \frac{V_{a,b,c}^{inf} - V_{a,b,c}^{sup}}{2} - R_b \frac{Idc}{3} \quad (2.7)$$

Conforme a referência (DEBNATH et al., 2015) as tensões $V_{a,b,c}^{sup}$ e $V_{a,b,c}^{inf}$ nas Equações 2.7 e 2.6 podem ser descritas conforme as Equações 2.8 e 2.9, assumindo-se que as tensões nos capacitores são mantidas constantes, devido ao balanceamento controlado destas tensões, e equivalentes à $\frac{Vdc}{N_{sm}}$.

$$V_{a,b,c}^{sup} = n_{a,b,c}^{sup} Vcap_{a,b,c}^{sup} \quad (2.8)$$

$$V_{a,b,c}^{inf} = n_{a,b,c}^{inf} Vcap_{a,b,c}^{inf} \quad (2.9)$$

Onde $n_{a,b,c}^{inf}$ e $n_{a,b,c}^{sup}$ correspondem, respectivamente, ao número de submódulos inseridos nos braços inferiores e superiores do MMC.

Adicionalmente, a potência ativa instantânea despachada pelo MMC pode ser obtida pela composição da potência AC despachada à rede, mais as perdas do conversor. O cálculo da potência ativa do MMC é apresentado na Equação 2.10:

$$Pdc = Pac + P_{perdas} = VdcIdc = (V_a I_a) + (V_b I_b) + (V_c I_c) + P_{perdas} \quad (2.10)$$

Portanto, considerando as Equações 2.6, 2.9 e 2.8 pode-se concluir que toda a dinâmica do conversor pode ser controlada através do acionamento adequadamente ordenado das chaves dos submódulos de potência que, por sua vez, é obtido por meio da modulação PWM e da lógica de seleção das chaves seguindo o critério do balanceamento das tensões sobre os capacitores, que serão apresentados nos capítulos seguintes.

2.4.2 Apresentação do Submódulo

Para a apresentação da modelagem matemática do conversor B2B-VSC, faz-se necessária a introdução do elemento fundamental, o submódulo de meia-ponte, bem como da topologia do MMC utilizada neste trabalho.

O submódulo é um circuito conversor em meia-ponte H composto por dois conjuntos de chaves de potência do tipo IGBTs providas de diodos em anti-paralelo e um capacitor de corrente contínua. A Figura 2 apresenta o diagrama simplificado do submódulo em meia-ponte. Os submódulos de meia-ponte H são preferíveis em relação à topologia de ponte completa, visto que comparativamente apresentam metade das perdas de chaveamento impostas pelos submódulos de ponte completa, além de um controle mais simples (BHASKAR; AGARWAL, 2016).

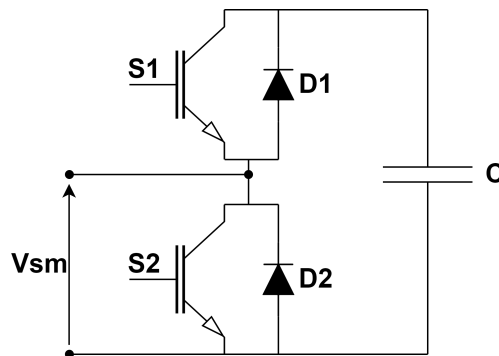


Figura 2: Submódulo em meia ponte H

O submódulo apresenta dois modos de operação os quais são apresentados a seguir:

- Modo 1: Capacitor inserido. Neste modo, a tensão de saída nos terminais V_{sm} do submódulo é igual à tensão sobre os terminais do capacitor de corrente contínua. O Modo 1 é configurado na condição em que a chave S1 ou o diodo D1 encontram-se em condução e a chave S2 e o diodo D2 encontram-se em corte. O capacitor é carregado caso a corrente I_{sm} passante pelo submódulo seja positiva (conforme

a Figura 4), caso a corrente passante pelo submódulo seja negativa no Modo 1 de operação (Figura 3), o capacitor de corrente contínua é descarregado.

- Modo 2: Capacitor desconectado ou em *Bypass*. Neste modo de operação, a tensão de saída do submódulo é nula e a carga sobre o capacitor é mantida constante. O Modo 2 é configurado na condição em que a chave S2 ou o diodo D2 encontram-se em condução com a chave S1 e o diodo D1 em corte, conforme as Figuras 5 e 6. A corrente I_{sm} que flui pelo submódulo não afeta a carga do capacitor no modo de operação 2.

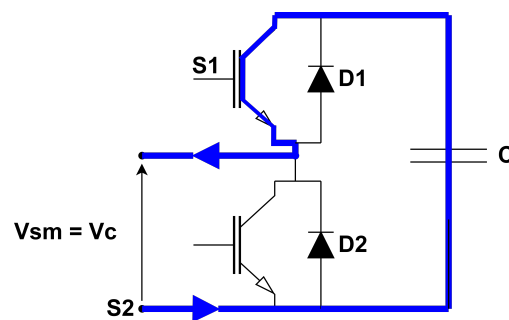


Figura 3: Modo de operação 1 do SM. Sentido negativo da corrente. Capacitor inserido.

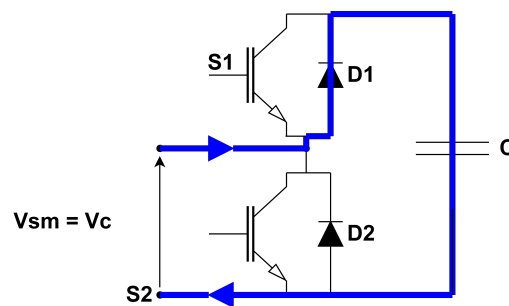


Figura 4: Modo de operação 1 do SM. Sentido positivo da corrente. Capacitor inserido.

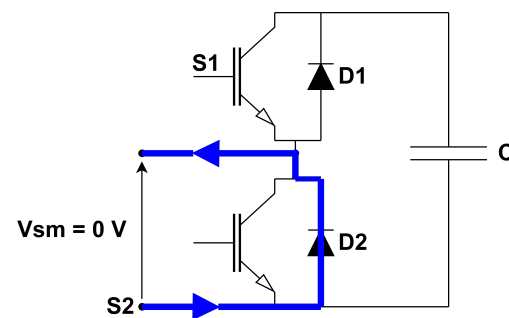


Figura 5: Modo de operação 2 do SM. Sentido negativo da corrente. Capacitor em *bypass*.

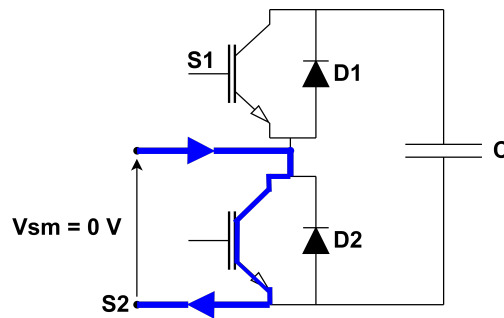


Figura 6: Modo de operação 2 do SM. Sentido positivo da corrente. Capacitor em *bypass*.

A Tabela 1, foi adaptada da referência (SAEEDIFARD; IRAVANI, 2010) e descreve o estado das chaves em relação à tensão de saída do submódulo. As Figuras 3, 4, 5 e 6, baseadas nas publicações (CHUCO; WATANABE, 2011) e (POUCAR, 2014), ilustram o sentido de corrente e a tensão de saída do submódulo de meia ponte, conforme cada modo de operação descrito.

O processo de carga e descarga dos capacitores de submódulos em meia ponte ocorrem conforme apresentado nas Figuras 3, 4, 5 e 6. Quando a corrente no braço (superior ou inferior) é positiva, e o submódulo encontra-se ligado, conforme indicado na Figura 6, o capacitor correspondente será carregado e sua tensão CC aumenta.

Entretanto, quando a corrente no braço é negativa e o capacitor do submódulo se encontra ligado, assim como indicado na Figura 5 este capacitor é descarregado, e ocorre a diminuição da tensão CC sobre ele. Para esta análise considera-se os sentidos de corrente indicados nas Figuras 3 e 4.

Modo	S1	S2	Vsm
1	ON	OFF	Vcap
2	OFF	ONF	0

Tabela 1: Estados do Submódulo em meia ponte H

2.4.2.1 Implementação do Submódulo de Meia Ponte no ATPDraw

Os submódulos de meia ponte H foram representados de maneira simplificada, isto é, as características detalhadas dos IGBTs e diodos foram suprimidas. Tais componentes foram modelados como chaves ideais conforme é sugerido na publicação (GOLE et al., 1997).

No programa ATPDraw foram utilizadas as chaves denominadas (*SW_TACS*) do

tipo treze (*TACS-controlled TYPE 13*) para a representação dos IGBTs, as informações necessárias para a utilização deste modelo embarcado estão disponíveis em (RULEBOOK-VI.C.3, 2001). A chave é comandada pela colocação de um sinal em nível alto no terminal de controle.

Os diodos que operam em ante-paralelo com os IGBTs foram representados através da chave tipo onze no ATPDraw (*Diode Simple TYPE 11 switch.*), da mesma forma as informações relevantes para a modelagem são verificadas em (RULEBOOK-VI.C.1, 2001), entretanto, para possibilitar a operação em paralelo das duas chaves supracitadas no ATP e reduzir a possibilidade de oscilações numéricas, resistências fictícias foram adicionadas em série com os diodos modelados. A Figura 7 apresenta a implementação do submódulo em meia ponte H no ATPDraw. A resistência RSM representa as perdas de condução do submódulo e a resistência ESR representa a resistência interna equivalente do capacitor.

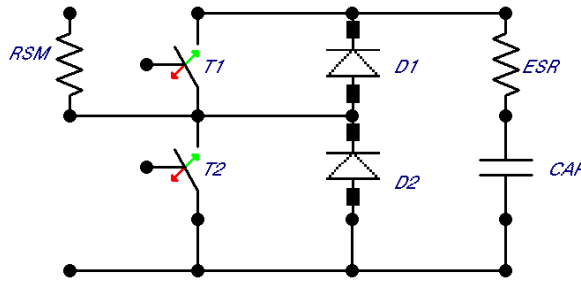


Figura 7: Representação do Submódulo de Meia Ponte no ATPDraw

2.4.3 Definição dos capacitores dos submódulos

Segundo as publicações de (ZHENG; HUANGQING; ZHEREN, 2016) e (LESNICAR; MARQUARDT, 2003) a definição dos capacitores dos submódulos de conversores multi-níveis deve ser feita de acordo com as Equações (2.11) e (2.12) as quais são dependentes da potência requerida de projeto do conversor (S_N), do valor da tensão nominal do barramento DC (V_{DC}) e de linha do sistema (V_{MMC}^{Linha}), do número de submódulos N que compõem um braço do conversor e da constante de tempo de descarregamento (H) esperada para os capacitores.

$$C_0 = H * \frac{N}{3} * \frac{S_N}{U_{DC}^2} \quad (2.11)$$

$$V_{MMC}^{Linha} = 1,05 * \frac{V_{DC}}{2} \quad (2.12)$$

Os autores de (ZHENG; HUANGQING; ZHEREN, 2016) sugerem que, para as constantes de descarregamento de projeto, sejam escolhidos valores entre 35-45ms, pois garantem uma flutuação de tensão entre 10% e 15% no barramento DC e apresentam bons resultados práticos. Desta forma, para o estudo de caso que compõe este trabalho foi adotada a constante de descarregamento de 40 ms.

2.4.4 Definição do indutor de braço

A definição dos indutores de braço utilizados na rede teste foi realizada com base nas publicações de (TU et al., 2010) e (ZHENG; HUANGQING; ZHEREN, 2016). Em geral, os indutores de braço podem ser dimensionados para o atendimento de duas finalidades principais. A primeira finalidade é a supressão de ressonâncias ocasionadas por correntes circulantes predominantemente múltiplas de harmônicas de segunda ordem. A segunda finalidade é a supressão de correntes de curto-circuito originárias de faltas nos lados DC ou AC do conversor. Nesta pesquisa, o critério de escolha para a definição do indutor de braço foi a supressão de correntes circulantes. Segundo (TU et al., 2010) a determinação da indutância de braço, para supressão de correntes circulantes, é feita através da Equação (2.13).

$$L_0 = \frac{1}{8 * \omega_0^2 * C_0 * U_c} \left(\frac{P_s}{3 * I_{2f} + U_{DC}} \right) \quad (2.13)$$

ω_0 corresponde a frequência fundamental ($2\pi * f$) em rad/s; C_0 corresponde ao valor da capacitância dos submódulos dada em Farad; U_c corresponde à tensão em volts sobre os capacitores dos submódulos definida por $\frac{V_{DC}}{N_{SM}}$ em que V_{DC} corresponde à tensão no barramento de corrente contínua e N_{SM} ao número de submódulos por braço. P_s corresponde à potência nominal do conversor e I_{2f} à corrente circulante a ser suprimida em Ampere.

2.4.5 Modulação PWM

As principais técnicas de modulação empregadas no controle de conversores multiníveis são baseadas na comparação de uma ou mais ondas portadoras triangulares com uma onda modulante (ou de referência) de natureza senoidal (CD-PWM) (*Carrier Disposition Pulse Width Modulation*).

Em geral, são utilizadas portadoras simetricamente deslocadas em relação ao eixo

zero. A comparação da forma de onda da tensão de referência senoidal com as portadoras triangulares produz o nível de tensão desejado e, por consequência, determina o número de submódulos a serem inseridos.

Algumas variações das modulações PWM aplicáveis aos conversores multiníveis foram desenvolvidas e podem ser encontradas na literatura técnica e científica da área, considerando as alterações de fase e amplitude dos sinais das portadoras triangulares. Neste contexto, os principais tipos de modulação PWM são listados:

- PD-PWM (*Phase Disposition - Pulse Width Modulation*)
- POD-PWM (*Phase Opposition Disposition - Pulse Width Modulation*)
- APOD-PWM (*Alternate Phase Opposition Disposition - Pulse Width Modulation*)

No entanto, conforme constatado na revisão da literatura, essas técnicas apresentam algumas particularidades, tais como a distribuição desigual do *Ripple* de tensão nos capacitores do MMC, impactando a distorção harmônica das tensões do lado AC e resultando em correntes circulantes de grande magnitude, prejudiciais e que provocam o aumento das perdas do conversor.

Por isso, a fim de melhorar a performance da modulação PD-PWM, em (SAEEDIFARD; IRAVANI, 2010), os autores propuseram uma técnica modificada de modulação associada ao controle do balanceamento das tensões nos capacitores dos submódulos. Esta técnica é a utilizada na modelagem do conversor utilizado neste trabalho. A principal vantagem desta melhoria é que as transições entre os níveis de tensão correspondentes a um portador triangular não são mais atribuídas a um submódulo específico, mas àquele que atende ao critério de seleção baseado no algoritmo de balanceamento das tensões sobre os submódulos.

As Figuras 8, 9 e 10 ilustram as principais técnicas de modulação descritas. Para exemplificação, a Figura 11, adaptada de (SAEEDIFARD; IRAVANI, 2010), apresenta a geração dos níveis de tensão da modulação PD-PWM.

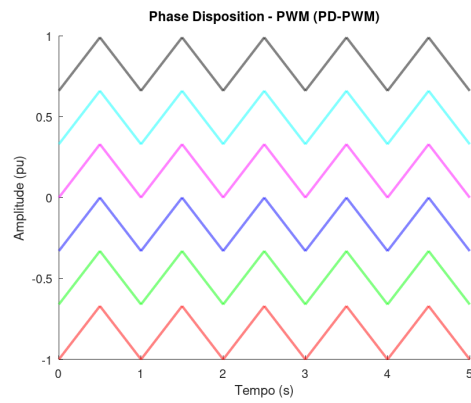


Figura 8: Ondas portadoras triangulares da modulação PD-PWM

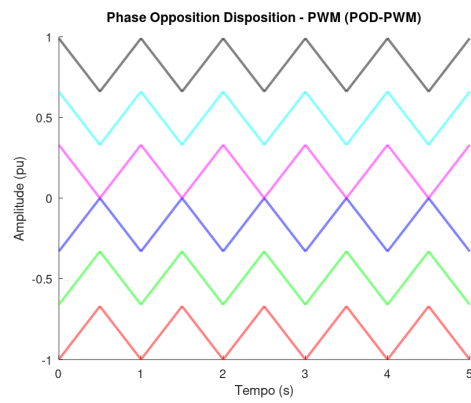


Figura 9: Ondas portadoras triangulares da modulação POD-PWM

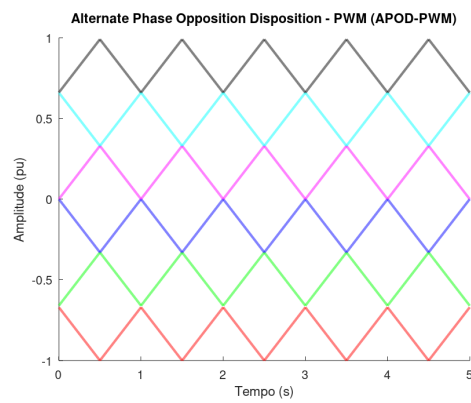


Figura 10: Ondas portadoras triangulares da modulação APOD-PWM

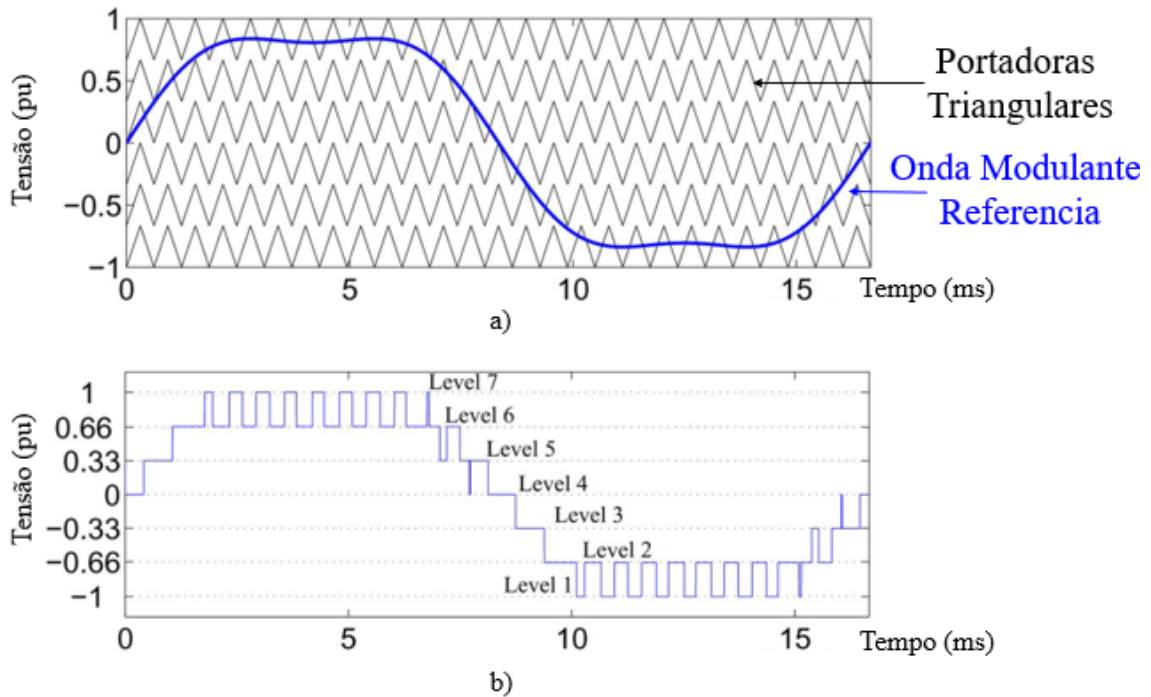


Figura 11: Níveis de saída da modulação PD-PWM (SAEEDIFARD; IRAVANI, 2010)

A Figura 12 é apresentada a fim de ilustrar a implementação da técnica de modulação aplicada no programa ATPDraw. Pode-se observar o sinal senoidal de referência juntamente com as ondas portadoras triangulares, a comparação destes sinais dá origem ao número de submódulos que devem ser inseridos no processo de chaveamento.

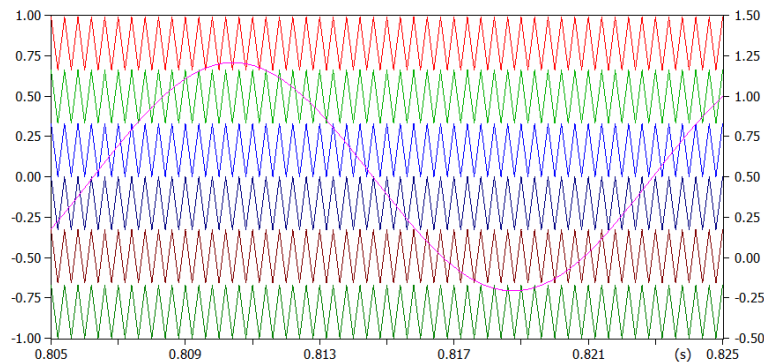


Figura 12: Implementação no ATPDraw da modulação PD-PWM

Conforme a topologia apresentada na Figura 1, são empregados 6 submódulos por braço e, portanto, o número de submódulos a serem inseridos durante o processo de chaveamento deve ser controlado de forma que, a cada instante, seja obedecida a relação $\sum_1^6 (n_{a,b,c}^{sup} + n_{a,b,c}^{inf}) = 6$, isto é, dos 12 submódulos disponíveis por perna, apenas seis operam simultaneamente.

Deste modo, considerando que as tensões sobre os capacitores do MMC são de $V_c(t) =$

$V_{dc}/6$, os 7 níveis da tensão terminal de fase j , referenciadas ao neutro o do barramento CC, são definidos conforme o número adequado de submódulos inseridos nos braços superiores (n_j^{sup}) e inferiores (n_j^{inf}). Caso o submódulo não esteja na condição inserida, ele obrigatoriamente encontra-se no modo *By-pass*.

A implementação da modulação PD-PWM é realizada pelo programa *PDSPWM*, desenvolvido no ATPDraw por meio do ambiente de programação "MODEL", para esta finalidade. O programa *PDSPWM*, apresentado no Apêndice D.1, realiza a comparação do sinal de referência senoidal gerado pelo sistema de controle dq do conversor com 6 ondas portadoras triangulares de referência.

Mediante ao atendimento dos critérios descritos nas equações de (2.14) a (2.20), o número de submódulos superiores n_j^{sup} e inferiores n_j^{inf} a serem chaveados é determinado.

$$V_{tjo} = -V_{dc}/2, n_j^{sup} = 0, n_j^{inf} = 6 \quad (2.14)$$

$$V_{tjo} = -V_{dc}/3, n_j^{sup} = 1, n_j^{inf} = 5 \quad (2.15)$$

$$V_{tjo} = -V_{dc}/6, n_j^{sup} = 2, n_j^{inf} = 4 \quad (2.16)$$

$$V_{tjo} = 0, n_j^{sup} = 3, n_j^{inf} = 3 \quad (2.17)$$

$$V_{tjo} = V_{dc}/6, n_j^{sup} = 4, n_j^{inf} = 2 \quad (2.18)$$

$$V_{tjo} = V_{dc}/3, n_j^{sup} = 5, n_j^{inf} = 1 \quad (2.19)$$

$$V_{tjo} = V_{dc}/2, n_j^{sup} = 6, n_j^{inf} = 0 \quad (2.20)$$

2.4.5.1 Gerador de Ondas Triangulares

Os principais tipos de modulação PWM requerem a utilização de ondas portadoras triangulares para uma boa performance do conversor multinível sem a geração excessiva de distorções harmônicas.

Por outro lado, o programa ATPDraw não dispõe, em sua biblioteca embarcada, de fontes geradoras de ondas triangulares, mas sim do tipo SAW10 ou dente de serra, aplicadas em técnicas de modulação subarmônicas (DEBNATH et al., 2015).

Entretanto, segundo as publicações (DEBNATH et al., 2015) e (CARRARA et al., 1992), as técnicas de modulação subarmônicas possuem performance inferior à técnica PD-PWM. Por esta razão, um programa gerador de ondas triangulares, *TRIANGULARGEN*, foi desenvolvido por meio da linguagem "MODEL", cujos sinais gerados são ilustrados na Figura 12.

O programa *TRIANGULARGEN*, apresentado no Apêndice B.1, permite a geração de ondas triangulares simétricas com frequência e amplitude determinadas pelo usuário. Possui também flexibilidade no deslocamento da linha de base do eixo das abcissas através do parâmetro *OFFSET*, de modo que o mesmo programa possa ser utilizado para a geração de quantas ondas portadoras triangulares forem necessárias.

2.4.6 Balanceamento das tensões sobre os capacitores

É essencial balancear as tensões nos submódulos dos conversores multiníveis para garantir que os capacitores funcionem como fontes ideais de tensão contínua. Na operação do conversor multinível, a estratégia de modulação PWM em uso determina quantos submódulos nos braços superior e inferior devem ser acionados simultaneamente. Isso é ilustrado na Figura 11, conforme mencionado anteriormente, para atingir o nível de tensão desejado na saída. Desta forma, para um mesmo instante, podem ocorrer diversas opções de combinações para a comutação, dependendo da quantidade de submódulos disponíveis por braço.

Além disso, as técnicas de modulação PWM não asseguram, por si só, o equilíbrio de tensão entre os capacitores nas pernas de um MMC, mantendo V_{dc}/N . Por esta razão, algumas metodologias de controle do balanceamento das tensões sobre os capacitores vêm sendo aplicadas ao longo dos anos, sendo que a primeira menção na literatura a este respeito foi feita na publicação (HAGIWARA; AKAGI, 2009) aplicada a um MMC. Em um trabalho anterior (AKAGI; INOUE; YOSHII, 2007), os autores analisaram a importância do balanceamento das tensões nos capacitores dos braços de um conversor STATCOM (*Static Synchronous Compensator*).

A maioria das técnicas de balanceamento apresenta dependência da leitura das tensões sobre os capacitores dos submódulos individualmente, bem como das correntes dos braços

superior e inferior do MMC (SAEEDIFARD; IRAVANI, 2010; CHUCO; WATANABE, 2011).

Em (SAEEDIFARD; IRAVANI, 2010), é apresentada uma estratégia de controle do balanceamento baseada no ordenamento decrescente das tensões sobre os capacitores dos submódulos, fazendo uso da modulação PD-PWM. O algoritmo, denominado "Algoritmo de Ordenação com Modulação PD-PWM", (*Sorting Algorithm with PD-PWM modulation*), verifica o sentido de corrente nos braços do MMC, bem como os níveis de tensão nos capacitores dos submódulos. Se as correntes nos braços superior ou inferior forem positivas, entre os submódulos disponíveis no braço correspondente, aqueles com as tensões instantâneas mais baixas são identificados e acionados. Consequentemente, os capacitores correspondentes são carregados, aumentando suas respectivas tensões. De forma complementar, se as correntes nos braços superior e inferior forem negativas, entre os submódulos disponíveis, aqueles com as tensões mais altas são identificados e acionados. Consequentemente, os capacitores correspondentes dos submódulos são descarregados, e a tensão sobre eles diminui.

Em (CHUCO; WATANABE, 2011), o balanceamento das tensões sobre os capacitores V_c na fase j é feito através da comparação das tensões de cada capacitor com um valor de referência V_{ref} , considerando também o sentido da corrente I_k no braço do conversor. Deste modo, são aplicadas as seguintes regras. Se $V_{cj} < V_{ref}$ e $I_{kj} > 0$, o submódulo é inserido. Caso $V_{cj} > V_{ref}$ e $I_{kj} > 0$, o submódulo é mantido na condição *By-pass*. Se as regras mencionadas não forem satisfeitas, os capacitores dos submódulos são colocados em *By-pass*.

Na publicação (BHASKAR; AGARWAL, 2016), os autores compararam o algoritmo de ordenação com modulação PD-PWM com o "Controle médio e de balanceamento com modulação PSC-PWM" (*Phase Shifted Carrier, Pulse Width Modulation*). Neste método, o controle do balanceamento de tensões é realizado individualmente, ou seja, cada submódulo possui uma malha de controle de tensão individual, equipada com um controlador PI, um sinal modulante, bem como uma portadora PWM. No entanto, os resultados obtidos foram muito semelhantes ao método proposto por (SAEEDIFARD; IRAVANI, 2010), não justificando o esforço computacional em implementar N_{sm} sistemas de controle para o balanceamento das tensões dos submódulos de maneira individual.

Deste modo, as Figuras 13 e 14 apresentam o algoritmo de balanceamento das tensões sobre os capacitores mediante a modulação PD-PWM utilizada neste trabalho.

A partir da determinação do número $N_{SM,sup}$ e $N_{SM,inf}$ de submódulos a serem inseridos

nos braços superiores e inferiores pela modulação PD-PWM, respectivamente, dos sentidos das correntes dos braços superiores (I_{sup}) e inferiores (I_{inf}) e das tensões $V_{c_{SM}}$ instantâneas dos capacitores, os submódulos são adequadamente selecionados, respeitando os critérios descritos nas Figuras 14 e 13.

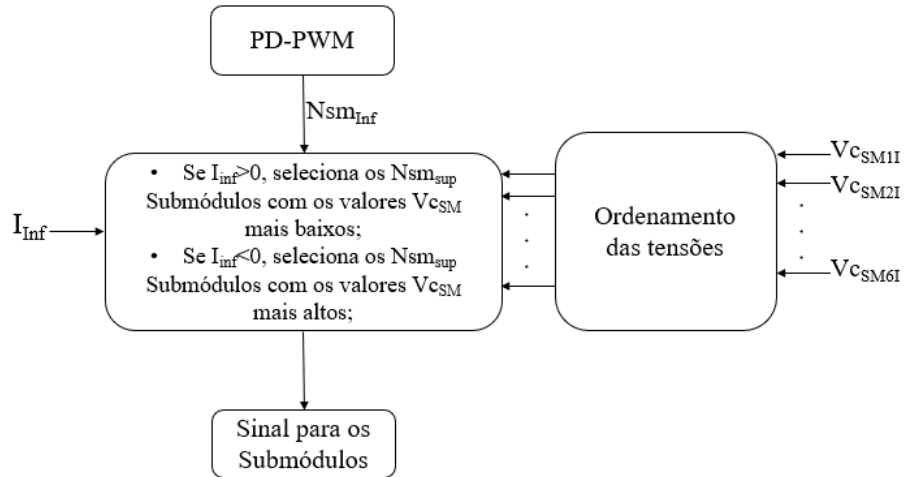


Figura 13: Estratégia de Balanceamento das Tensões dos Submódulos com Modulação PD-PWM - Braços Inferiores

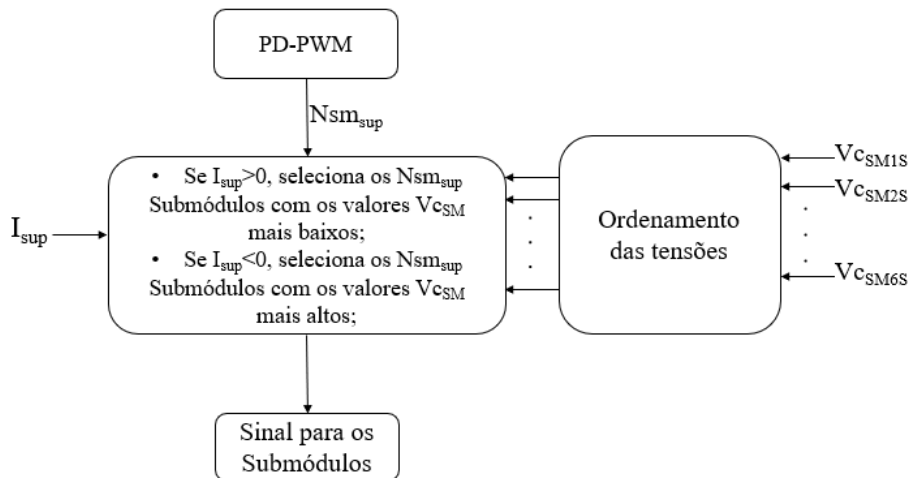


Figura 14: Estratégia de Balanceamento das Tensões dos Submódulos com Modulação PD-PWM - Braços Superiores

2.4.6.1 Classificação das tensões dos capacitores

Para efetivar o balanceamento das tensões entre os submódulos em uma perna do conversor, estes devem ser acionados conforme a estratégia ilustrada nas Figuras 13 e 14.

No entanto, é necessária a classificação dos submódulos segundo a ordem decrescente das quedas de tensão sobre os capacitores CC. A colocação em ordem decrescente das ten-

sões deve ser realizada a cada ciclo de processamento da modulação PD-PWM, conforme afirmam os autores da publicação (SAEEDIFARD; IRAVANI, 2010). Neste sentido, um algoritmo de ordenamento deve ser disparado e executado uma única vez a cada ciclo.

Para realizar a tarefa de classificação das tensões dos capacitores, foram implementados três programas através de modelos personalizados. O primeiro programa desenvolvido, denominado "VCCALC", apresentado no Apêndice C.1, obtém a diferença de tensão entre os terminais dos capacitores dos submódulos, distribuindo esta informação para processamento interno no ATP. O segundo programa, "Sortref" (Apêndice F.1), é responsável pelo disparo da rotina de classificação, denominada "VCSelecton". O programa "VCSelecton" é apresentado no Apêndice G.1.

O programa "Sortref" monitora a variação angular de saída do PLL e, mediante a inicialização de um novo ciclo, realiza o disparo de um pulso de valor unitário que habilita a execução da rotina "VCSelecton". O programa "Sortref" é apresentado no Apêndice F.1.

O programa "VCSelecton", por sua vez, realiza a leitura das tensões nos capacitores, salvando-as em um vetor denominado $V_{cap}[1 : N_{sm}]$ de N_{sm} posições, sendo N_{sm} o número de submódulos do braço do MMC. O programa então realiza a classificação em ordem decrescente das tensões sobre os capacitores dos submódulos, fornecendo a sequência adequada de acionamento pela estratégia definida na modulação PD-PWM.

2.4.7 Phase Locked Loop - PLL

O PLL (*Phase Locked Loop*) é um algoritmo de sincronização composto por um sistema de controle em malha fechada que realiza a regulação do ângulo de fase do sinal de saída com o de entrada, através do controle e minimização do erro da componente em quadratura da tensão de entrada.

Sua utilização é necessária para a obtenção do ângulo de referência da rede elétrica, o qual é posteriormente utilizado para fins de controle e sincronismo, e para as transformações necessárias do sistema de referência de fase para o rotativo, no eixo dq .

Em geral, seu princípio de funcionamento baseia-se na ortogonalidade dos sinais periódicos monitorados de entrada e saída do PLL, de forma que o sincronismo entre esses sinais é alcançado mediante a obtenção do produto escalar nulo desses dois sinais (BORGES, 2010).

Devido à simplicidade de implementação e velocidade de sincronização, o algoritmo

de PLL utilizado neste trabalho foi adaptado da referência (PENALOZA, 2017), o qual é apresentado na Figura 15.

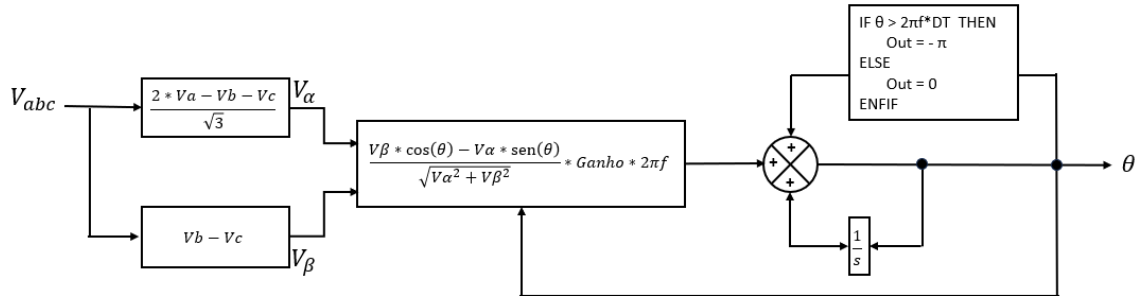


Figura 15: Diagrama Esquemático do PLL, adaptado de (PENALOZA, 2017)

O PLL utilizado calcula as componentes ortogonais $\alpha\beta$ de Clarke a partir das tensões de fase de entrada, utilizando o seno e cosseno do ângulo θ a ser sincronizado. O algoritmo também determina um incremento angular dF , que é integrado a cada passo de integração DT , até que a soma ultrapasse o valor de $2\pi f \cdot DT$, momento em que é zerada para reiniciar o processo.

2.4.8 Modelagem do Controle de Corrente do Lado CA do Conversor

Conforme apresentado nas Equações 2.8 e 2.9, o nível de tensão terminal desejado no conversor fonte de tensão multinível é obtido de acordo com o número adequado de submódulos $n_{a,b,c}^{sup}$ e $n_{a,b,c}^{inf}$ a serem inseridos ou retirados durante o processo de chaveamento do conversor, de forma síncrona com a rede e atendendo aos requisitos de despacho de potência eventualmente solicitados. Este processo requer um sistema de controle que monitore as tensões e correntes do lado CA e calcule as referências senoidais que devem ser utilizadas para a geração dos níveis da modulação de PWM.

Desta forma, a modelagem matemática do controle de corrente do conversor fonte de tensão é feita com base nas variáveis verificadas no lado CA do conversor (BAHRANI; KENZELMANN; RUFER, 2011).

A Figura 16 apresenta o diagrama unifilar simplificado da conexão de um conversor fonte de tensão com um equivalente de rede, por exemplo, a concessionária de energia ou um ponto de acoplamento interno de uma microrrede, juntamente com as variáveis a serem utilizadas para a modelagem matemática da estratégia de controle de corrente do conversor.

Verificam-se também os componentes passivos principais, como o transformador de

acoplamento e o reator de filtragem (L_f), cujas perdas são representadas pela resistência ôhmica (R_f).

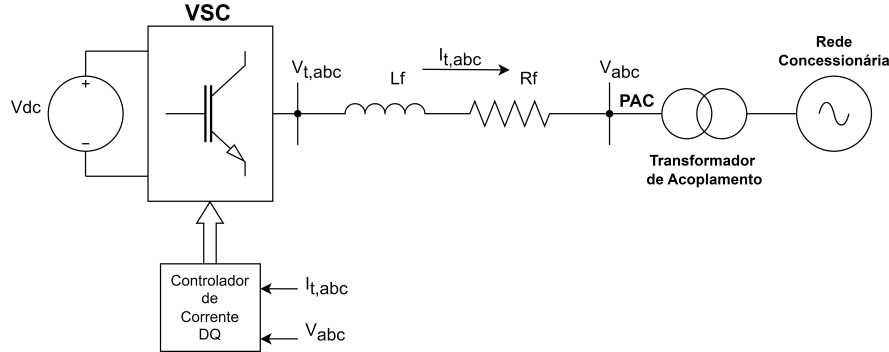


Figura 16: Diagrama unifilar do sistema de acoplamento do VSC à Concessionária

A partir da Figura 16, as variáveis do lado de corrente alternada do conversor podem ser escritas conforme a Equação (2.21).

$$V_{t,abc} = R_f I_{t,abc} + L_f \frac{dI_{t,abc}}{dt} + V_{a,b,c} \quad (2.21)$$

Em que $V_{t,abc}$ corresponde à tensão nos terminais do VSC e $V_{a,b,c}$ é a tensão da rede da concessionária. A reatância L_f juntamente com as suas perdas ôhmicas R_f representam a indutância de filtragem do conversor.

Transformando as variáveis da Equação (2.21), apresentadas em coordenadas de fase para a referência estacionária ($\alpha\beta 0$) (SRF - *Stationary Reference frame*), a Equação (2.21) pode ser reescrita conforme a Equação (2.22).

$$V_{t,\alpha\beta 0} = R_f I_{t,\alpha\beta 0} + L_f \frac{dI_{t,\alpha\beta 0}}{dt} + V_{\alpha\beta 0} \quad (2.22)$$

Desconsiderando a componente de sequência zero da corrente e considerando que os eixos $\alpha\beta$ são ortogonais, pode-se escrever as grandezas na forma complexa ($V_{\alpha\beta} = V_\alpha + jV_\beta$) e aplicando-se a transformação $\alpha\beta - dq$, para um sistema de referência rotativo no eixo dq , em que $V_{dq} = V_{\alpha\beta} e^{-j\omega t}$, pode-se então reescrever a dinâmica das variáveis do lado AC do conversor fonte de tensão conforme a Equação (2.23).

$$V_{t,dq} = R_f I_{t,dq} + L_f \frac{dI_{t,dq}}{dt} + j\omega L_t I_{t,dq} + V_{dq} \quad (2.23)$$

Considerando agora a Equação (2.23) e separando-se os termos reais dos imaginários

pode-se reescrever as equações que descrevem dinâmica do controle de corrente nos eixos direto e em quadratura, conforme apresentado na Equação (2.24) e na Equação (2.25).

$$R_f I_{t,d} + L_f \frac{dI_{t,d}}{dt} = V_{t,d} + \omega L_t I_{t,q} - V_d \quad (2.24)$$

$$R_f I_{t,q} + L_f \frac{dI_{t,q}}{dt} = V_{t,q} - \omega L_t I_{t,d} - V_q \quad (2.25)$$

A partir das Equações (2.24) e (2.25) a tensão no conversor deve ser controlada conforme as equações (2.26) e (2.27), em que as variáveis $U_{c,q}$ e $U_{c,d}$ são, respectivamente, os sinais de controle dos eixos em quadratura e direto no sistema de referências rotativas.

$$V_{t,d} = U_{c,d} - L_t \omega I_{t,q} + V_d \quad (2.26)$$

$$V_{t,q} = U_{c,q} + L_t \omega I_{t,d} + V_q \quad (2.27)$$

O diagrama estrutural do controle dq de corrente do conversor fonte de tensão em *Back-to-Back* é apresentado na Figura 17 e é construído a partir das equações (2.26) e (2.27) e das transformações $abc - dq$ descritas nas equações (2.22) e (2.23).

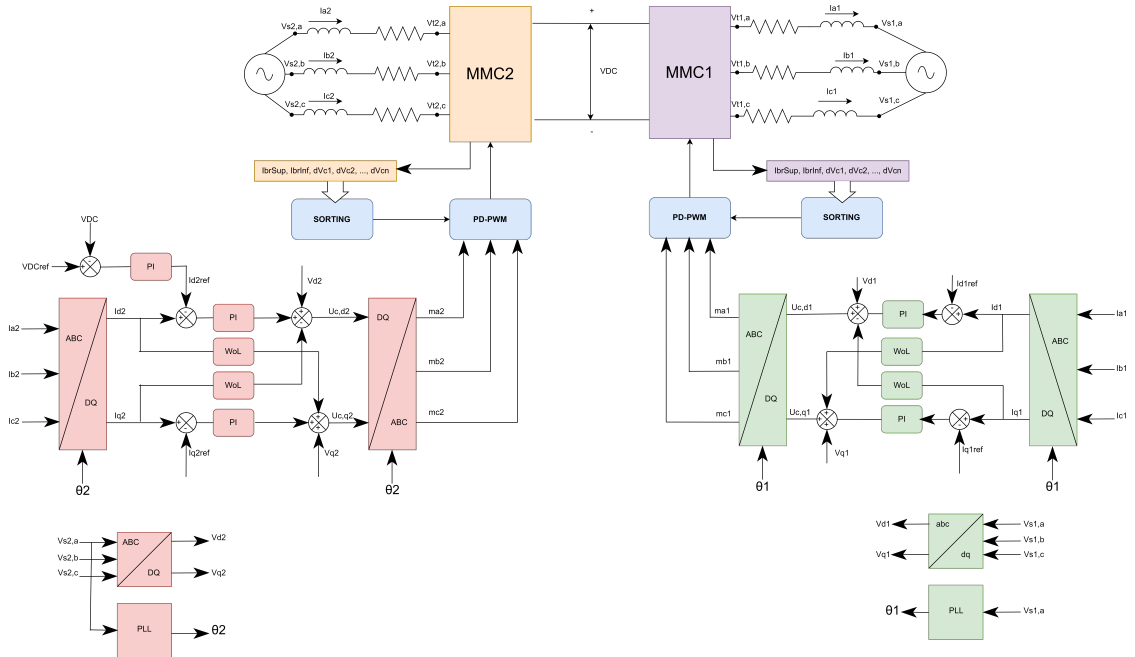


Figura 17: Diagrama Simplificado do Controle de Corrente do Conversor B2B-VSC

A implementação da modelagem matemática do controle do conversor B2B-VSC, baseada na Figura 17 no programa ATPDraw foi desenvolvida através da TACS disponível no ATP/ATPDraw, e os detalhes de implementação são apresentados nos Apêndices.

3 Modelagem da microrrede industrial

Este capítulo apresenta os critérios de modelagem utilizados para representar a microrrede inteligente industrial estudada no programa ATPDraw.

A rede utilizada provém do sistema elétrico de potência de uma usina termelétrica com capacidade de 107,5 MW de geração própria. A topologia da rede é mostrada na Figura 18.

A alimentação da rede é fornecida pela concessionária local em 138 kV, sendo essa alimentação recebida por meio de uma linha de transmissão com 20 km de extensão e circuito simples.

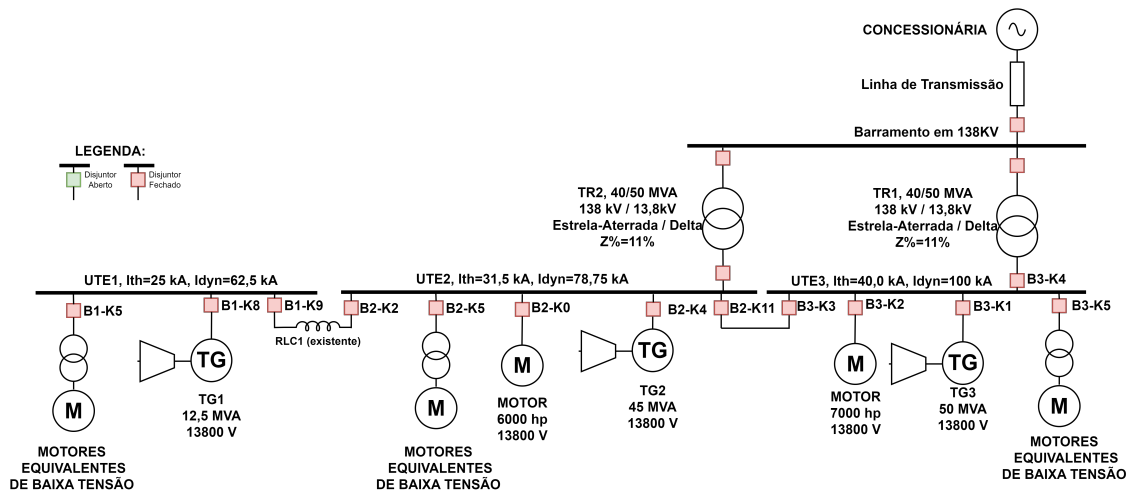


Figura 18: Diagrama Unifilar Simplificado da Topologia da Rede

Considera-se que o ponto de acoplamento comum (PAC) com a concessionária encontra-se localizado à montante da linha de transmissão, a rede microrrede industrial conta também com uma subestação abaixadora de 138 kV para 13,8 kV, destinada à distribuição interna em média tensão.

3.1 Equivalente de Thévenin

O equivalente da fonte da concessionária é modelado através de uma fonte de tensão alternada em 60 Hz, trifásica e equilibrada em série com resistências e indutâncias equivalentes de sequência positiva e zero. Esses parâmetros foram obtidos por meio das Equações (3.1), (3.2), (3.3), (3.4), (3.5), (3.6), (3.7) e (3.8) conforme (SATO; FREITAS, 2015), considerando as correntes de curto-circuito e relações $\frac{X}{R}$ no ponto de entrega. Para a representação da fonte de tensão trifásica, utiliza-se o componente ACSOURCE, incorporado no programa ATPDraw conforme (RULEBOOK-VII.C.4, 2001) e (RULEBOOK-VII.C.7, 2001). Os parâmetros utilizados para a definição das impedâncias equivalentes estão apresentados na Tabela 2.

Tensão [KV]	138
I _{cc3F} [A]	19530
I _{cc1F} [A]	17510
X/R seq+	9,38
X/R seq0	13,05
Freq [Hz]	60

Tabela 2: Dados de curto-circuito da concessionária no PAC com a rede de teste

$$Z_{\Omega}^1 = \frac{V_{Linha}}{I_{cc3F} * \sqrt{3}} \quad (3.1)$$

$$Z_{\Omega}^0 = \frac{V_{Linha} * \sqrt{3}}{I_{cc1F}} - 2 * Z_{\Omega}^+ \quad (3.2)$$

$$R_{\Omega}^1 = Z_{\Omega}^1 * \cos(\arctg(\frac{X}{R})) \quad (3.3)$$

$$X_{\Omega}^1 = Z_{\Omega}^1 * \sen(\arctg(\frac{X}{R})) \quad (3.4)$$

$$R_{\Omega}^0 = Z_{\Omega}^0 * \cos(\arctg(\frac{X}{R})) \quad (3.5)$$

$$X_{\Omega}^0 = Z_{\Omega}^0 * \sen(\arctg(\frac{X}{R})) \quad (3.6)$$

$$L_{mH}^1 = \frac{X_{\Omega}^1}{2\pi * freq} \quad (3.7)$$

$$L_{mH}^0 = \frac{X_{\Omega}^0}{2\pi * freq} \quad (3.8)$$

3.2 Linhas de transmissão e cabos de média tensão

A linha de transmissão de entrada foi representada pelo seu modelo PI equivalente, pois, segundo (HAGINOMORI et al., 2016), o modelo PI é adequado para a representação de linhas de transmissão até 100 km.

Da mesma forma, os cabos de média tensão foram modelados por meio de parâmetros concentrados, conforme sugerido por (CIGRÉ, 2012b), considerando os dados elétricos de resistência e reatância por metro com base nos catálogos dos fabricantes. O componente embarcado utilizado para a representação do equivalente de Thévenin da concessionária, linha de transmissão e dos cabos de média tensão no programa ATPDraw foi o LINEP3S (modelo PI equivalente RLC simétrico e trifásico) (RULEBOOK-IV.B, 2001).

A rede de teste dispõe de uma linha de transmissão com comprimento aproximado de 20 km, cujos parâmetros elétricos estão disponíveis na Tabela ???. A determinação dos parâmetros do elemento LINEPI3S é feita através das Equações (3.9), (3.10), (3.11), (3.12), (3.13) e (3.14).

Tabela 3: Parâmetros da Linha de Transmissão

Parâmetros Elétricos		
Impedância de sequência positiva	4, 15 + j10, 21	Ohms
Impedância de sequência zero	9, 24 + j32, 52	Ohms
Reatância capacitiva de sequência positiva	0, 509	Mohms-fase
Reatância capacitiva de sequência zero	0, 02517	Mohms-fase

$$R_{\Omega}^1 = 4, 150107\Omega \quad (3.9)$$

$$R_{\Omega}^0 = 9, 246432\Omega \quad (3.10)$$

$$L_{mH}^1 = 1000 \frac{X_{\Omega}^1}{2\pi f} = 1000 \frac{10,21539}{2\pi f} = 27,09716357mH \quad (3.11)$$

$$L_{mH}^0 = 1000 \frac{X_{\Omega}^0}{2\pi f} = 1000 \frac{32,52749}{2\pi f} = 86,281847mH \quad (3.12)$$

$$C_{\mu F}^1 = \frac{1}{2\pi f * X_{C_{M\Omega}}^1} = \frac{1}{2\pi f * 0,01548651} = 0,171283419\mu F \quad (3.13)$$

$$C_{\mu F}^0 = \frac{1}{2\pi f * X_{C_{M\Omega}}^0} = \frac{1}{2\pi f * 0,02517459} = 0,105367451\mu F \quad (3.14)$$

3.3 Transformadores

Os transformadores foram modelados utilizando o modelo de transformador saturável disponível no ATPDraw (RULEBOOK-IV.E, 2001). Neste caso, foram utilizados dados de placa reais de transformadores para a obtenção dos parâmetros principais. As resistências dos enrolamentos foram calculadas através das relações X/R típicas, estimadas de acordo com a norma IEEE C37.010-2016 (IEEE, 2017). Capacitâncias de bucha típicas de 160 pF foram adicionadas aos transformadores, conforme sugerido em (GREENWOOD, 1991). As Equações (3.15), (3.16), e (3.17) foram utilizadas para obter a resistência e reatância dos enrolamentos primários e secundários dos transformadores, considerando os fatores $\alpha = 0,5$ e $\beta = 1$ ou $\beta = 3$ para enrolamentos com conexões em estrela ou delta, respectivamente.

$$Z_{wdg} = \alpha * \frac{Z\%}{100} * \frac{kV_{wdg}^2}{MVA} \quad (3.15)$$

$$R_{wdg} = \beta * Z_{wdg} * \cos(\text{atan}(\frac{X}{R})) \quad (3.16)$$

$$L_{wdg} = \frac{\beta * Z_{wdg} * \sin(\text{atan}(\frac{X}{R}))}{2\pi f} \quad (3.17)$$

3.4 Motores individuais e grupos de motores

Os sistemas industriais, em geral, possuem diversos motores de indução trifásicos operando simultaneamente para as finalidades do processo produtivo.

A representação de todos os motores individualmente para a realização de estudos de transitórios eletromagnéticos provoca um grande esforço computacional, problemas com a alocação de memória do ATP, além de longos tempos de processamento (DIAS, 2016). Portanto, é interessante a representação agrupada de motores de indução por meio de motores equivalentes.

Nos estudos de caso apresentados neste trabalho, os motores de indução de baixa tensão foram modelados por grupos de motores, os quais foram conectados no terminal secundário de cada transformador abaixador de média para baixa tensão correspondente.

Por outro lado, os maiores motores que operam em média tensão foram modelados individualmente. O componente UMIND (do inglês, *Universal induction machine with manufacturer's data input*), embarcado no software ATPDraw, foi utilizado para a representação dos motores. Para a obtenção da condição pré-falta, mediante à imposição de um carregamento prévio e adequado aos motores, foram adicionados ao terminal "torque" do modelo UMIND resistências e capacitâncias equivalentes, calculadas usando as equações (3.18) e (3.19) para modelar o momento de inércia da carga mecânica acoplada ao eixo, bem como um fator de carga estimado em 60% da potência nominal dos motores, o que é uma boa aproximação para sistemas industriais.

$$R_{LT} = \frac{\omega_n * 2 * \pi}{T_m * load_{pu} * freq} \quad (3.18)$$

$$C_{LI} = 0,04 * (hp_m * load_{pu})^{0.9} + (PP)^{2.5} * 10^6 \quad (3.19)$$

Em que C_{LI} é a capacitância equivalente relativa à inércia da carga dada em microfaradays, hp_m é a potência nominal do motor em horsepower; PP é o número de pares de polos; $load_{pu}$ é a carga em unidades percentuais considerada (60%); T_m é o torque nominal do motor e ω_n é a velocidade nominal do motor em rpm.

3.5 Geradores síncronos

Os turbogeradores foram representados pelo modelo SM59 (*Synchronous Machine, Type 59, Park transformed*) disponível no ATPDraw (RULEBOOK-VIII, 2001). Os dados dos parâmetros utilizados para essa representação estão disponíveis na Tabela 4 e foram baseados nas folhas de dados e relatórios de ensaio em fábrica das máquinas. Os geradores síncronos da rede operam com a conexão dos enrolamentos do estator em estrela aterrada e são aterrados por meio de um resistor de aterramento do neutro, com exceção do turbogerador TG1, que opera com conexão em estrela isolada. Por esse motivo, uma alta impedância de aterramento foi adotada para o gerador TG1 (de 100 pu) no ATP-Draw. O ângulo de tensão usado pelo modelo da máquina síncrona no estado estacionário foi de 30° , devido ao deslocamento de fase imposto pelos transformadores abaixadores da subestação principal cujo grupo vetorial é Dyn1. Na Tabela 4 são apresentados os parâmetros dos geradores síncronos.

Tabela 4: Parâmetros dos Geradores Síncronos

Parâmetros aplicáveis ao modelo - SM59			
Equipamento	TG1	TG2	TG3
Potência Aparente (MVA)	12,5	45	50
Tensão de Linha (kV)	13,8	13,8	13,8
Número de Pólos	4	4	4
Ra (pu)	0,0047	0,0025	0,0038
Xd (pu)	2,29	1,87	1,84
Xq (pu)	2,26	1,84	1,81
Xl (pu)	0,142	0,076	0,048
Xd' (pu)	0,32	0,35	0,27
Xq' (pu)	0,324	0,42	0,35
Xd''(pu)	0,21	0,28	0,22
Xq''(pu)	0,25	0,41	0,32
Tdo' (pu)	2,3362	3,4894	3,7219
Tqo' (pu)	1,167	1,7462	1,8585
Tdo''(pu)	0,024	0,0468	0,0483
Tqo''(pu)	0,182	0,2004	0,2485
X0 (pu)	0,07	0,08	0,06

3.6 Reator limitador de curto-circuito

Nota-se pela Figura 18 a presença de um reator limitador de curto-circuito (RLC) pré-existente no sistema, compondo a interligação entre os painéis de média tensão denominados **UTE2** e **UTE1**, cujas suportabilidades térmica (I_{th}) e dinâmica (I_{dyn}) são distintas.

O RLC é modelado de forma trifásica, através da representação da resistência série (referente às perdas Joule no reator), obtida conforme a Equação (3.20), e da indutância nominal, que pode ser fornecida pelo fabricante diretamente ou calculada através da Equação (3.21) em função da potência reativa nominal Q_{reator} do reator.

A representação simplificada e unifilar do modelo de reator é apresentada na Figura 19, onde a indicação C se refere às capacitâncias das buchas por fase em relação à terra, e que foram modeladas com valor de 75 pF, conforme também sugere (GREENWOOD, 1991).

Os dados completos do reator limitador de curto-circuito encontram-se apresentados na Tabela 5.

Indutância nominal (mH)	3,55
Perdas (kW)	9,60
Impedância nominal (Ω)	1,338
Potência reativa nominal (kvar)	531
Corrente nominal (A)	630

Tabela 5: Dados do reator limitador de curto-circuito

$$R_p = \frac{P_{perdas}}{3I_n^2} \quad (3.20)$$

$$L_n = \frac{Q_{reator}}{2\pi f I_n^2} \quad (3.21)$$

Em que I_n representa a corrente nominal do reator limitador.

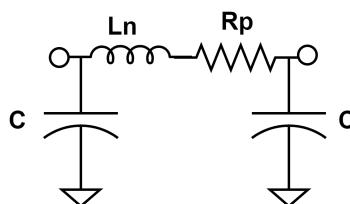


Figura 19: Representação simplificada do reator limitador de curto-circuito

3.7 Modelagem do Limitador de Curto-Circuito Pirotécnico

Será utilizado, para fins de comparação de desempenho, um dispositivo pirotécnico de limitação de curto-circuito. Este será comparado com o conversor *Back-to-Back* na microrrede industrial.

Um limitador de curto-circuito pirotécnico (LCCP) é um dispositivo rápido de interrupção e extinção da corrente de curto-circuito. Consiste em uma chave principal que opera normalmente fechada, em paralelo com um fusível limitador de corrente. A Figura 20, extraída do material de publicação do fabricante (ABB, 2011), ilustra as principais partes que compõem um limitador de curto-circuito pirotécnico.

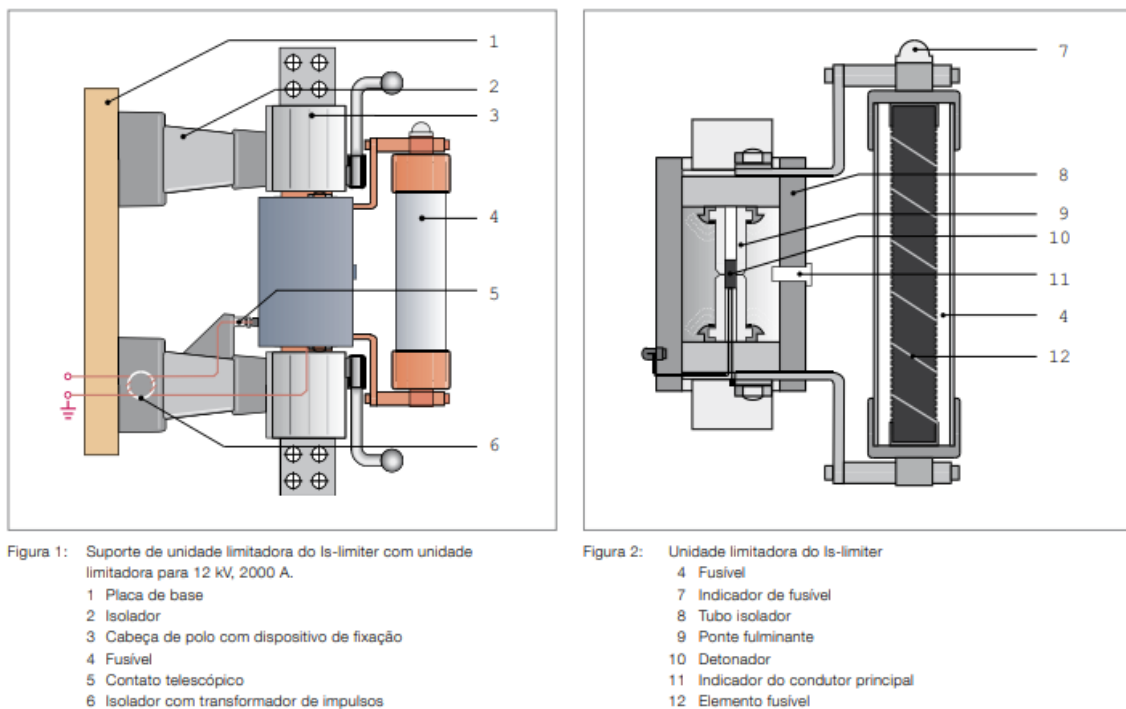


Figura 20: Foto Ilustrativa - Limitador de curto-circuito pirotécnico de fabricação ABB

Mediante a detecção da corrente instantânea e da sua taxa de variação pré-ajustadas, a chave principal é aberta por meio de uma detonação química acionada por uma central eletrônica, direcionando o fluxo de corrente ao fusível limitador que realiza a extinção da falta.

Dentre as publicações na área, através da revisão da literatura, pode-se verificar dois modelos matemáticos principais que representam com precisão o comportamento dos limitadores de curto-circuito pirotécnicos.

O primeiro modelo matemático mais utilizado pode ser verificado com poucas va-

riações nas publicações (PETIT; ST-JEAN; FECTEAU, 1989), (DIAS, 2016), (DIAS; BONATTO; FILHO, 2015) e (LEE, 2010), nas quais os autores utilizam circuitos elétricos equivalentes acionados por chaves para representarem o comportamento do limitador pirotécnico de curto-circuito.

Essas chaves são fechadas de acordo com critérios específicos. Para um melhor entendimento dos modelos descritos pelos autores é apresentada a Figura 21. As chaves CHP1 e CHP2, que são responsáveis por conectar e desconectar o limitador pirotécnico ao circuito de potência. A chave CHB é a principal e é aberta quando ocorre a detonação do substrato pirotécnico. Inicialmente, a chave CHB está fechada, mas ela é aberta quando uma corrente de falta com magnitude e taxa de variação pré-configuradas é detectada.

Após a abertura da chave CHB, a chave CH1 é fechada. Essa chave transfere o fluxo de corrente de falta para o resistor R2, que representa a resistência elétrica do fusível limitador de corrente. A corrente que passa por R2 é usada para calcular a energia I^2t do fusível. Quando essa energia atinge o limite de fusão especificado pela energia nominal do fusível, a chave CH1 é aberta.

Os últimos passos de interrupção, conforme descritos pelo modelo matemático, ocorrem quando a chave CH2 é fechada. Isso alimenta o capacitor C2, que não apenas representa o efeito capacitivo da abertura do fusível, mas também aumenta a tensão entre seus polos até que ocorra o arco interno. Esse arco é modelado pela resistência não linear R3, mediante ao fechamento da chave CH3.

A resistência não linear, por sua vez, é modelada através da razão da diferença de potencial manifestada entre os terminais do resistor R3 com a corrente elétrica de natureza não linear e descrita pelas Equações (3.22) (para $v(t) \geq 0$) e (3.23) (para $v(t) < 0$), conforme proposto pelo autor da publicação (DIAS, 2016) com base nos dados experimentais obtidos por (PETIT; ST-JEAN; FECTEAU, 1989).

$$c = -974 + 0,0917 * v(t) + 0,000015 * v(t)^2 \quad (3.22)$$

$$c = 974 + 0,0917 * v(t) - 0,000015 * v(t)^2 \quad (3.23)$$

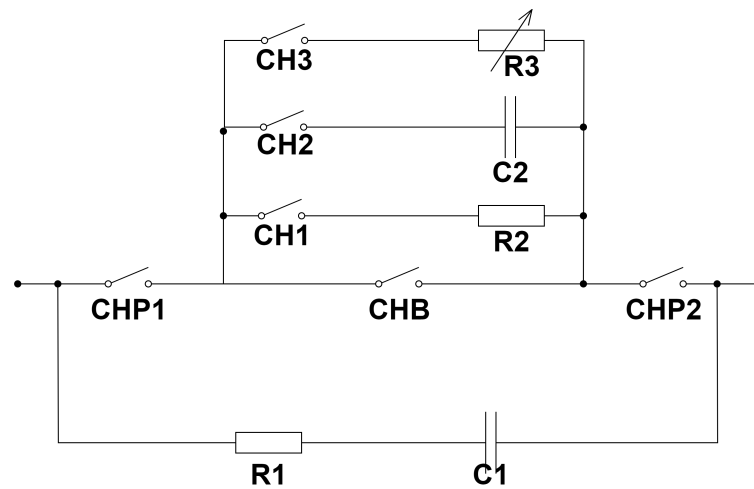


Figura 21: Representação simplificada do limitador de curto-circuito pirotécnico

O segundo modelo matemático, mais simplificado, pode ser encontrado na publicação (DAN Z. CZIRA, 1999), em que os autores representaram o limitador de curto-circuito pirotécnico por meio de uma resistência não linear com valor descrito pela Equação (3.24).

$$R(t) = a(t - t_0)^b \quad (3.24)$$

Em que $a = 5 * 10^5$, $b = 1.7$ e t_0 refere-se ao instante da atuação do limitador de curto-circuito. Este modelo será o utilizado neste trabalho devido a menor complexidade de implementação.

4 Análise da suportabilidade dos componentes da microrrede

4.1 Introdução

Esta dissertação explora a aplicação do conversor B2B-VSC na interligação de geradores distribuídos em uma microrrede industrial, com o objetivo de desacoplar dinamicamente os geradores e controlar o nível de curto-circuito. Para uma avaliação adequada das necessidades dos principais equipamentos da microrrede em termos de suportabilidade às correntes de curto-circuito, é essencial contextualizar o problema, os limites normativos e os critérios de análise. Este é o foco deste capítulo.

Os critérios de análise aplicáveis aos conjuntos de manobra e disjuntores de média tensão são apresentados. É importante notar que, em uma instalação industrial, existem vários equipamentos de carga, manobra e proteção com limites de suportabilidade específicos. No entanto, maior atenção será dada aos conjuntos de manobra e disjuntores de média tensão, pois eles são frequentemente os balizadores na tomada de decisão para a aplicação de limitadores de curto-circuito, devido ao seu alto valor econômico.

4.2 Cálculo da Corrente de Curto-Circuito

A solução analítica do cálculo da corrente de curto-circuito no sistema exemplo apresentado pela Figura 22, adaptada de (SATO; FREITAS, 2015), envolve a determinação do comportamento transitório da corrente de curto-circuito, o qual é descrito pelas Equações (4.2), (4.1) e (4.3).

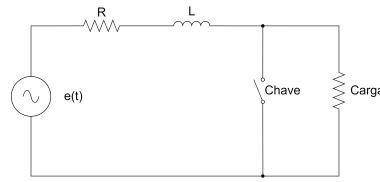


Figura 22: Circuito equivalente para análise da corrente assimétrica

$$e(t) = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} \quad (4.1)$$

$$e(t) = Emax * sen(\omega t + \phi) \quad (4.2)$$

$$i(t) = \frac{Emax}{|Z|} sen(\omega t + \phi - \theta) + \frac{Emax}{|Z|} sen(\phi - \theta) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (4.3)$$

Em que $Emax$ e θ correspondem ao valor de pico da tensão da fonte e ao ângulo de incidência do curto-circuito, respectivamente; $|Z|e^{j\theta} = R + j\omega L$, $\theta = atan(\frac{\omega L}{R})$ e $\frac{L}{R} = \tau$, que corresponde à constante de tempo do circuito.

É possível observar pela Equação (4.3) que esta é composta por um termo de regime permanente de natureza senoidal (componente CA) e um termo de regime transitório (componente CC) que decresce exponencialmente conforme a constante de tempo τ do circuito.

Ainda sobre o termo transitório da corrente de falta, seu valor máximo nos instantes iniciais da falta, condição em que o tempo "t" tende a zero, ou devido às altas relações X/R do circuito.

Na componente alternada senoidal da Equação (4.3), por outro lado, o pico da corrente ocorre quando a tensão elétrica $e(t)$ cruza o zero, condição na qual a componente senoidal alternada atinge seu valor máximo.

As informações apresentadas são determinantes para a escolha adequada do instante para a aplicação de curto-circuitos em simulações matemáticas baseadas em transitórios eletromagnéticos, a fim de que os resultados sejam mais conservadores representem o pior caso.

4.3 Normatizações Aplicáveis

O cálculo da corrente de curto-circuito em sistemas industriais neste trabalho é realizado através do ATP, que resolve computacionalmente as equações diferenciais derivadas da composição dos elementos da rede.

Estes elementos incluem as resistências, indutâncias e capacitâncias dos equipamentos, que são associadas em uma matriz de admitâncias nodais. Se corretamente modeladas, as simulações permitem obter o comportamento das correntes e tensões em toda a rede durante a ocorrência da falta, no domínio do tempo, com total fidedignidade.

Embora os estudos de curto-circuito em grandes sistemas industriais, realizados por meio de softwares de transitórios eletromagnéticos, apresentem resultados mais precisos, especialmente em redes com geradores síncronos conforme destacado em (KALOUDAS et al., 2010) operando em topologia isolada, eles são computacionalmente custosos e exigem longos tempos de simulação. Isso implica em um aumento do custo em horas de desenvolvimento e engenharia.

Neste contexto, foram criadas novas metodologias para obter de maneira conservadora e mais rápida o valor das correntes presumidas de curto-circuito da instalação. As metodologias mais aceitas internacionalmente são as propostas pela norma IEC 60909-0 (IEC, 2016) e pela IEEE C37.010-2016 (IEEE, 2017). As terminologias descritas nestas normas são geralmente as empregadas pela normatização aplicada à fabricação e teste de disjuntores, como a norma IEC 62271.100 (IEC, 2021) e IEC 62271-37-013 (IEC, 2015), e de conjuntos de manobra NBR IEC 61439-0 (ABNT, 2017).

Considerando que os equipamentos da microrrede a serem avaliados atendem as normatizações da IEC supracitada, serão introduzidas as definições preconizadas pela IEC. Isso permitirá que, a partir dos resultados obtidos nas simulações realizadas no domínio do tempo pelo ATP, seja possível a análise da suportabilidade dos equipamentos.

4.4 Análise de Disjuntores de Média Tensão

4.4.1 Suportabilidade às correntes de curto-circuito

Os disjuntores de média tensão possuem suportabilidade predefinidas para a interrupção de correntes de falta e para tensões de restabelecimento transitória, conforme descrito em (DIAS, 2016).

A avaliação dos disjuntores de média tensão em relação às capacidades de interrupção e fechamento sob falta é feita comparando as correntes de curto-circuito RMS (I_k , em regime) e de pico (I_p) calculadas, em geral através de simulações computacionais, com os dados nominais do disjuntor.

Entretanto, a capacidade de interrupção de correntes com alta assimetria precisa ser avaliada conforme (COSSE; HAZEL; THOMASSET, 2000) e (COSSE; HAZEL; YOUSSEF, 2000).

Para isso, considerando que a constante de tempo τ , na qual o disjuntor foi fabricado, e o tempo mínimo de interrupção t_{min} são normalmente conhecidos, deve-se calcular a componente DC percentual nominal ($\%Idc_{CB}$) admissível ao disjuntor utilizando a Equação (4.4) sob uma operação de abertura feita t_{min} segundos após um curto-circuito.

A constante de tempo nominal e padrão de disjuntores de média tensão é de $45ms$, conforme a IEC 62271-100. Constantes de tempo diferentes podem ser aplicadas quando necessário, dependendo do nível de curto-circuito e da assimetria verificada no ponto de conexão do disjuntor ao sistema elétrico.

Uma vez conhecido o percentual de corrente contínua a ser interrompido na operação de abertura, a capacidade de interrupção de correntes de curto-circuito assimétricas (neste trabalho, nomeada como $Ib_{assim-DJ}$) pode ser calculada a partir da Equação (4.5) uma vez que esta informação não é diretamente fornecida pelos fabricantes de disjuntores, conforme sugerido em (COSSE; HAZEL; THOMASSET, 2000), comparando-se a corrente de falta assimétrica RMS simulada no instante da abertura do disjuntor com a estimada pela equação (4.5). Evidentemente, as capacidades nominais de estabelecimento e interrupção assimétrica dos disjuntores de média tensão devem superar os resultados simulados.

O ATPDraw possui ferramentas já implementadas para obter o valor RMS que pode ser usado pelo engenheiro para este propósito. A corrente de pico de curto-circuito deve ser obtida graficamente e comparada com a corrente de fechamento nominal do disjuntor, normalmente referida nos manuais de disjuntores como "Capacidade de Fechamento", pois está relacionada às tensões eletrodinâmicas causadas pela operação de fechamento durante uma falha. A corrente de pico de curto-circuito nominal do disjuntor deve ser maior que o valor simulado.

$$\%Idc_{CB} = 100 * exp * \left(\frac{-t_{min}}{\tau} \right) \quad (4.4)$$

$$Ib_{assim-DJ} = Ib_{sim-DJ} * \sqrt{1 + 2 * (\%Idc_{DJ}/100)^2} \quad (4.5)$$

A metodologia descrita é apresentada na Figura 23, que apresenta um fluxograma contendo a análise simplificada aplicada à disjuntores de média tensão.

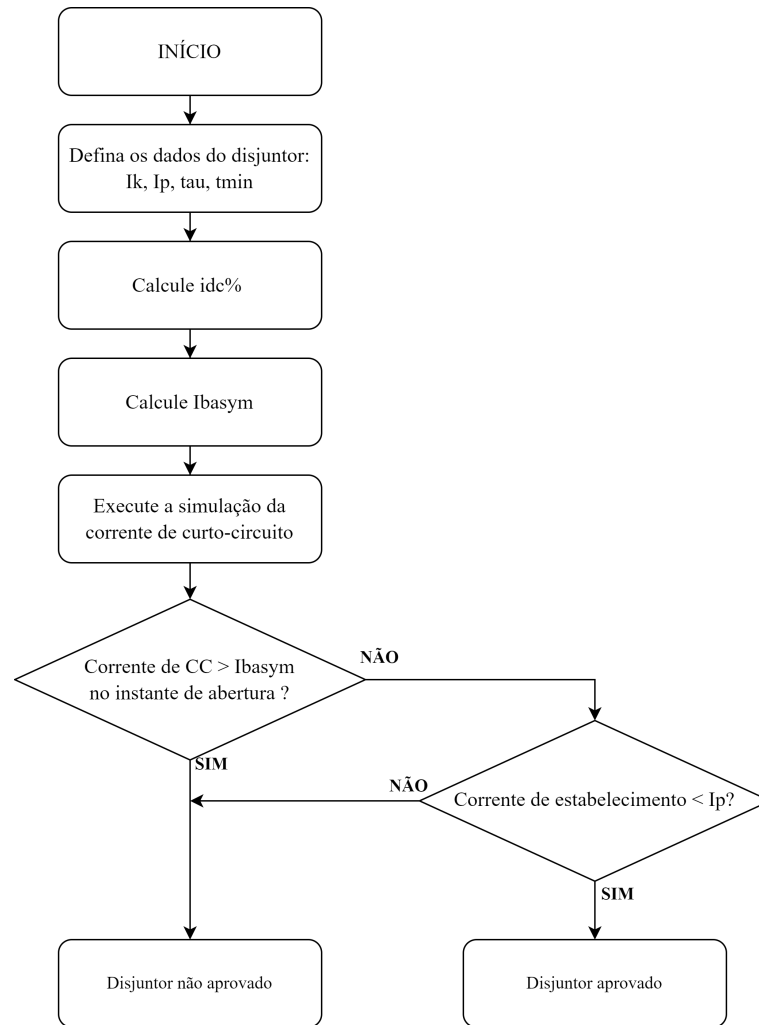


Figura 23: Metodologia para a análise de curto-circuito de disjuntores de média tensão

As informações dos disjuntores de média tensão da microrrede industrial sob estudo encontram-se apresentadas na Tabela 6.

4.4.2 Tensão de Restabelecimento Transitória

A suportabilidade dos disjuntores em relação à tensão se deve à manifestação do fenômeno conhecido como "Tensão de Restabelecimento Transitória"(TRV). A tensão de restabelecimento transitória é a diferença de potencial que aparece entre os terminais dos

Tabela 6: Dados dos disjuntores de média tensão da microrrede industrial

Dados dos disjuntores				
Disjuntor:	B1-K8	B2-K4	B3-K2	B3-K1
Norma de fabricação:	IEC62271-100			IEC62271-37-013
Tensão(U_r):	17.5	17.5	17.5	15
Freq. (Hz):	50/60			
Corrente (A)	630	1250/2500	1250	2500
I_k (kA):	25	31.5	40	40
I_p :	62.5	80	100	100
τ	45ms	45ms	45ms	133ms
I_{bassim}	27.57	34.74	44.12	55.75

disjuntores de média e alta tensão durante a abertura e no período transitório anterior ao amortecimento natural das oscilações provocadas pela manobra da corrente elétrica, sobretudo de curto-circuito. A Figura 24, adaptada da norma IEC 62271-100 (IEC, 2021), ilustra o fenômeno da TRT, indicando a tensão U_{CB} como a manifestada entre os terminais do disjuntor durante o processo de interrupção de uma falta. A Figura ?? apresenta um exemplo do comportamento da tensão de restabelecimento transitória nos polos do disjuntor imediatamente após a interrupção.

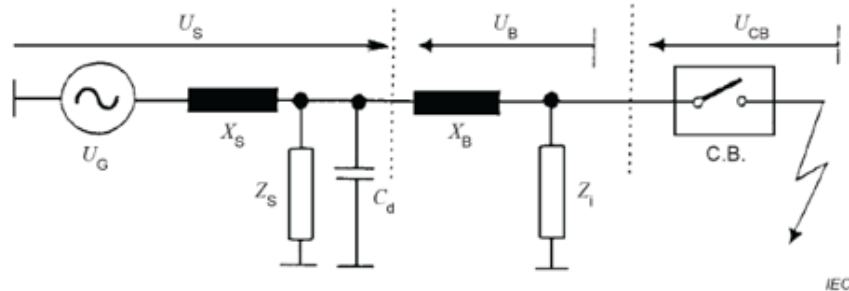


Figura 24: Fenômeno da TRT em disjuntores, conforme IEC 62271-100

A fim de que a interrupção da corrente seja bem sucedida, a suportabilidade térmica e dinâmica do disjuntor devem ser superiores às requeridas pela TRT. Em relação à suportabilidade térmica, faz-se necessário que o resfriamento no interior da câmara seja mais rápido que o crescimento da TRT, normalmente descrita como "Taxa de Crescimento da Tensão de Restabelecimento Transitória"(TCTRT), a fim de evitar a reignição térmica do arco.

Em relação à suportabilidade dielétrica, uma vez afastados, os contatos do disjuntor devem possuir rigidez dielétrica suficiente para suportar os máximos valores instantâneos

da TRT. Assim, durante o processo de abertura do disjuntor, os valores atingidos pela TRT não podem ser superiores à suportabilidade dielétrica do meio de extinção, a fim de evitar a ruptura do dielétrico.

As normas IEEE STD C37.011-2019 (IEEE, 2019), EC62271-100 (IEC, 2021) e IEC62271-37-013 (IEC, 2015) determinam as características nominais, procedimentos de teste e instruções técnicas a serem seguidas pelos fabricantes de disjuntores com classe de tensão superiores a 1000 V. Na segunda são estabelecidos os requisitos aplicáveis ao disjuntor do gerador. Sob o ponto de vista da TRT, os disjuntores são considerados capazes de proteger o sistema elétrico quando os níveis de TRT em instalações industriais estão abaixo dos limites testados. Para disjuntores com classes de tensão inferiores à 100 kV, ou superiores à 100 kV, mas com uma corrente simétrica de curto-circuito terminal de até 30 % da corrente de falta simétrica nominal, a representação prospectiva e apropriada da TRT, para fins de teste do disjuntor, é denominada de "linha de referência de dois parâmetros", que é mostrada na Figura 26. A forma de onda de tensão entre os terminais do disjuntor deve permanecer inferior ao envelope formado pelas linhas de referência da TRT especificada.

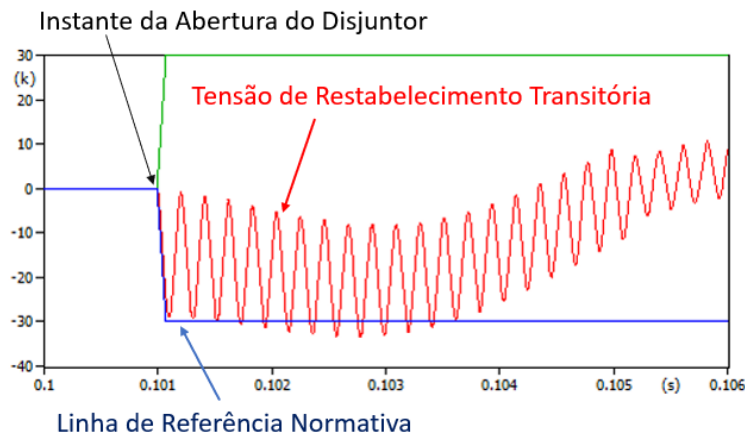


Figura 25: Exemplo da manifestação de TRV após a abertura de um disjuntor

A norma IEC62271-37-013, aplicada aos disjuntores de gerador, apresenta os valores comuns para os parâmetros da TRT e a escolha do envelope apropriado é baseada na potência nominal do gerador e no tipo de teste necessário, que são: *fonte-sistema*, *fonte-gerador*, *corrente de carga* e *fora de fase*. Uma representação de quatro parâmetros mostrada na Figura 27 é aplicada a disjuntores cuja tensão nominal é superior à 100 kV com uma corrente de falta simétrica terminal maior que 30 % da corrente de falta simétrica nominal. A representação de quatro parâmetros considera o aumento da tensão TRT devido às reflexões de onda de tensão.

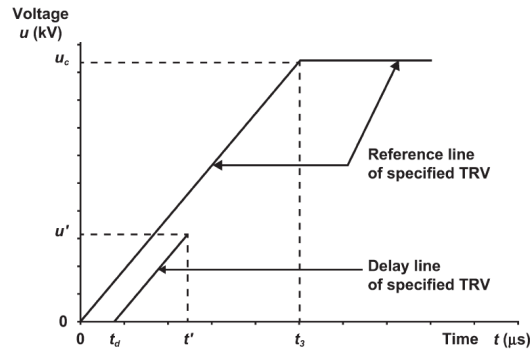


Figura 26: Linha de envoltória de referência de dois parâmetros, conforme IEEE STD C37.011-2019

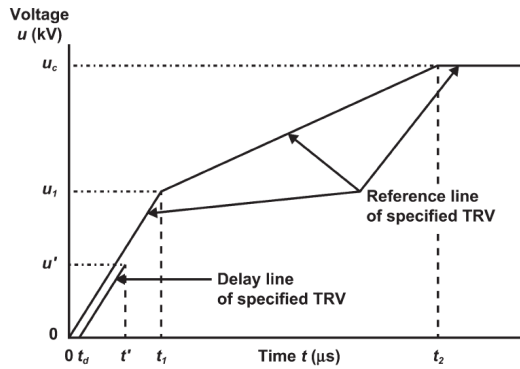


Figura 27: Linha de envoltória de referência de quatro parâmetros, conforme IEEE STD C37.011-2019

As análises de TRT e TCTRT no sistema sob estudo foram avaliadas na publicação (FRANCO et al., 2023) e, portanto, não serão exploradas em detalhes neste trabalho.

4.5 Análise de Conjuntos de Manobra

Os conjuntos de manobra, controle de proteção, também denominados como painéis de média tensão, são invólucros metálicos compartimentados responsáveis pela acomodação de disjuntores, chaves seccionadoras, barramentos e demais componentes necessários para o controle e proteção de sistemas de distribuição elétrica. Em geral, eles são autosustentáveis, isto é, com montagem sobre o piso, mas podem ser embutidos ou sobrepostos em paredes.

Painéis de média tensão são avaliados pela suportabilidade de seus barramentos principais em relação aos esforços térmicos e dinâmicos causados pelas correntes de curto-circuito. As correntes de falta, ao passarem pelos barramentos, provocam interações me-

cônicas significativas que podem causar a ruptura dos isoladores e suportações causando efeitos desastrosos.

Segundo (DIAS, 2016) a força exercida pelos barramentos de conjuntos de manobra devido a interação entre as fases é descrita pela Equação (4.6).

$$F_{m3} = \frac{\mu_0 \sqrt{3}}{2\pi} \frac{L}{2} \frac{I_{p3}^2}{a_m} \quad (4.6)$$

Em que F_{m3} corresponde à força desenvolvida pelo condutor central sob um curto-circuito trifásico, μ_0 representa a constante de permeabilidade magnética no vácuo, L é a distância verificada entre os isoladores, a_m é a distância entre os condutores principais e os adjacentes e I_{p3} é a corrente de curto-circuito de pico no primeiro semiciclo da fase com maior assimetria.

Portanto, é mandatório que a corrente de pico I_{p3} simulada no estudo de curto-circuito seja inferior ao valor de pico determinado pelos fabricantes de painéis, para a garantia da suportabilidade mecânica do conjunto. Deste modo, a análise é realizada por meio da comparação dos níveis de curto-circuito simétricos e de pico obtidos nas simulações com as capacidades térmica e dinâmica nominais do painel.

A Figura 28 apresenta um exemplo das placas de dados que normalmente são verificadas na indústria, com a sinalização dos dados a serem verificados na análise de suportabilidade.

ABB		
Número de série		
Ano de fabricação	2015	ABNT NBR IEC 62271-200
Tipo de Painel	UNIGEAR	
Manual de instruções		
Tensão nominal	Ur	17,5 kV
Frequência nominal	Fr	60 Hz
Tensão suportável nominal de impulso atmosférico	Up	95 kV
Tensão suportável nominal a frequência industrial	Ud	38 kV
Corrente nominal de regime contínuo	Ir	2500 A
Corrente suportável nominal de curta duração (para circuitos principal e de aterramento.)	Ik	31,5 kA
Valor de crista da corrente suportável nominal	Ip	78,75 kA
Duração nominal de curto-circuito (para circuitos principal e de aterramento.)	Tk	1s
Classificação de arco interno	IAC	
Tipo de acessibilidade (código)	A(F,L,R)	
Corrente de ensaio de arco		31,5 kA
Duração da corrente de ensaio de arco		1s

Figura 28: Exemplo da placa de dados de conjuntos de manobra de média tensão

5 Estudo de Caso

5.1 Contextualização

O estudo de caso a ser apresentado refere-se à análise do sistema elétrico industrial, cuja descrição e modelagem são apresentadas no Capítulo 3. Como será demonstrado no item 5.3, a rede em sua topologia completa, isto é, com todos os disjuntores operando na posição fechada e conforme a Figura 18, apresenta elevadas correntes de curto-circuito devido à conexão dos geradores síncronos aos conjuntos de manobra de média tensão alimentados pelos transformadores de força rebaixadores de 138 kV para 13,8 kV, os quais operam em paralelo.

Nestas condições, para uma melhor compreensão dos resultados do estudo de caso, os critérios para a análise da suportabilidade dos conjuntos de manobra e disjuntores de média tensão, em termos de curto-circuito, são apresentados detalhadamente no Capítulo 4, juntamente com as capacidades nominais dos disjuntores de média tensão e dos conjuntos de manobra.

O estudo de caso apresenta duas principais opções para o controle da potência de curto-circuito da instalação, principal tema investigado. O limitador de curto-circuito pirotécnico é a primeira solução analisada e a mais conhecida comercialmente, no contexto industrial. A modelagem utilizada para sua representação é apresentada no Capítulo 3.7.

O conversor multiníveis do tipo fonte de tensão e em *Back-to-Back* é a segunda tecnologia analisada no contexto do estudo de caso. A modelagem e implementação do conversor são apresentadas em detalhes no Capítulo 2.

O ponto de conexão tanto do limitador pirotécnico quanto do conversor *Back-to-Back* é o mesmo na rede, conectando os painéis de média tensão UTE2 e UTE3, através dos conjuntos de manobra B2-K11 e B3-K3. O ponto de conexão foi definido preliminarmente com base na preservação da flexibilidade operacional em termos de despacho de potência entre os painéis de média UTE2 e UTE3, e com o objetivo de controlar a contribuição

de curto-circuito entre os painéis de média tensão UTE2 e UTE3 através de um ramo que oferecesse baixas perdas ao circuito. O nível de curto-circuito no painel de média tensão UTE1 não é analisado, pois este possui um reator limitador de curto-circuito em seu alimentador principal.

São apresentados, portanto, os resultados de curto-circuito obtidos na microrrede industrial sob estudo de caso, bem como a verificação do desempenho do conversor B2B-VSC em termos de limitação ou controle do curto-circuito pelo desacoplamento entre os subsistemas de corrente alternada conectados em cada MMC. A análise é realizada de forma comparativa com o limitador de curto-circuito pirotécnico, de maneira a compreender se a aplicação do conversor *Back-to-Back*, no cenário proposto, pode ser viável tecnicamente neste tipo de aplicação ou se existem restrições.

De maneira a contextualizar as condições simuladas, algumas premissas importantes utilizadas nas simulações devem ser apresentadas e são aplicáveis a todos os casos simulados. A especificação dos parâmetros do circuito de potência do conversor (indutores de braço e capacitores dos submódulos) foram definidos conforme as equações (2.11) e (2.13). Os parâmetros utilizados nas malhas de controle de corrente foram definidos com base na referência (PLEXIM, 2023) e são apresentados no Apêndice I.1.

- Frequência de chaveamento do conversor considerada: $2,5 \text{ kHz}$;
- Tensão de Linha do Sistema: $13,8 \text{ kV}$
- Constante de descarregamento dos capacitores (H): 40 ms
- Indutor de braço: $7,53 \text{ mH}$;
- Capacitor do submódulo: $4553 \text{ } \mu\text{F}$;
- Tensão solicitada no barramento CC: 26 kV ;
- Modo de Controle Lado 2: *Controle de Tensão do barramento CC*;
- Modo de Controle Lado 1: *Controle de Potência*;
- Potência Ativa requerida no Lado 1 (Inversor): 60 MW ;
- Potência Reativa requerida no Lado 1 (Inversor): 10 Mvar ;
- Potência Reativa requerida no Lado 2 (Retificador): 5 Mvar ;
- Ganho Integral da malha de controle de corrente dos MMCs: 87 ;

- Ganho Proporcional da malha de controle de corrente dos MMCs: $0,87$;
- Ganho Integral da malha de controle de tensão do barramento CC: $0,5$;
- Ganho Proporcional da malha de controle de tensão do barramento CC: $0,05$;
- Tempo total de simulação: 2 segundos;
- Passo de integração utilizado: $1 \mu s$;
- Recursos Computacionais: *Notebook Lenovo, Core i5-8350U, 1,9 GHz, 8 Gb de memória RAM, Windows 11 Pro*;
- Programa ATPDraw: *Versão 7.3*;
- Compilador ATP: *tpgigi64.exe*;
- Tempo de processamento estimado: 25 minutos.

5.2 Caso 1: Condição de partida e operação em regime permanente do conversor B2B-VSC

No Caso 1 é verificada a condição de a partida do conversor *Back-to-Back* e sua operação em regime permanente. São apresentados os resultados do desempenho e resposta do conversor B2B-VSC implementado no ATPDraw, para identificar eventuais violações dos parâmetros de qualidade de energia elétrica. A topologia considerada no Caso 1 é apresentada na Figura ???. O conversor B2B-VSC opera interligando os painéis de média tensão UTE2 e ute3.

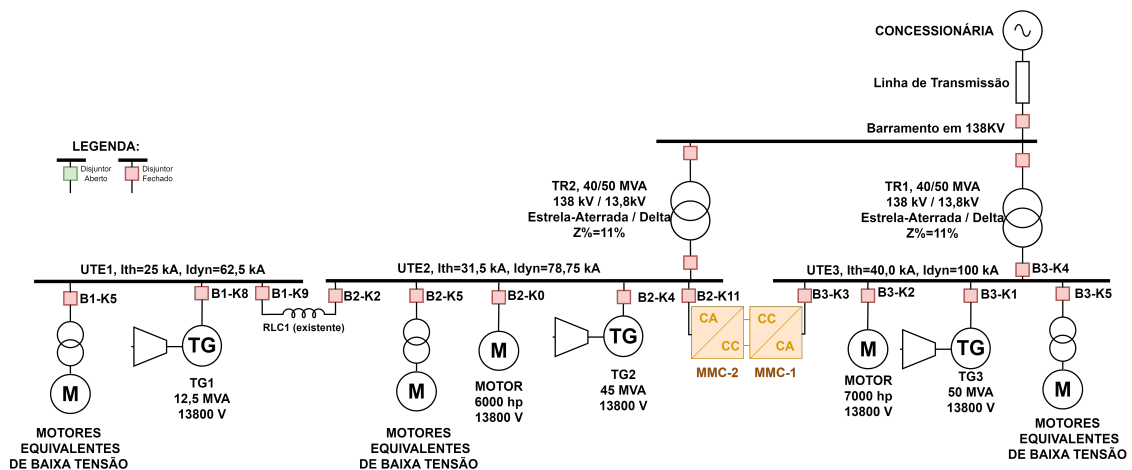


Figura 29: Diagrama Unifilar Simplificado da Topologia da Rede utilizada no Caso 1

5.2.1 Tensão no Barramento CC

Apresenta-se na Figura 30 o comportamento da tensão do barramento de corrente contínua em regime permanente após o processo de carregamento. Verifica-se que o sistema de controle atuou de maneira satisfatória ao regular a tensão em 26 kV conforme as premissas de simulação inicialmente comentadas.

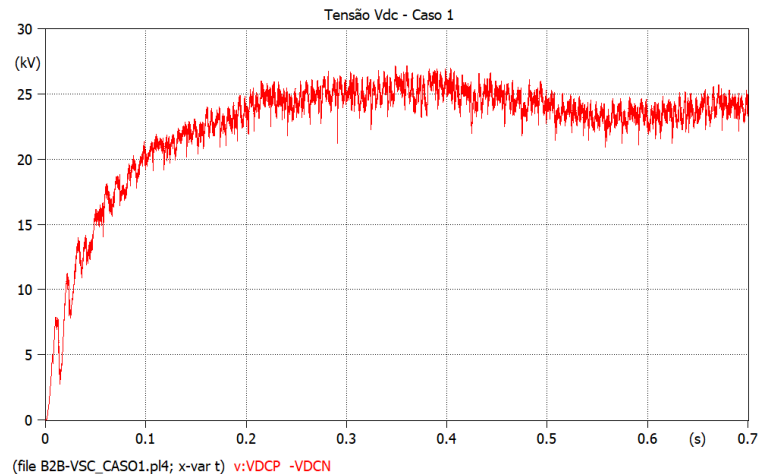


Figura 30: CASO 1 - Tensão no barramento de corrente contínua

5.2.2 Tensões nos capacitores dos submódulos - Braços Superior e Inferior da Fase A - Lado 1 (Inversor)

As tensões obtidas nos submódulos em operação normal foram de 3 a 6 kV, aproximadamente, conforme mostrado nas Figuras 31 e 32.

Verifica-se ainda que, como esperado, devido à ação do algoritmo de controle de balanceamento das tensões sobre os capacitores, estas permaneceram controladas e balanceadas. Na Figura 31, as indicações das variáveis ($VUPA1 - CUPA1$), ($VUPA2 - CUPA2$), ($VUPA3 - CUPA3$), ($VUPA4 - CUPA4$), ($VUPA5 - CUPA5$) e ($VUPA6 - CUPA6$), se referem, respectivamente às quedas de tensões sobre os capacitores dos submódulos de meia ponte superiores e da fase A do MMC 1 (Lado 1, Inversor).

As variações indicadas se devem ao processo de carga, descarga e de *By-Pass* dos submódulos durante a operação em regime.

De maneira similar, a nomenclatura utilizada na Figura 32 ($VLWA1 - CLWA1$), ($VLWA2 - CLWA2$), ($VLWA3 - CLWA3$), ($VLWA4 - CLWA4$), ($VLWA5 - CLWA5$) e ($VLWA6 - CLWA6$), se referem, respectivamente às quedas de tensões sobre os capacitores dos submódulos inferiores do MMC 1 e da fase A.

Embora não tenham sido representados, os resultados obtidos das fases b e c são equivalentes. Não houve, a princípio, violação dos limites máximos de tensão dos submódulos disponíveis no mercado (ABB, 2018) (inferiores < 6,5 kV).

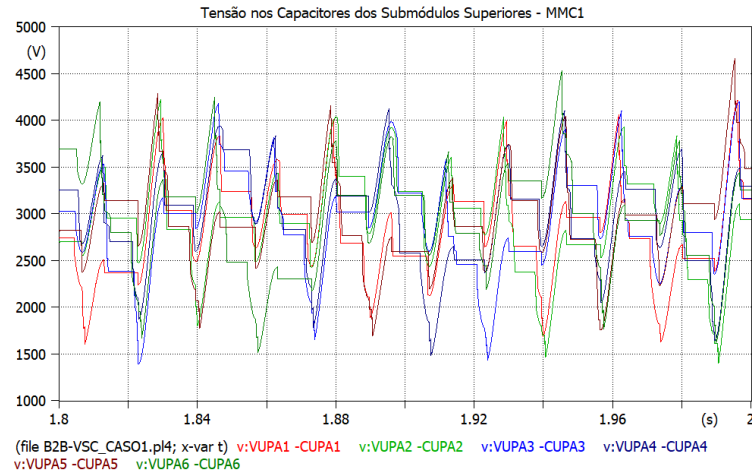


Figura 31: CASO 1 - Tensão nos capacitores dos submódulos do braço superior, fase A, lado inversor, MMC1

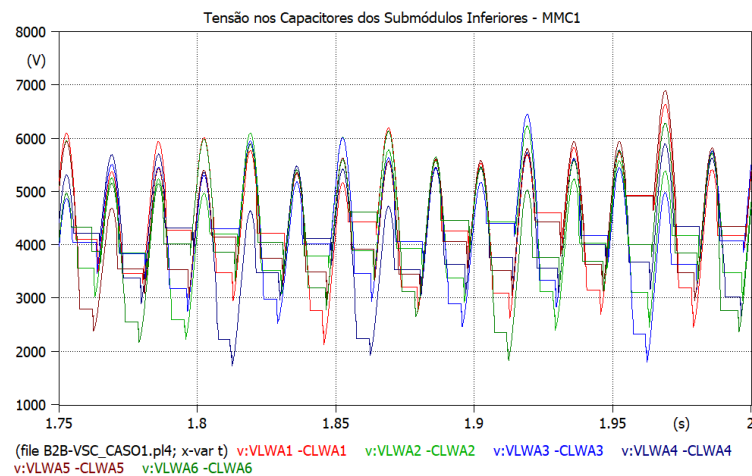


Figura 32: CASO 1 - Tensão nos capacitores dos submódulos do braço inferior, fase A, lado inversor, MMC1

5.2.3 Tensão nos capacitores dos submódulos - Braço Superior e Inferior da Fase A - Lado 2 (Retificador)

De maneira similar, as Figuras 33 e 34 apresentam o comportamento das tensões sobre os submódulos do lado retificador do conversor B2B-VSC. Verifica-se tensão média entre os submódulos de aproximadamente 4 kV, coerente com a relação e variações de tensão adequadas, conforme esperado de V_{DC}/N_{SM} , em que N_{SM} é o número de submódulos em série no braço do conversor.

Na Figura 33, as indicações das variáveis ($UUPA1 - GUPA1$), ($UUPA2 - GUPA2$), ($UUPA3 - GUPA3$), ($UUPA4 - GUPA4$), ($VUPA5 - CUPA5$) e ($UUPA6 - GUPA6$), se referem às quedas de tensões sobre os capacitores dos submódulos de meia ponte **superiores** e da fase A do MMC 2 (Lado 2, Retificador). As variações indicadas se devem igualmente ao processo de carga, descarga e de *By-Pass* dos submódulos durante a operação em regime.

De maneira similar, a nomenclatura utilizada ($ULWA1 - GLWA1$), ($ULWA2 - GLWA2$), ($ULWA3 - GLWA3$), ($ULWA4 - GLWA4$), ($ULWA5 - GLWA5$) e ($ULWA6 - GLWA6$), se referem às quedas de tensões sobre os capacitores dos submódulos **inferiores** do MMC 2 e da fase A.

Embora não tenham sido representados, os resultados obtidos das fases b e c são equivalentes.

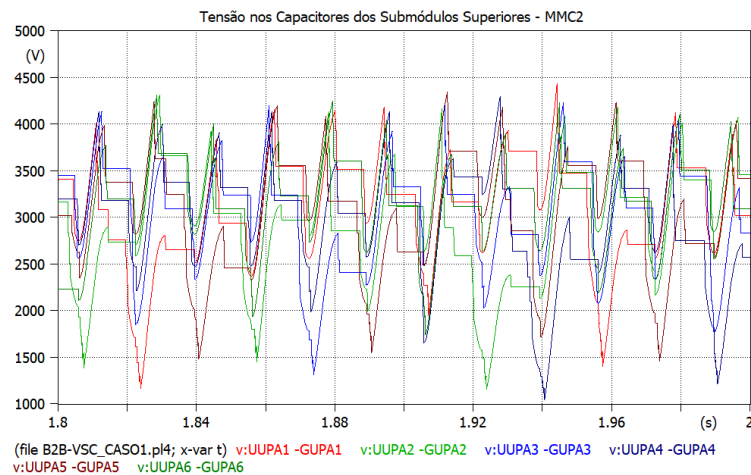


Figura 33: CASO 1 - Tensão nos capacitores dos submódulos do braço superior, fase A, lado retificador

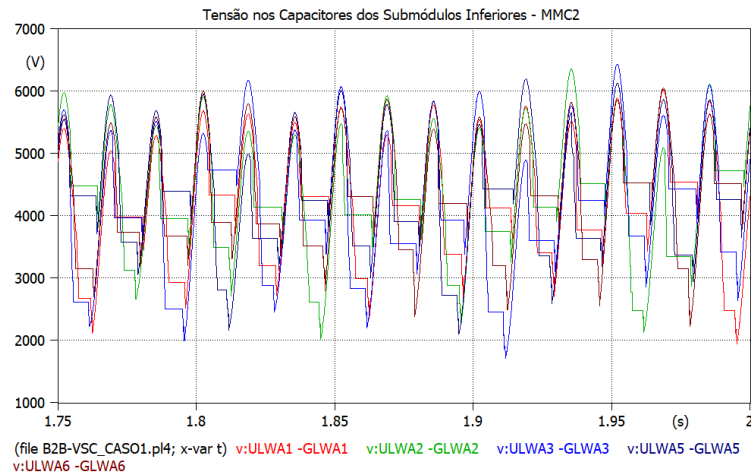


Figura 34: CASO 1 - Tensão nos capacitores dos submódulos do braço inferior, fase A, lado retificador

5.2.4 Tensões CA nos MMCs - Lados 1 (Inversor) e 2 (Retificador)

As Figuras 35 e 36 apresentam os comportamentos das tensões alternadas nos terminais dos MMCs, lados inversor e retificador, respectivamente. Verificam-se tensões de pico adequadas e que os sinais de tensão apresentam distorções harmônicas em função do processo de chaveamentos dos IGBTs.

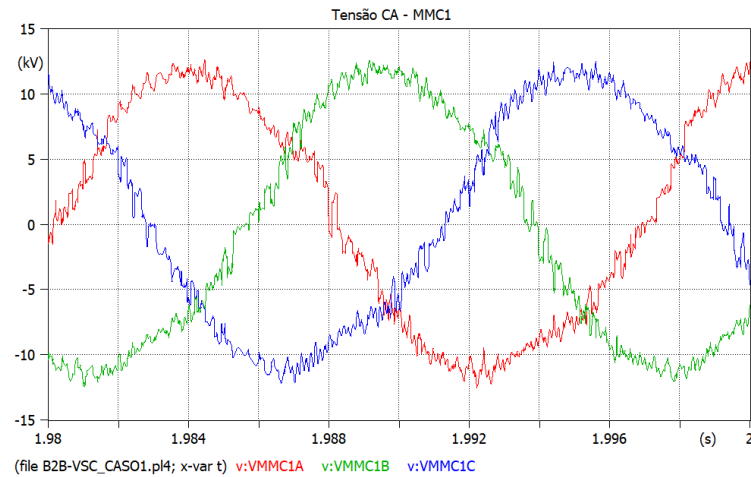


Figura 35: CASO 1 - Tensão CA nos terminais do MMC - Lado Inversor

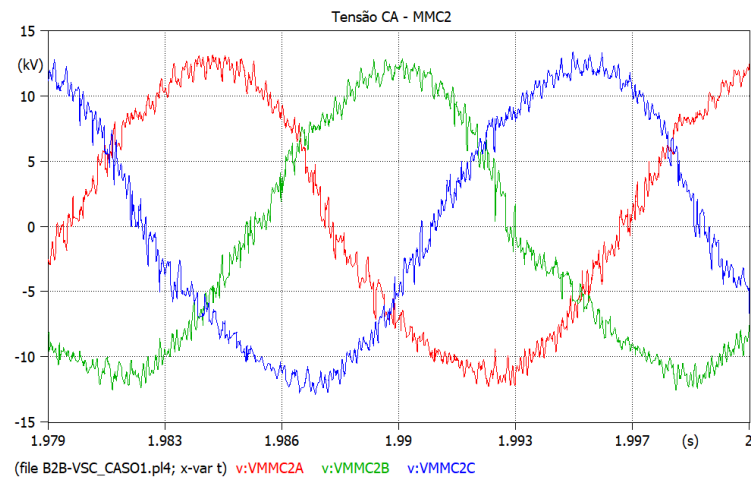


Figura 36: CASO 1 - Tensão CA nos terminais do MMC - Lado Retificador

5.2.5 Correntes de saída dos MMCs - Lado 1 (Inversor) e Lado 2 (Retificador)

As Figuras 37 e 38 apresentam o comportamento no tempo das correntes verificadas no lado CA dos MMCs. Verificam-se valores de pico de 4000 A no lado inversor e de 2500 A no lado retificador.

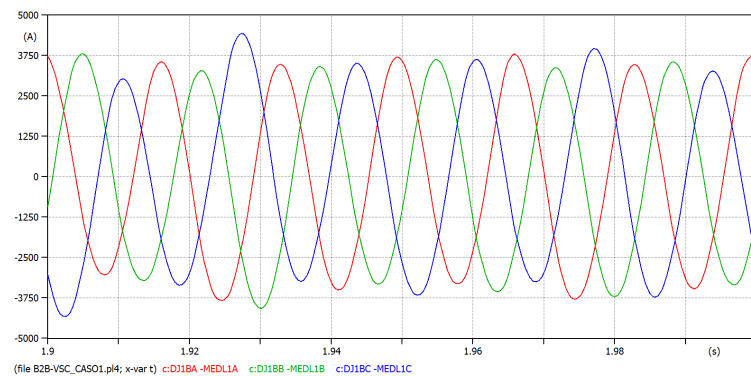


Figura 37: CASO 1 - Corrente CA nos terminais do MMC - Lado Inversor

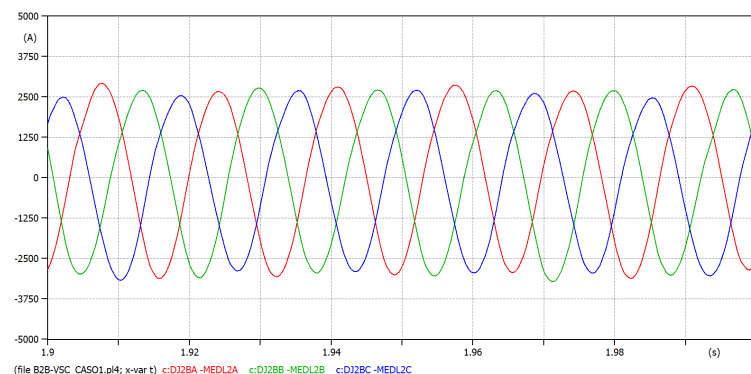


Figura 38: CASO 1 - Corrente CA nos terminais do MMC - Lado Retificador

5.2.6 Ondas de portadoras triangulares e sinal de referência - Modulação PD-PWM

A Figura 39 ilustra as ondas portadoras triangulares utilizadas na modulação PD-PWM juntamente com os sinais de referência de ambos os lados (retificador e inversor) do conversor *Back-to-Back*.

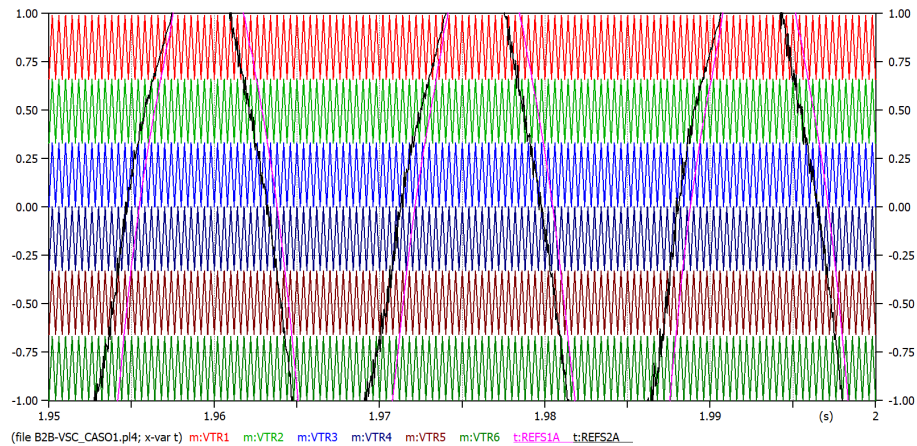


Figura 39: CASO 1 - Ondas portadoras e sinais de referência - Modulação PD-PWM

5.2.7 Modulação PD-PWM do MMC 1 (Inversor)

Como resultado na comparação das ondas triangulares portadoras com os sinais de referência apresentados na Figura 39, as Figuras 40 e 41 apresentam os níveis gerados pela modulação PD-PWM.

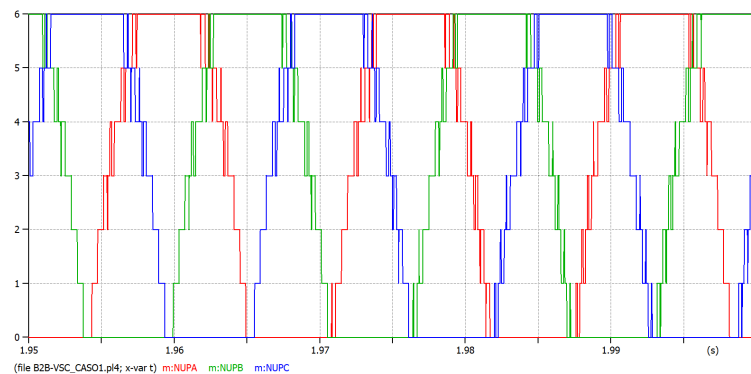


Figura 40: CASO 1 - Modulação PD-PWM - Níveis de saída - Lado Inversor

5.2.8 Modulação PD-PWM do MMC 2 (Retificador)

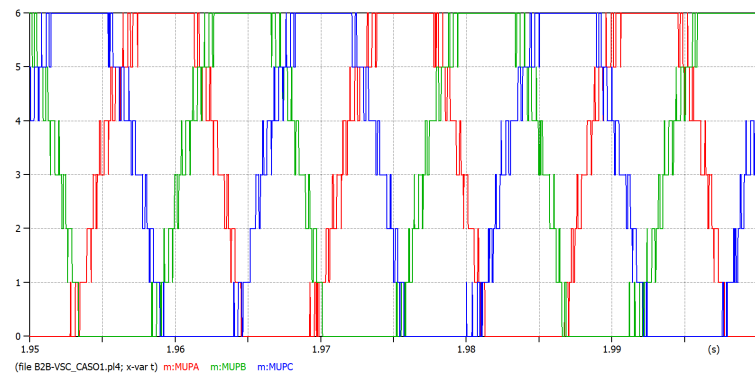


Figura 41: CASO 1 - Modulação PD-PWM - Níveis de saída - Lado Retificador

5.2.9 Potências Ativas e Reativas - MMC 1 (Inversor)

Verifica-se nas Figuras 42 e 43 o comportamento das potências ativas e reativas trifásicas verificadas nos terminais de saída dos MMCs. Conforme esperado, o conversor realizou o despacho de potência ajustado nos controles de corrente dos lados inversor e retificador do conversor B2B-VSC.

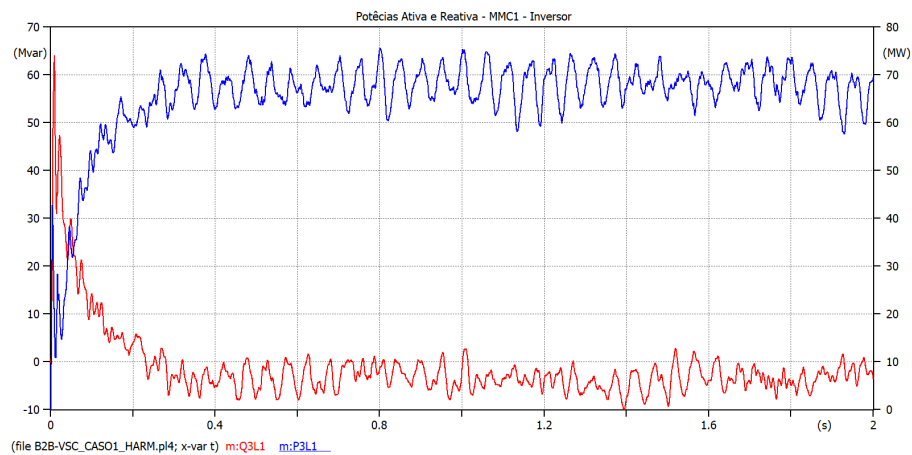


Figura 42: CASO 1 - Potências **ativa** e **reativa** - Lado Inversor

5.2.10 Potências Ativas e Reativas - MMC 2 (Retificador)

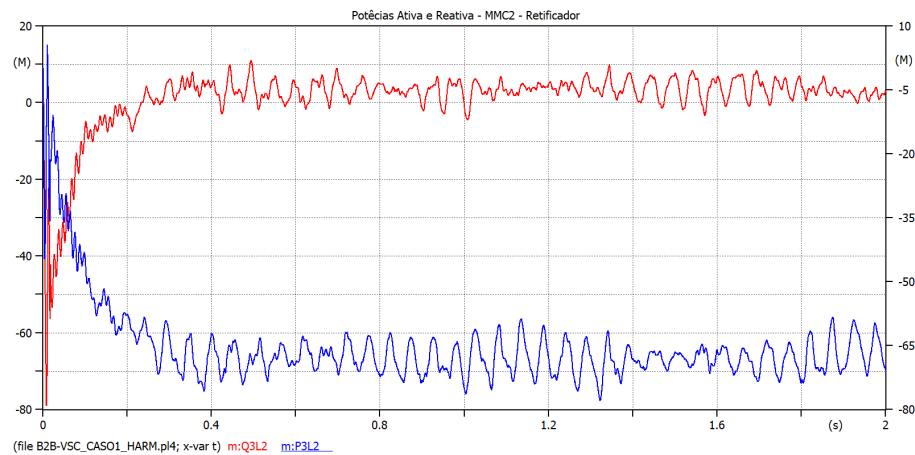


Figura 43: CASO 1 - Potências **ativa** e **reativa** - Lado Retificador

5.2.11 Espectros Harmônicos de Tensão e Corrente

São apresentados nas Figuras 44 e 45 os espectros harmônicos de tensão verificados nos terminais de CA dos lados inversor e retificador do conversor B2B-VSC.

Da mesma forma, são apresentados nas Figuras 45 e 46 os espectros harmônicos de corrente verificados nos terminais de CA dos lados retificador e inversor do conversor, respectivamente.

Os valores obtidos de distorções harmônicas de tensão individuais de segunda ordem superaram o limite de 3 % preconizado pela norma IEEE StD 519-2022. As taxas de distorções harmônicas totais verificadas em ambos os lados alcançaram o patamar de 8,60 %, superando o limite de 5 % determinado pela mesma norma, para sistemas com tensão nominal superior à 1000 V e inferior à 69000 V. As ordens preponderantes foram as terceiras e segundas harmônicas. Em relação a taxa de distorção total de corrente verificada (TDHTi%), foram obtidos 17,2 % no lado inversor (MMC1) e 21,9 % no lado retificador, indicando conteúdo também predominante harmônicos de corrente de segunda e terceira ordem. As Tabelas 7 e 8 apresentam o comparativo dos resultados da análise de harmônicas realizadas através do programa ATPDraw.

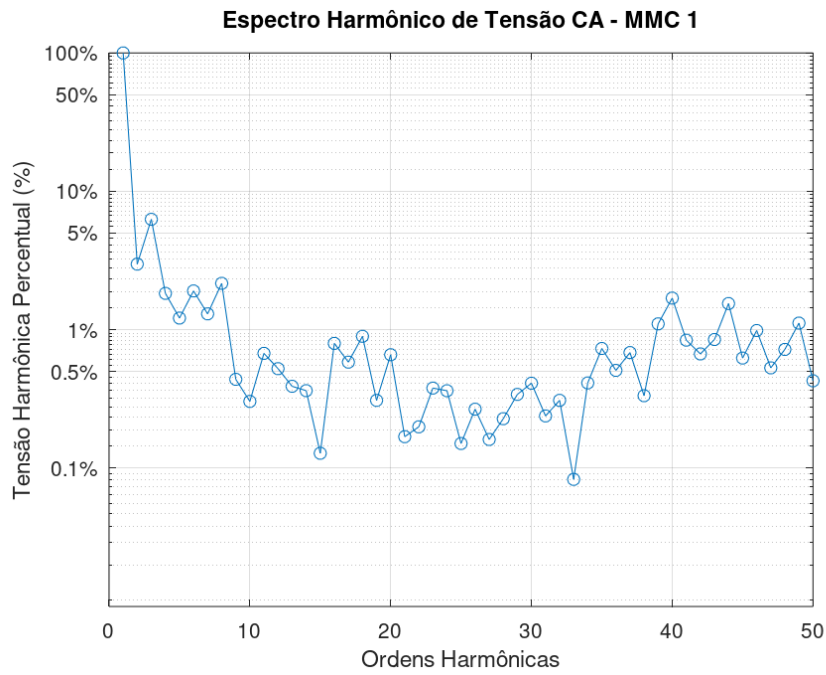


Figura 44: CASO 1 - Espectro Harmônico de Tensão Percentual - Lado Inversor

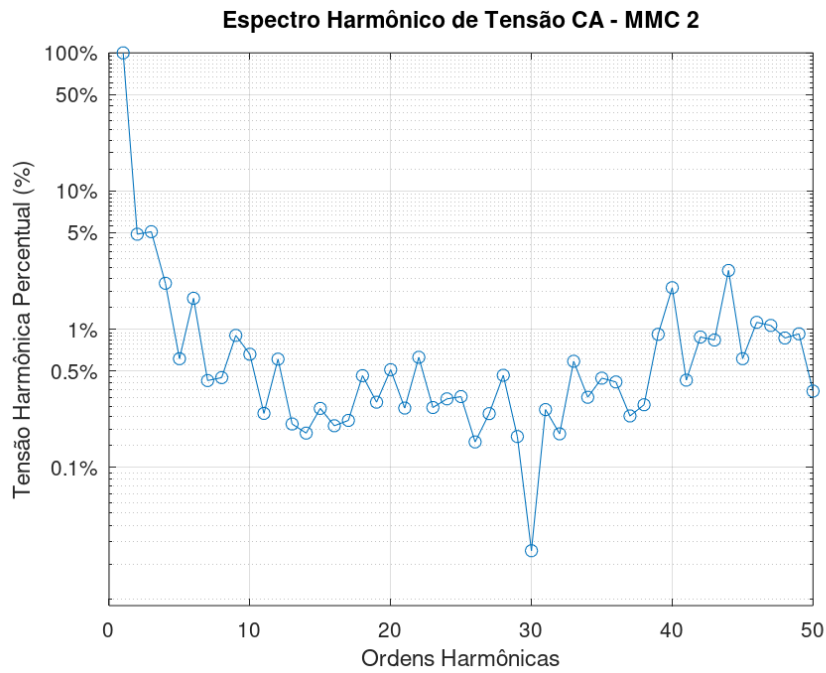


Figura 45: CASO 1 - Espectro Harmônico de Tensão Percentual - Lado Retificador

Tabela 7: Comparação das Amplitudes de Tensão Harmônica Percentual CA nos Lados MMC1 e MMC2 com THDV%

Harmônico	MMC1 (%)	MMC2 (%)
1	100	100
2	2,97877	4,86992
3	6,27945	5,07826
4	1,8308	2,1514
5	1,21394	0,611943
6	1,90614	1,67485
7	1,30178	0,425169
8	2,16272	0,446652
9	0,438125	0,902337
10	0,303455	0,659122
11	0,674713	0,246033
12	0,523135	0,60759
13	0,390129	0,206279
14	0,362833	0,177189
15	0,127989	0,267342
16	0,796511	0,200263
17	0,583111	0,218893
18	0,896281	0,461432
19	0,308646	0,296639
20	0,659523	0,509572
21	0,168673	0,26886
22	0,198719	0,626548
23	0,378854	0,271335
24	0,362399	0,313466
25	0,150598	0,325545
26	0,266526	0,152927
27	0,161079	0,245028
28	0,227498	0,464157
29	0,340876	0,167351
30	0,410681	0,0249551
THDV%	8,20%	8,60%

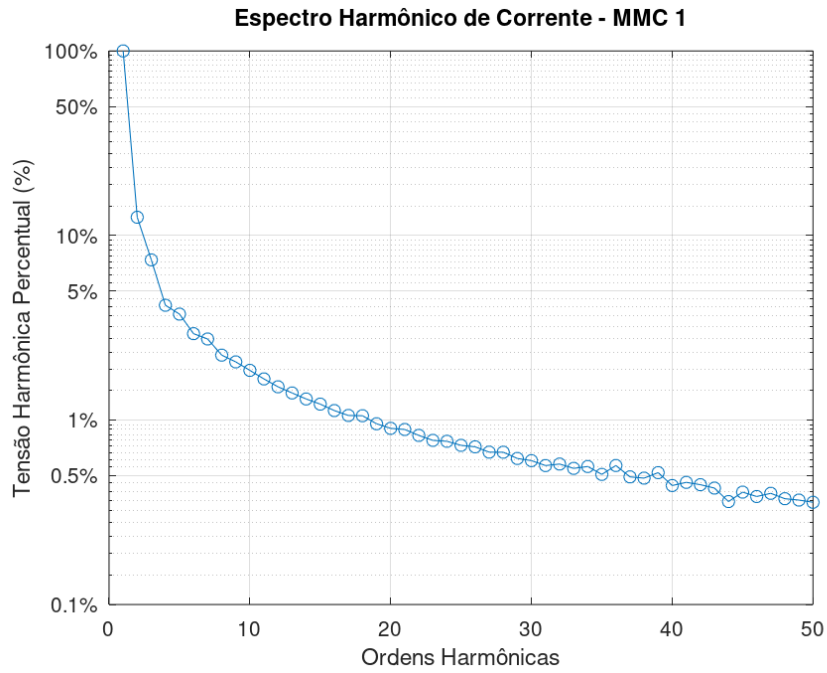


Figura 46: CASO 1 - Espectro Harmônico de Corrente Percentual - Lado Inversor

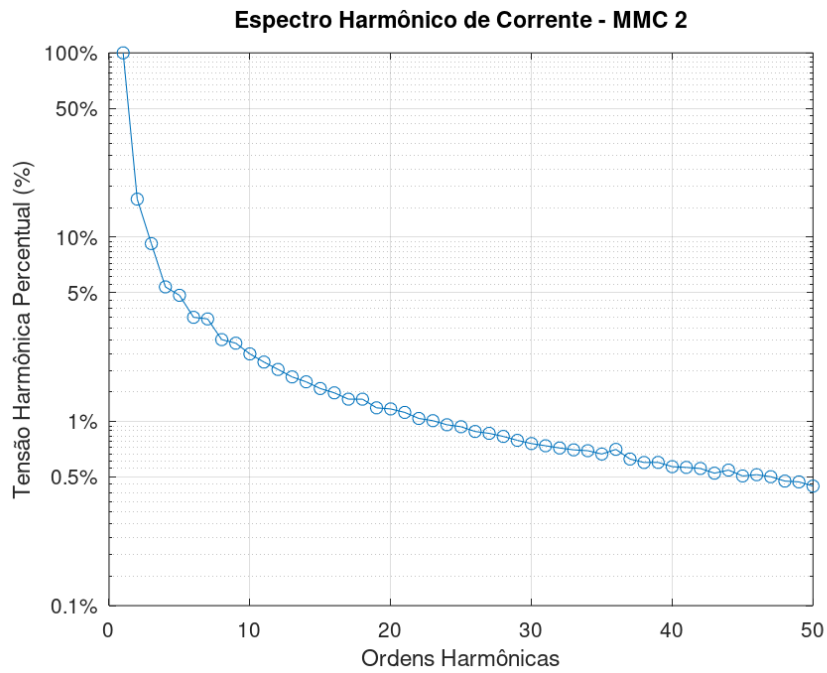


Figura 47: CASO 1 - Espectro Harmônico de Corrente Percentual - Lado Retificador

Tabela 8: Comparação das Amplitudes das Correntes Harmônicas percentuais obtidas nos lados CA do MMC1 (Inversor) e no MMC2 (Retificador) com THDI%

Harmônico	Corrente MMC1 (%)	Corrente MMC2 (%)
1	100	100
2	12,5533	16,0733
3	7,37294	9,22217
4	4,18483	5,36823
5	3,74833	4,8321
6	2,936	3,67044
7	2,74753	3,5975
8	2,2461	2,77727
9	2,06441	2,65641
10	1,8574	2,32338
11	1,6691	2,09813
12	1,51309	1,91312
13	1,40095	1,74251
14	1,29991	1,63855
15	1,21869	1,50743
16	1,12464	1,42802
17	1,05789	1,31984
18	1,05433	1,31952
19	0,953899	1,18416
20	0,900687	1,16795
21	0,888165	1,11832
22	0,824893	1,03707
23	0,775184	1,00853
24	0,766321	0,958314
25	0,728638	0,934855
26	0,715272	0,881066
27	0,669266	0,860892
28	0,668577	0,828277
29	0,61855	0,788871
30	0,60204	0,757711
THDI%	17,20%	21,90%

5.2.12 Corrente e Tensão Eficazes - Lado 1 (Inversor) e Lado 2 (Retificador)

As correntes e tensões eficazes simuladas no Lado 1 (Inversor) e no Lado 2 (Retificador) são apresentadas nas Figuras 48, 49, 50 e 51.

As tensões de saída eficazes apresentaram variações de aproximadamente $+/- 5\%$ em regime permanente, variação aceitável conforme IEEE Std 3002.2-2018. As correntes obtidas foram compatíveis com a demanda solicitada pelo controle dos conversores.

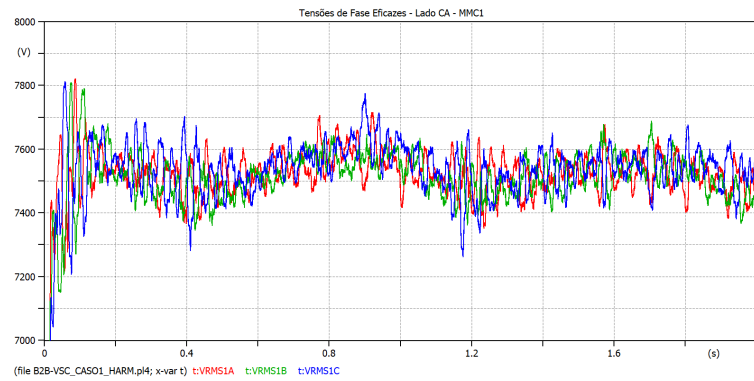


Figura 48: CASO 1 - Tensões Eficazes - Lado Inversor - MMC1

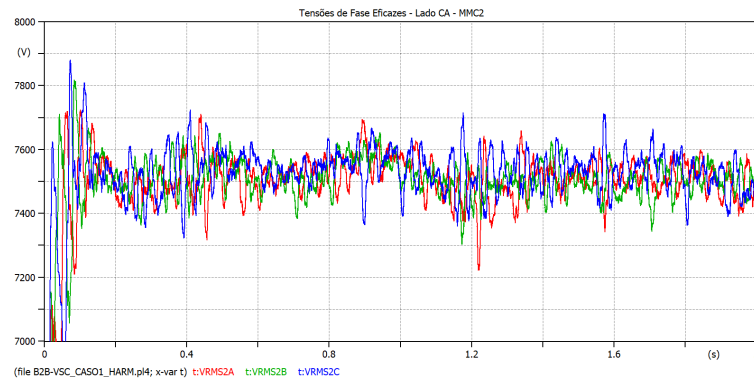


Figura 49: CASO 1 - Tensões Eficazes - Lado Retificador - MMC2

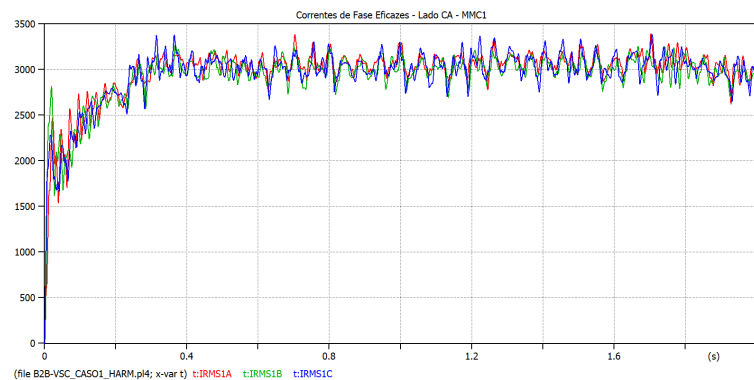


Figura 50: CASO 1 - Correntes Eficazes - Lado Inversor - MMC1

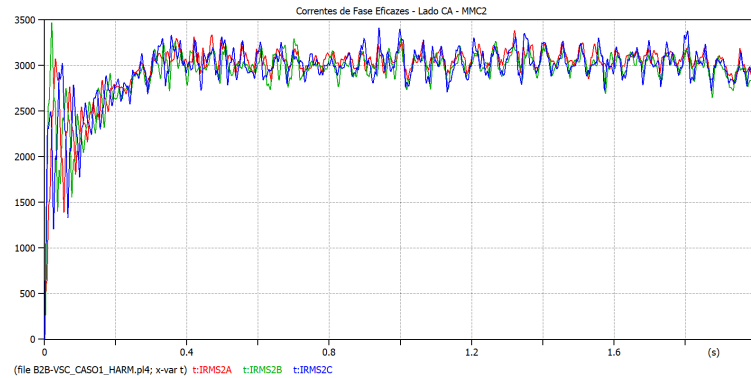


Figura 51: CASO 1 - Correntes Eficazes - Lado Retificador - MMC2

5.2.13 Comentários Gerais

O conversor *Back-to-Back*, modelado através da ferramenta computacional ATPDraw, desempenhou de maneira satisfatória o processo de carregamento do barramento CC, juntamente com o controle do balanceamento das tensões sobre os capacitores dos submódulos. Todavia, sua operação provocou a inserção de harmônicos de tensão de segunda e terceira ordem, alcançando uma taxa de distorção total de tensão percentual de aproximadamente 8,60 %, o que supera o limite definido pela norma IEEE 519-2022 2022 (TDHT < 5 %, em painéis com tensão nominal inferior à 69 kV e superior à 1 kV). Verificou-se também que, das ordens harmônicas individuais de tensão, houve superação dos limites do IEEE apenas na segunda ordem de tensão.

Uma das causas relacionadas com a geração de segundo harmônico em conversores fonte de tensão é a manifestação de correntes circulantes entre os braços do conversor. Portanto, para a aplicação do conversor *Back-to-Back* na microrrede é recomendada a definição de estratégias de controle que mitiguem este efeito.

5.3 Caso 2: Análise de faltas aplicadas na microrrede - Sem limitação de curto-circuito

São apresentados neste capítulo os resultados obtidos no estudo de curto-circuito na microrrede industrial.

A fim de se obter os valores máximos de corrente de falta, foram aplicados curto-circuitos trifásicos em seis pontos do sistema, os quais são indicados no diagrama unifilar simplificado da Figura 52, e que se referem aos barramentos principais dos painéis de média tensão e aos ramais alimentadores dos turbogeradores que operam em 13,8 kV.

Para a obtenção dos valores em regime permanente, os curto-circuitos foram mantidos por até trinta ciclos (500 ms) nas simulações realizadas. As correntes de curto-circuito assimétricas foram obtidas três ciclos após a aplicação das faltas, e para a obtenção dos valores eficazes foram utilizados os blocos de conversão disponíveis no programa ATPDraw. Estas premissas foram também utilizadas nos Casos 3 e 4.

Conforme mostrado na Figura 52, os painéis de média tensão UTE1, UTE2 e UTE3 possuem suportabilidades térmicas e dinâmicas ao curto-circuito distintas, sendo que o painel UTE2 possui suportabilidade térmica de 31,5 kA e dinâmica de 78,75 kA de pico. Diferentemente do painel UTE3 atende até 40 kA de suportabilidade térmica e 100 kA de dinâmica. Os resultados obtidos das simulações de curto-circuito realizadas no ATPDraw encontram-se apresentados nas Tabelas 9 e 10.

As tabelas 9 e 10 resumem os resultados obtidos. Verifica-se que as correntes passando pelo disjuntor B2-K4 em caso de falta superam sua capacidade de interrupção e de estabelecimento deste disjuntor.

Ademais, ambos os painéis de média tensão principais (UTE2 e UTE3) apresentaram superação da capacidade dinâmica obtendo $I_p > 100kA$.

A capacidade de interrupção assimétrica, apresentada nas tabelas 9 e 10 como I_{b3c} [kA], indica a superação das capacidades dos disjuntores de saída destes painéis.

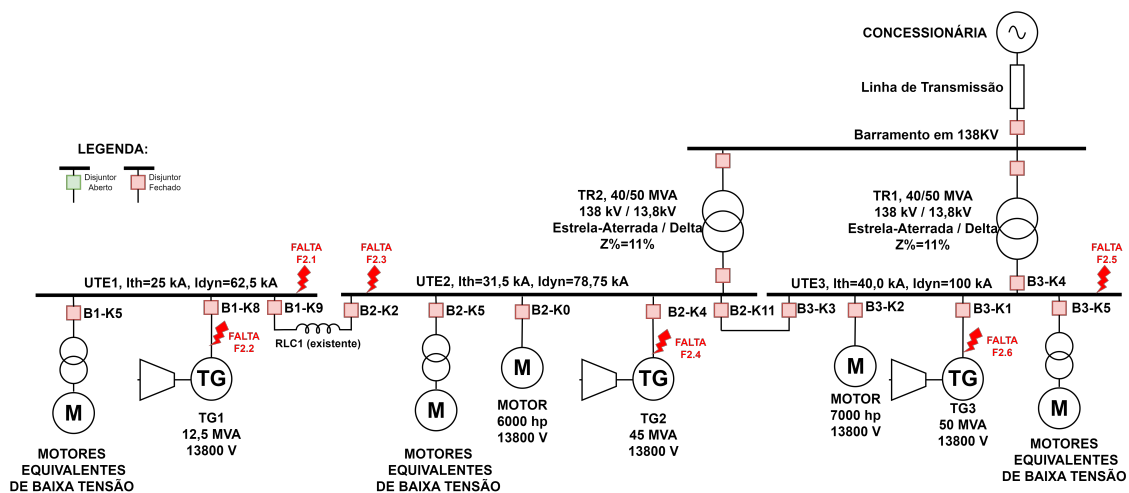


Figura 52: CASO 2 - Topologia da Microrrede - Sem limitação de curto-circuito

Os resultados verificados na Tabela 9 podem ser visualizados graficamente nas Figuras 53 e 54, nas quais são apresentados os perfis das correntes simuladas nas condições de falta que causaram as superações em destaque.

Tabela 9: Correntes de curto-circuito passantes pelos disjuntores - Sem limitação de curto-circuito

Resultados de curto-circuito - CASO 2				
Disjuntor - Tipo de Falta		Ip [kA]	$I_{b_{assim-DJ}}$ [kA]	I_{k} [kA]
B1-K8	F2.1 3ph	6,60	2,70	0,78
B1-K8	F2.2 3ph	17,42	7,46	5,00
B2-K4	F2.3 3ph	18,50	8,39	3,60
B2-K4	F2.4 3ph	83,50	35,03	25,97
B3-K1	F2.5 3ph	25,50	11,32	4,18
B3-K1	F2.6 3ph	76,80	32,21	25,69

Tabela 10: Correntes de curto-circuito nos barramentos principais - CASO 2

CASO 2				
Painel - Tipo de Falta		Ip [kA]	$I_{b_{assim-DJ}}$ [kA]	I_{k} [kA]
UTE1	3ph	26,80	10,13	5,13
UTE2	3ph	101,00	42,47	28,98
UTE3	3ph	102,00	42,47	29,02

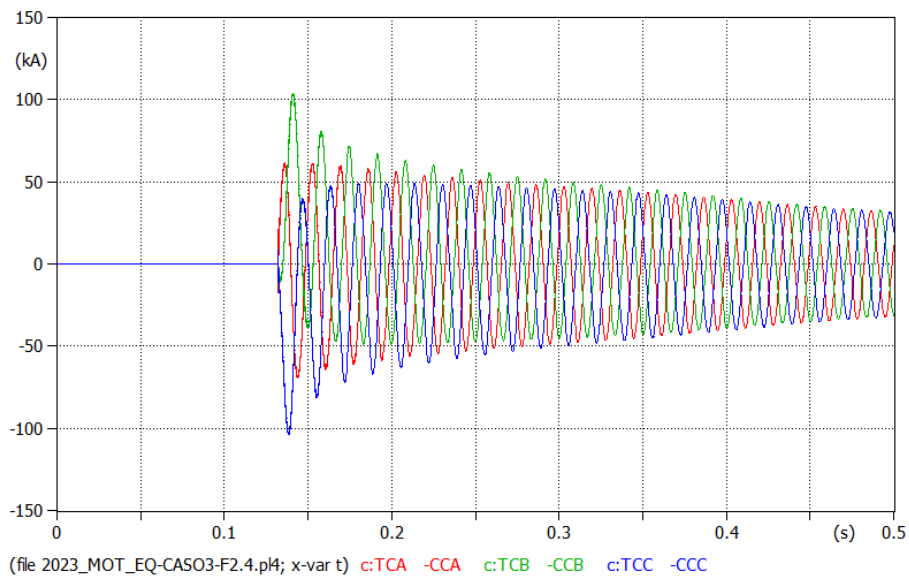


Figura 53: CASO 2 - Valores de corrente de pico obtidas na falta F2.4

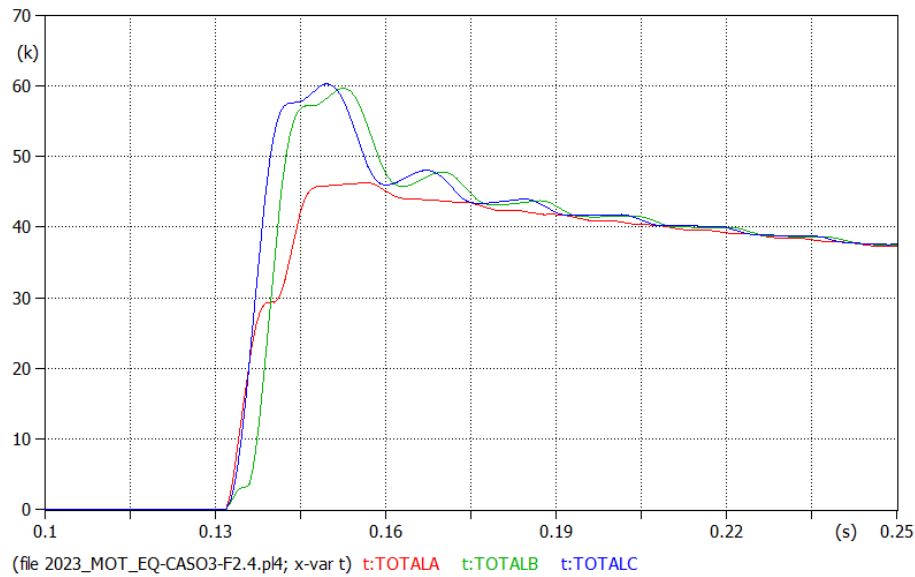


Figura 54: CASO 2 - Valores de corrente RMS de interrupção assimétrica em 50 ms após a aplicação do defeito, obtidas na falta F2.4

5.3.1 Comentários Gerais

A partir dos resultados obtidos nas simulações de curto-circuito, constatou-se que os painéis e disjuntores de média tensão da microrrede sob estudo apresentam vulnerabilidade em relação à suportabilidade ao curto-circuito da instalação, mediante a condição de operação simulada, em que os turbogeradores operam em paralelo com os transformadores da subestação principal. Portanto, equipamentos para o controle do nível de curto-circuito devem ser instalados. Deste modo, no Caso 3 serão apresentados os resultados do desempenho do limitador de curto-circuito pirotécnico, que na simulação encontra-se instalado na interligação entre os painéis principais UTE2 e UTE3.

5.4 Caso 3: Análise de faltas aplicadas na microrrede - Com limitador de curto-circuito pirotécnico

O Caso 3 apresenta a simulação do limitador de curto-circuito pirotécnico na microrrede industrial. Os resultados do estudo de curto-circuito obtidos através do software ATPDraw são apresentados nas Tabelas 11 e 12.

O valor da corrente de disparo do limitador de curto-circuito ajustada foi de 10 kA, compatível hipoteticamente com as correntes assimétricas de partida das principais cargas do sistema. A taxa de variação da corrente no tempo $\frac{di}{dt}$ escolhida foi de 5,301 kA/ms, e a energia i^2t determinada conforme as características dos fusíveis utilizados no limitador,

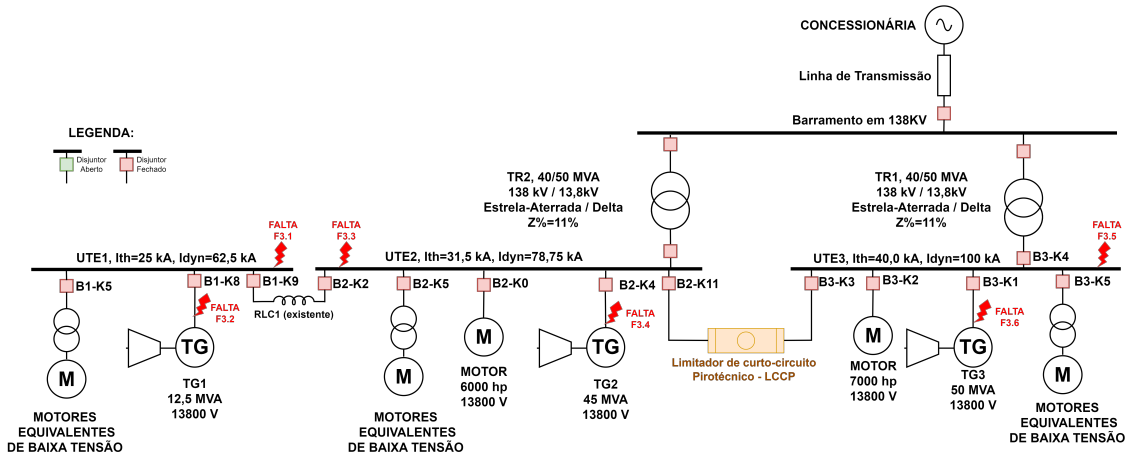


Figura 55: CASO 3 - Topologia da Microrrede - Com limitador pirotécnico de curto-circuito

Tabela 11: Correntes de curto-circuito passantes pelos disjuntores - Sistema com limitador pirotécnico de curto-circuito

Resultados de curto-circuito - CASO 3				
Disjuntor - Tipo de Falta	I_p [kA]	I_{b3c} [kA]	I_k [kA]	
B1-K8 F3.1 3ph	6,70	2,93	0,88	
B1-K8 F3.2 3ph	16,40	7,32	4,92	
B2-K4 F3.3 3ph	19,00	9,27	4,05	
B2-K4 F3.4 3ph	46,00	19,46	15,76	
B3-K1 F3.5 3ph	26,50	12,41	4,54	
B3-K1 F3.6 3ph	38,80	18,50	15,63	

Tabela 12: Correntes de curto-circuito nos barramentos principais - Caso 3

CASO 3				
Painel - Tipo de Falta	I_p [kA]	I_{b3c} [kA]	I_k [kA]	
UTE1 3ph	23,10	10,21	4,18	
UTE2 3ph	64,90	27,56	19,47	
UTE3 3ph	64,90	27,96	17,72	

foram escolhidas conforme a referência (DIAS, 2016), para fins de simulação. Nas simulações, os curtos-circuitos foram mantidos por 50 ms, haja vista que a atuação do limitador de curto-circuito pirotécnico é praticamente instantânea.

Ao ser detectada a elevação da corrente passante pelo limitador, o modelo matemático controlado pelo programa apresentado no Apêndice H.1 inicia o processo de variação da resistência não linear descrita pela equação (3.24). Este processo cria, através do circuito composto pelo limitador pirotécnico, um ramo de alta resistência que extingue a corrente de curto-circuito passante.

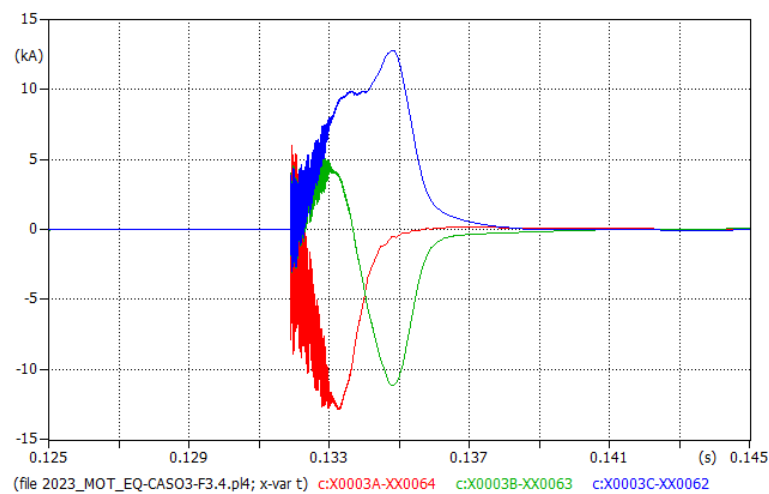


Figura 56: CASO 3 - Interrupção da contribuição oriunda do painel UTE3 para o UTE2

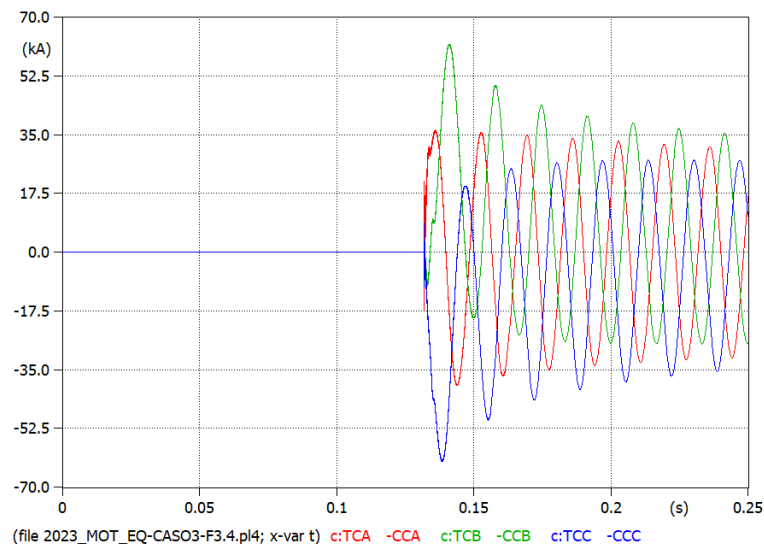


Figura 57: CASO 3 - Valores de corrente de pico obtidas na falta F2.4

5.4.1 Comentários Gerais

Verifica-se que os resultados obtidos foram satisfatórios devido à efetividade do controle do nível de curto-circuito proporcionada pelo limitador pirotécnico, que interrompe o circuito em menos de 1/4 de ciclo, isto é, muito antes que os maiores valores de pico de corrente de falta sejam alcançados. As Figuras 56 e 57 apresentam o comportamento da corrente de curto-circuito, mediante a atuação do limitador de curto-circuito.

Entretanto, a atuação do limitador de curto-circuito, conforme a recomendação de um dos fabricantes, implica na substituição do conjunto dos três insertos de potência comandados eletronicamente, para a garantia do bom funcionamento do equipamento, isto é, os componentes que realizam a abertura no momento do curto-circuito, pela detonação do artefato pirotécnico.

5.5 Caso 4: Análise de faltas aplicadas na microrrede - Com conversor B2B-VSC

Neste capítulo, é realizada uma avaliação da performance do conversor *Back-to-Back* operando na microrrede industrial, sujeitando-o a curtos-circuitos trifásicos simulados nos Casos 2 e 3. As falhas trifásicas, com uma duração total de 50 ms, foram aplicadas no instante $t = 0,331916s$ durante a simulação. O diagrama unifilar apresentado na Figura 58 ilustra a microrrede simulada no Caso 4, onde o conversor *Back-to-Back* é empregado na interligação entre os painéis de média tensão UTE2 e UTE3.

A topologia do conversor B2B-VSC e sua condição operacional em regime permanente são similares às analisadas no Caso 1. Os resultados de curto-circuito são apresentados nas Tabelas 13 e 14. São apresentadas a seguir as premissas utilizadas nas simulações do Caso 4.

- Potência Ativa requerida no Lado 1 (Inversor): $35 MW$;
- Potência Reativa requerida no Lado 1 (Inversor): $0 Mvar$;
- Potência Reativa requerida no Lado 2 (Retificador): $0 Mvar$;
- Instante de aplicação do curto-circuito: 0,331916 segundos;
- Instante da remoção da falta: 0,381916 segundos;

- Tempo total de simulação: *0,8 segundos*;
- Tempo de processamento estimado: *15 minutos*.

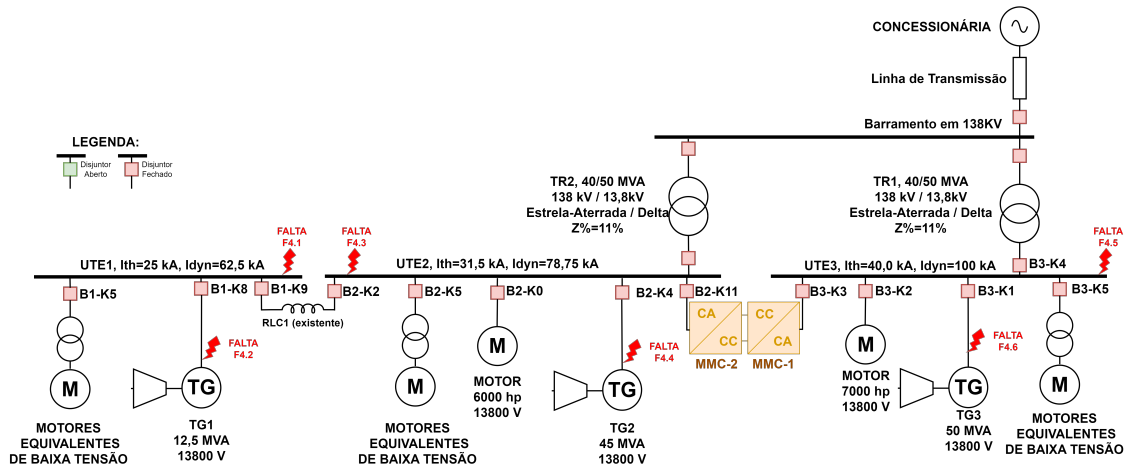


Figura 58: CASO 4 - Topologia da Microrrede - Com conversor Back-to-Back

Tabela 13: Correntes de curto-circuito passantes pelos disjuntores - Sistema com Conversor B2B-VSC

Resultados de curto-circuito - CASO 4				
Disjuntor - Tipo de Falta		I_p [kA]	I_{b3c} [kA]	I_k [kA]
B1-K8	F4.1 3ph	21,6	6,60	4,40
B1-K8	F4.2 3ph	16,40	7,35	4,93
B2-K4	F4.3 3ph	19,0	9,30	4,10
B2-K4	F4.4 3ph	60,0	17,28	14,21
B3-K1	F4.5 3ph	58,3	24,26	16,19
B3-K1	F4.6 3ph	58,2	14,58	13,91

Tabela 14: Correntes de curto-circuito nos barramentos principais - Caso 4

CASO 4				
Painel - Tipo de Falta		I_p [kA]	I_{b3c} [kA]	I_k [kA]
UTE1	3ph	21,6	6,60	4,40
UTE2	3ph	58,0	24,10	4,10
UTE3	3ph	58,3	24,26	16,19

5.5.1 Tensão no Barramento CC

Na Figura 59, é apresentado o comportamento da tensão no barramento de corrente contínua após a aplicação de uma curto-circuito no painel alimentador do retificador do

conversor (UTE2). Para a análise desse comportamento, foi selecionado o defeito F4.3, caracterizado por uma maior severidade para o barramento UTE2.

Como era esperado, observa-se um colapso momentâneo na tensão do barramento de corrente contínua, sendo essa queda posteriormente corrigida pelo sistema de controle após a extinção do curto-circuito. De maneira similar, na Figura 60 é apresentado o resultado do processamento da falta F4.6, também selecionada para a apresentação devido a severidade apresentada por esta falta ao barramento UTE3.

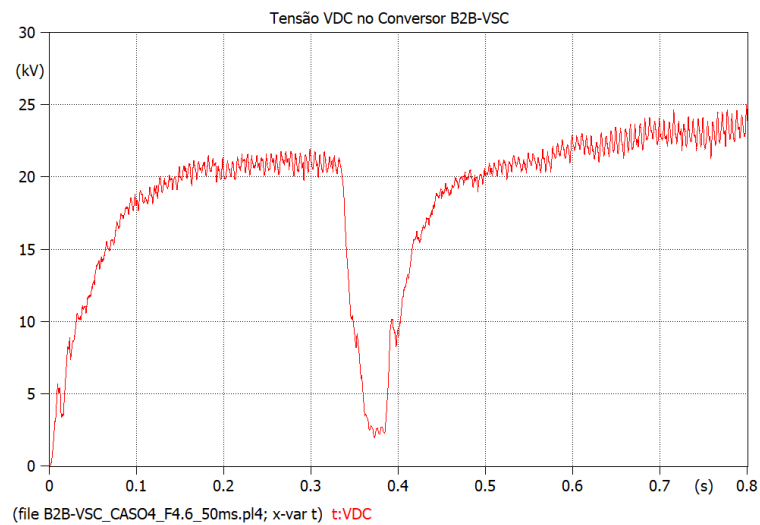


Figura 59: CASO 4 - Tensão no barramento de corrente contínua, durante a aplicação da falta F4.3

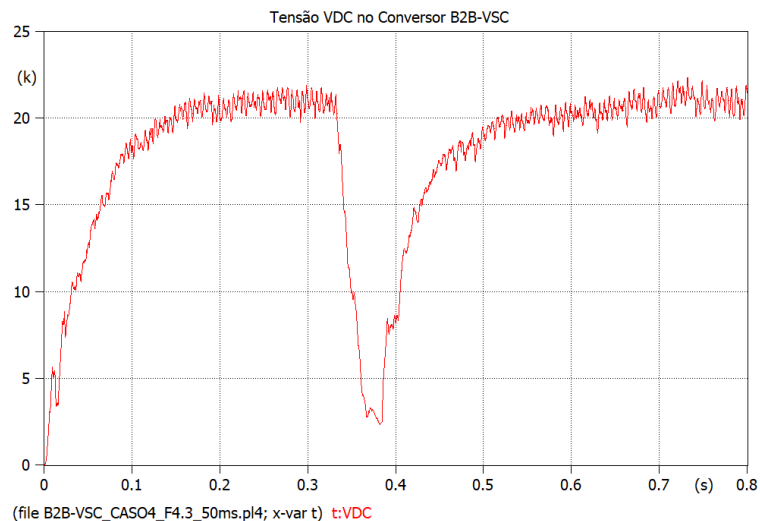


Figura 60: CASO 4 - Tensão no barramento de corrente contínua, durante a aplicação da falta F4.6

5.5.2 Tensões CA nos MMCs - Lados 1 (Inversor) e 2 (Retificador)

As Figuras 61 e 62 apresentam os comportamentos das tensões alternadas nos terminais dos MMCs após a aplicação do defeito F4.3 selecionado para a apresentação. Considerando que o curto-circuito foi aplicado próximo ao Lado 2 (retificador) do conversor, ocorre o afundamento da tensão no barramento UTE2 sob falta, que naturalmente reflete na leitura da tensão vista pelo lado retificador na simulação.

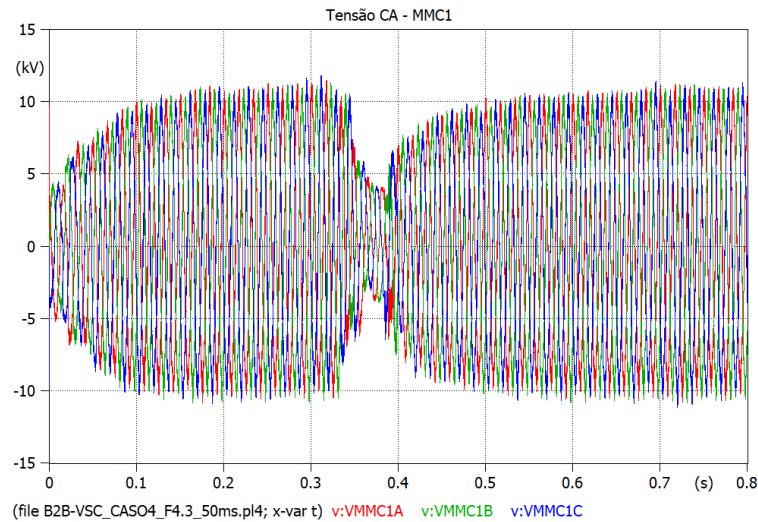


Figura 61: CASO 4 - Tensão CA nos terminais do MMC1 - Lado Inversor - com aplicação da falta F4.3

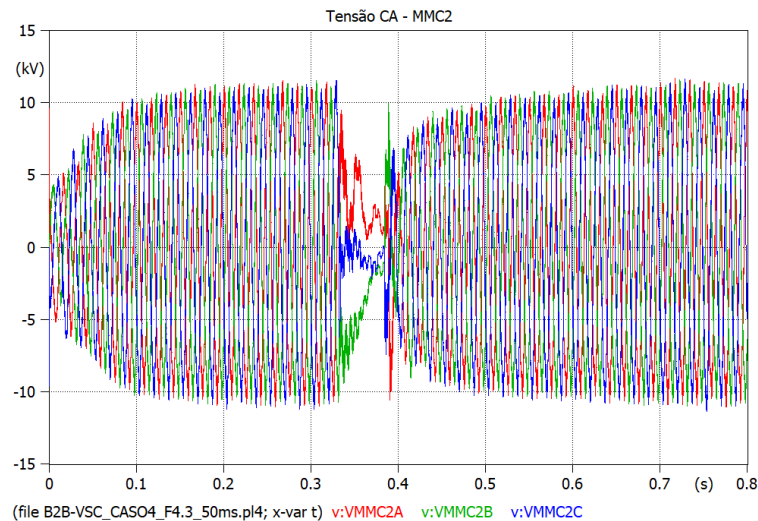


Figura 62: CASO 4 - Tensão CA nos terminais do MMC2 - Lado Retificador - com aplicação da falta F4.3

Por outro lado, a parte inversora do conversor *Back-to-Back* não apresenta perturbações significativas na tensão CA, mas sim a redução momentânea da amplitude das tensões de fase no lado 1, causada pela parada do processo de retificação.

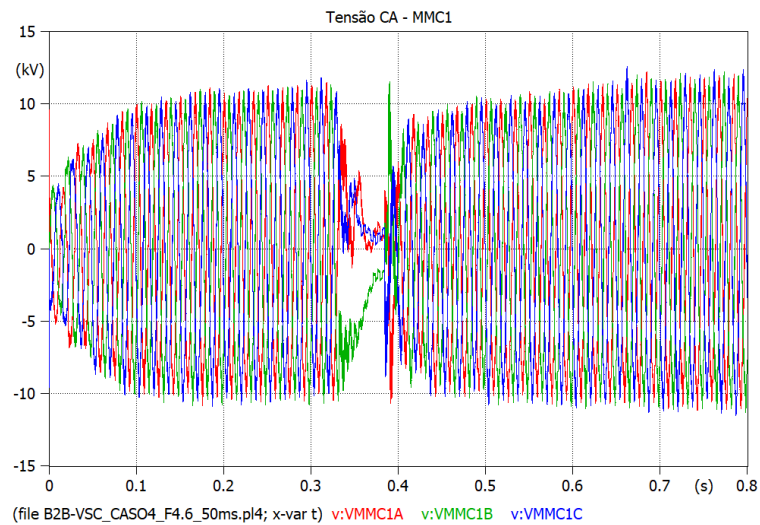


Figura 63: CASO 4 - Tensão CA nos terminais do MMC1 - Lado Inversor - com aplicação da falta F4.6

De forma similar, as Figuras 63 e 64 apresentam o comportamento do conversor mediante a aplicação da falta F4.6, isto é, o defeito aplicado e uma das saídas do barramento UTE3 e mais próximo do lado inversor. Verifica-se que o comportamento dinâmico do conversor é satisfatório, reduzindo a contribuição de falta entre os lados de CA.

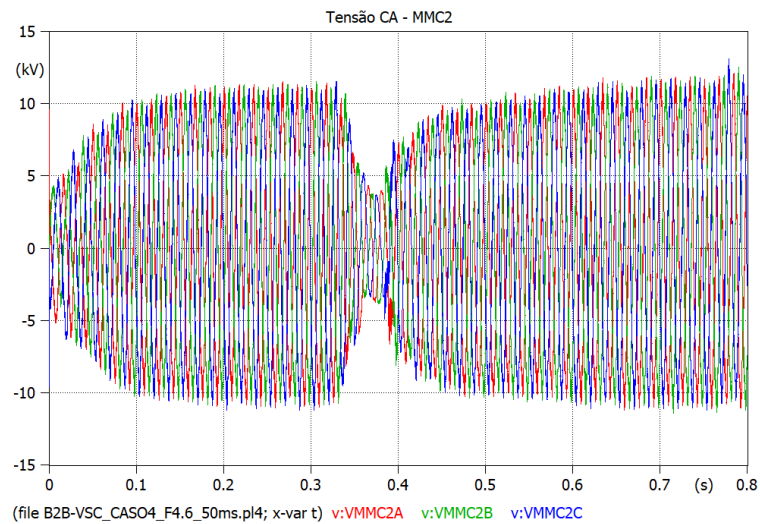


Figura 64: CASO 4 - Tensão CA nos terminais do MMC2 - Lado Retificador - com aplicação da falta F4.6

5.5.3 Correntes de saída dos MMCs - Lado 1 (Inversor) e Lado 2 (Retificador)

As Figuras 65 e 66 apresentam o comportamento das correntes verificadas nos lados CA dos MMCs após a aplicação do defeito F4.3, também escolhido para apresentação

pelas razões já mencionadas. Da mesma forma, as correntes vistas nos lados de CA do conversor foram verificadas mediante a aplicação do defeito F4.6, conforme apresentado nas Figuras 67 e 68.

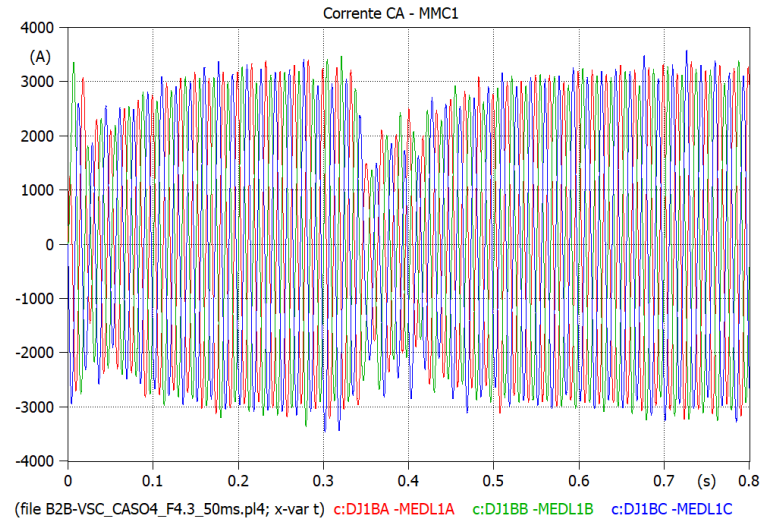


Figura 65: CASO 4 - Corrente CA nos terminais do MMC - Lado Inversor - com aplicação da falta F4.3

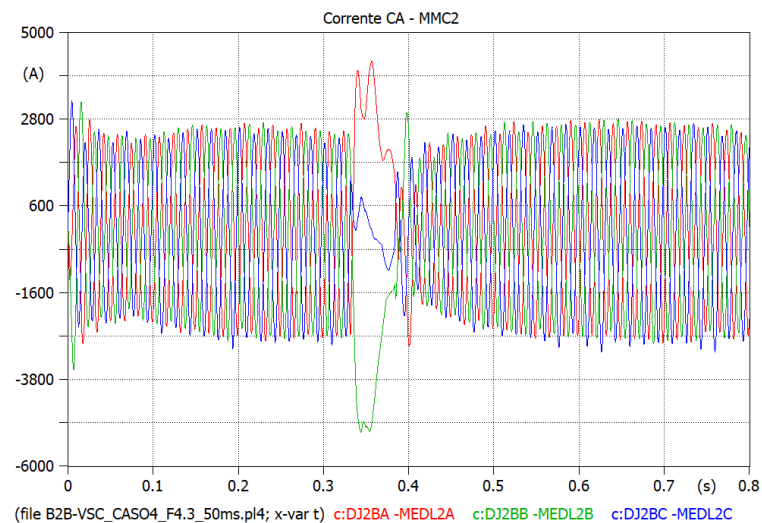


Figura 66: CASO 4 - Corrente CA nos terminais do MMC - Lado Retificador - com aplicação da falta F4.3

Verifica-se que ocorrem correntes de contribuição expressivas oriundas dos lados CA do conversor para os pontos em falta, com valores de até 6000 A de pico. Tais contribuições são cessadas após a extinção dos curto-circuitos pelo sistema de controle do conversor. Similarmente, todos os defeitos analisados causaram o mesmo comportamento em termos das correntes na lado CA.

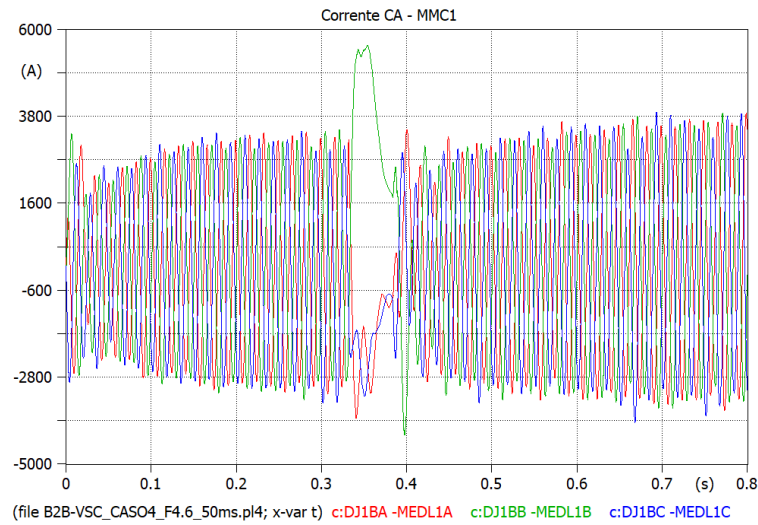


Figura 67: CASO 4 - Corrente CA nos terminais do MMC - Lado Inversor - com aplicação da falta F4.6

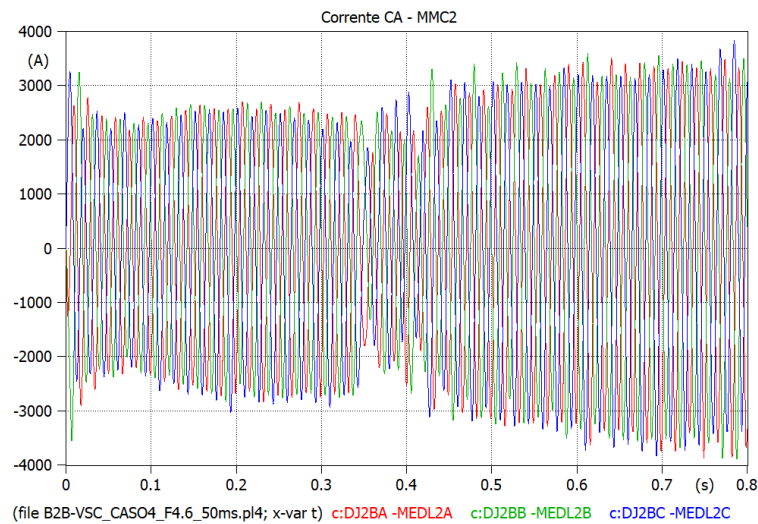


Figura 68: CASO 4 - Corrente CA nos terminais do MMC - Lado Retificador - com aplicação da falta F4.6

5.5.4 Potências Ativas e Reativas - Lado 1 (Inversor) e Lado 2 (Retificador)

Verifica-se nas Figuras 69, 70, 71 e 72 o comportamento das potências ativas e reativas trifásicas verificadas nos terminais de saída dos MMCs durante a aplicação da falta trifásica no sistema.

Conforme esperado, ocorre redução momentânea da potência despachada nas situações de falta apresentadas em função do afundamento de tensão provocado pelos curtos-circuitos simulados. Esta condição se repete em todas as simulações realizadas, porém neste trabalho é ilustrado o comportamento obtido na aplicação das faltas F4.3 e F4.6.

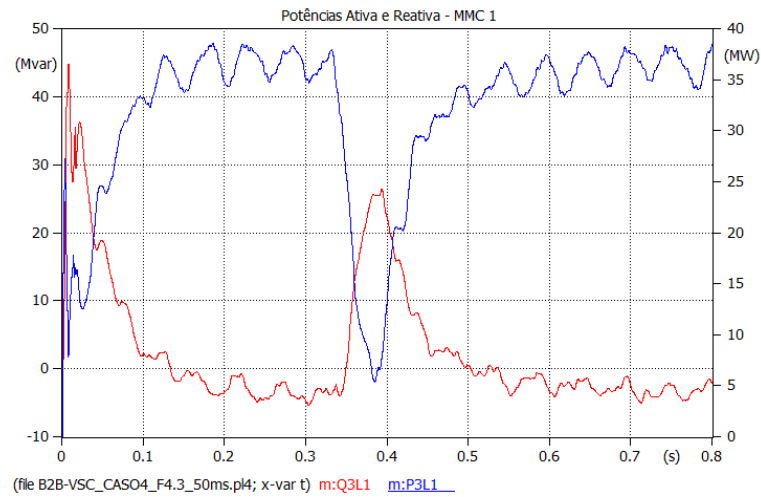


Figura 69: CASO 4 - Potências **ativa** e **reativa** - Lado Inversor - Com a aplicação do defeito F4.3

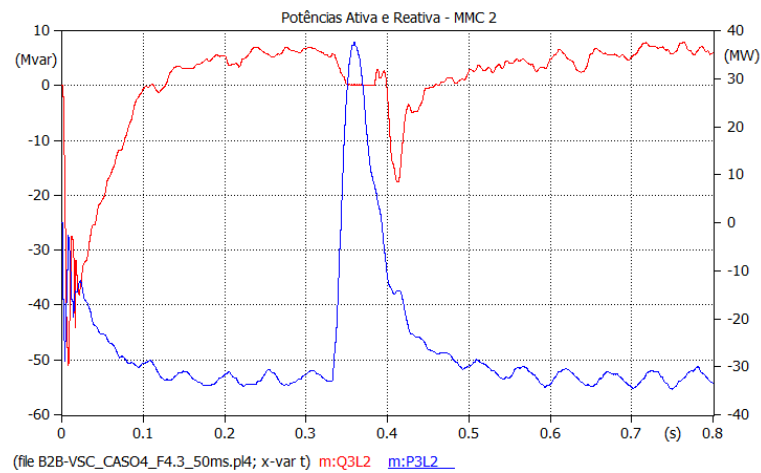


Figura 70: CASO 4 - Potências **ativa** e **reativa** - Lado Retificador - Com a aplicação do defeito F4.3

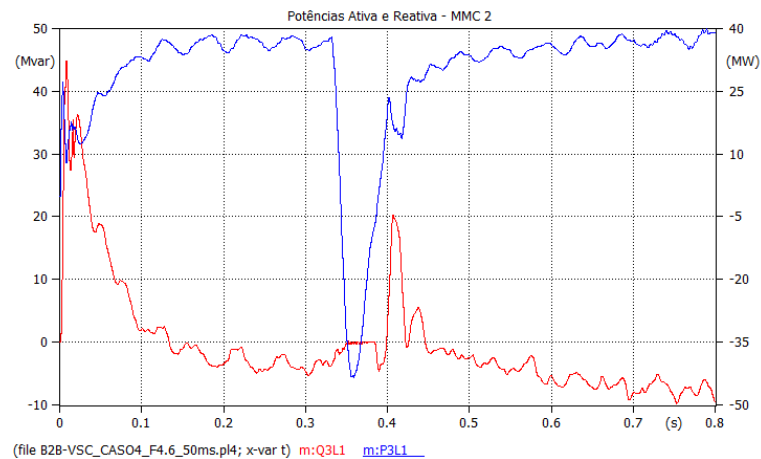


Figura 71: CASO 4 - Potências **ativa** e **reativa** - Lado Inversor - Com a aplicação do defeito F4.6

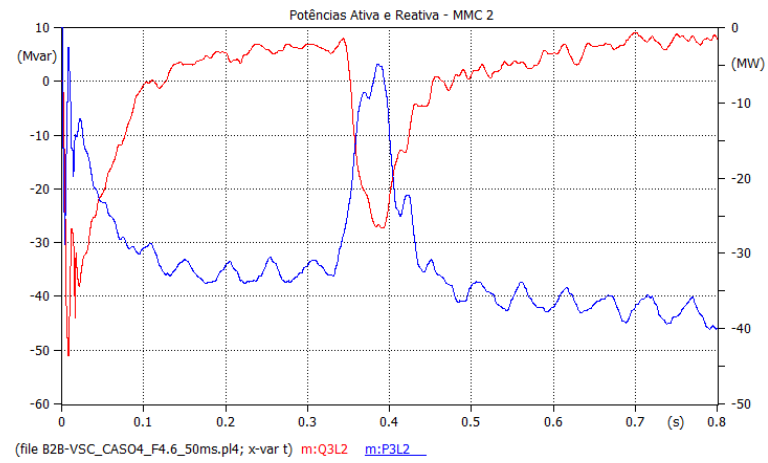


Figura 72: CASO 4 - Potências **ativa** e **reativa** - Lado Retificador - Com a aplicação do defeito F4.6

6 Conclusões

Este trabalho abordou um estudo de caso centrado na aplicação de um conversor do tipo fonte de tensão em uma microrrede industrial, utilizando a topologia multinível em um arranjo *Back-to-Back*.

A microrrede em questão, devido à presença de geradores síncronos, cargas substanciais e transformadores de grande porte, apresenta um considerável nível de curto-circuito em sua instalação. Logo, a instalação de dispositivos para controlar as correntes de falta torna-se imperativa para garantir a segurança do sistema.

Considerando a importância dos painéis e disjuntores de média tensão na operação da microrrede industrial, destaca-se que o foco na análise de sua suportabilidade se deve à natureza custosa e impactante economicamente da substituição desses equipamentos. Além do custo financeiro associado, é fundamental considerar a relevância da disponibilidade contínua do processo produtivo, tornando a manutenção e a durabilidade desses componentes de vital importância para a estabilidade operacional e econômica da microrrede.

O estudo também incluiu o desenvolvimento de um modelo matemático detalhado para um conversor *Back-to-Back* multinível, juntamente com sua implementação no programa ATPDraw. Além disso, foi realizada uma modelagem simplificada do limitador de curto-circuito pirotécnico para permitir uma análise técnica e comparativa do desempenho desses equipamentos no controle do nível de curto-circuito.

Os resultados revelaram que o limitador de curto-circuito pirotécnico modelado desempenhou satisfatoriamente sua função, embora as implicações de seu uso, como custo de reparo e tempos de reposição, justifiquem a busca por alternativas.

Nesse contexto, o conversor *Back-to-Back* surge como uma solução inovadora e alternativa. O estudo de caso 4 demonstrou o comportamento do equipamento em simulações de curto-circuito, com resultados satisfatórios em termos de limitação de curto-circuito. No entanto, algumas particularidades precisam ser exploradas mais a fundo como sugere-

tões de trabalhos futuros, como a implementação de um controle de correntes circulantes entre os braços do conversor, a modelagem dos sistemas de proteção internos para o controle de sobrecorrentes a ser modelada considerando a suportabilidade dos submódulos de potência (não avaliada nesta pesquisa), investigação das possibilidades em termos de melhoria na estabilidade de tensão na aplicação do conversor B2B-VSC em redes que dispõem de máquinas síncronas e investigação de melhorias nos ajustes dos controladores proporcional e integral das malhas de controle de corrente.

É importante notar que, devido à representação detalhada do conversor, foram obtidos tempos de simulação de aproximadamente vinte e cinco minutos. Como sugestão para trabalhos futuros, recomenda-se a implementação deste sistema teste em programas que ofereçam modelos matemáticos com melhor desempenho computacional como PSCAD ou EMTP-RV, para um estudo mais aprofundado dos aspectos dinâmicos relacionados à interação dos controles de tensão e velocidade das máquinas síncronas com os sistemas de controle de corrente aplicados à ambos os lados (inversor e retificador) do conversor B2B-VSC.

Por fim, destaca-se que o conversor *Back-to-Back* apresenta-se como uma solução tecnicamente viável para o controle do nível de curto-circuito em microrredes. No entanto, sua aplicação requer cuidados específicos, especialmente em relação à geração de harmônicos, para futuras publicações, sugere-se a análise técnico-econômica da aplicação deste tipo de conversor bem como a implementação de um conversor com número de níveis maior ou igual à vinte e dois, uma vez que, conforme (POUCAR, 2014), este número de níveis apresenta sinal da tensão de saída quase senoidal.

6.1 Publicações

Durante o desenvolvimento da pesquisa, duas publicações foram feitas em âmbito nacional e internacional, como resultados parciais dos estudos realizados na microrrede industrial, para as quais são tecidos alguns comentários.

- M.L. Franco, M.S. Caetano, B.D. Bonatto, M.C. Passaro. "Modeling and normative instructions for the application of EMT-based programs in the evaluation of medium voltage circuit-breakers in a real industrial system", *Electric Power Systems Research*, Volume 223, 2023, ISSN 0378-7796. Comentários: Este trabalho apresentou a modelagem da microrrede industrial analisada nesta dissertação de mestrado. Além disso, foram realizados dois estudos nesta publicação: curto-circuito e tensão

de restabelecimento transitória. Como conclusão, foi evidenciado que embora os equipamentos industriais analisados (disjuntores à vácuo e painéis de média tensão isolados à ar) tivessem sofrido superação da capacidade de interrupção e de estabelecimento de faltas, estes equipamentos não foram violados em relação à tensão de restabelecimento transitória, tanto em seus valores máximos (de pico) obtidos, quanto em relação à taxa de crescimento (TCTRT). Por esta razão, maior atenção foi dada aos níveis de curto-circuito, explorados nos estudos de caso da dissertação.

- FRANCO, Murilo; BONATTO, Benedito Donizeti; PASSARO, Mauricio. Modelagem e análise comparativa da queda de tensão imposta por limitadores de curto-circuito em um sistema elétrico industrial. In: ANAIS DA XV CONFERÊNCIA BRASILEIRA SOBRE QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA, 2023, São Luís. Anais eletrônicos. Campinas, Galoá, 2023. Comentários: Uma vez que na publicação anterior foi identificado o problema da superação por nível de curto-circuito nos equipamentos da microrrede, nesta publicação, de âmbito nacional, foram discutidos os aspectos relacionados à queda de tensão imposta por um reator limitador de curto-circuito instalado entre os painéis UTE3 e UTE2. Como conclusão, foram identificadas altas queda de tensão em regime permanente, sobretudo nas condições em que os turbogeradores encontram-se inoperantes, inviabilizando o uso de reatores sem chaves seccionadoras de *by-pass*. Por esta razão, os estudos de caso desenvolvidos na dissertação analisaram o efeito do limitador de curto-circuito pirotécnico e o conversor *Back-to-Back* (principal objetivo do trabalho).

6.2 Sugestões de Trabalhos Futuros

Como observado nas Figuras 44 e 45, as simulações realizadas indicaram elevado conteúdo harmônico nas saídas de CA dos conversores multiníveis que compõem o conversor *Back-to-Back*. Neste sentido, para futuros trabalhos sugere-se a análise de técnicas de controle aplicadas à redução das correntes circulantes entre os braços dos MMCs, potenciais causadoras de conteúdos de segundo harmônico de tensão, controles estes que não foram explorados em detalhes neste trabalho. Recomenda-se também o estudo para o dimensionamento de filtros de harmônicos, a fim de enquadrar os níveis de TDHT % e tensões harmônicas individuais aos recomendados pelo IEEE 519-2022.

Recomenda-se também a pesquisa e implementação dos sistemas de proteção internos do conversor contra sobrecorrentes, para uma melhor compreensão mais completa da

viabilidade da aplicação proposta por esta pesquisa. Como apresentado nas Figuras 66 e 67 foram obtidas elevadas correntes na simulações, da ordem de 6000 A, condição que justifica uma investigação mais aprofundada da topologia e dos algoritmos de controle de chaveamento em condição de falta e dos sistemas de segurança por sobrecorrente aplicáveis ao conversor B2B-VSC. Embora resultados apresentados em termos de corrente passante nas chaves de potência atendam, a priori, aos limites disponíveis de equipamentos de mercado ((ABB, 2018)).

Por fim, considerando que o conversor B2B-VSC apresenta diversas características técnicas favoráveis para contribuir com o controle de tensão nas instalações onde encontram-se instalados, sugere-se para trabalhos futuros uma investigação a respeito de como o conversor B2B-VSC poderia contribuir para a estabilidade de tensão em microrredes através do controle e integração de geração de energia por geradores síncronos, sistemas fotovoltaicos, armazenadores de energia em contexto de redes inteligentes.

APÊNDICE A - Modelagem Simplificada do Limitador de Curto-circuito Pirotécnico

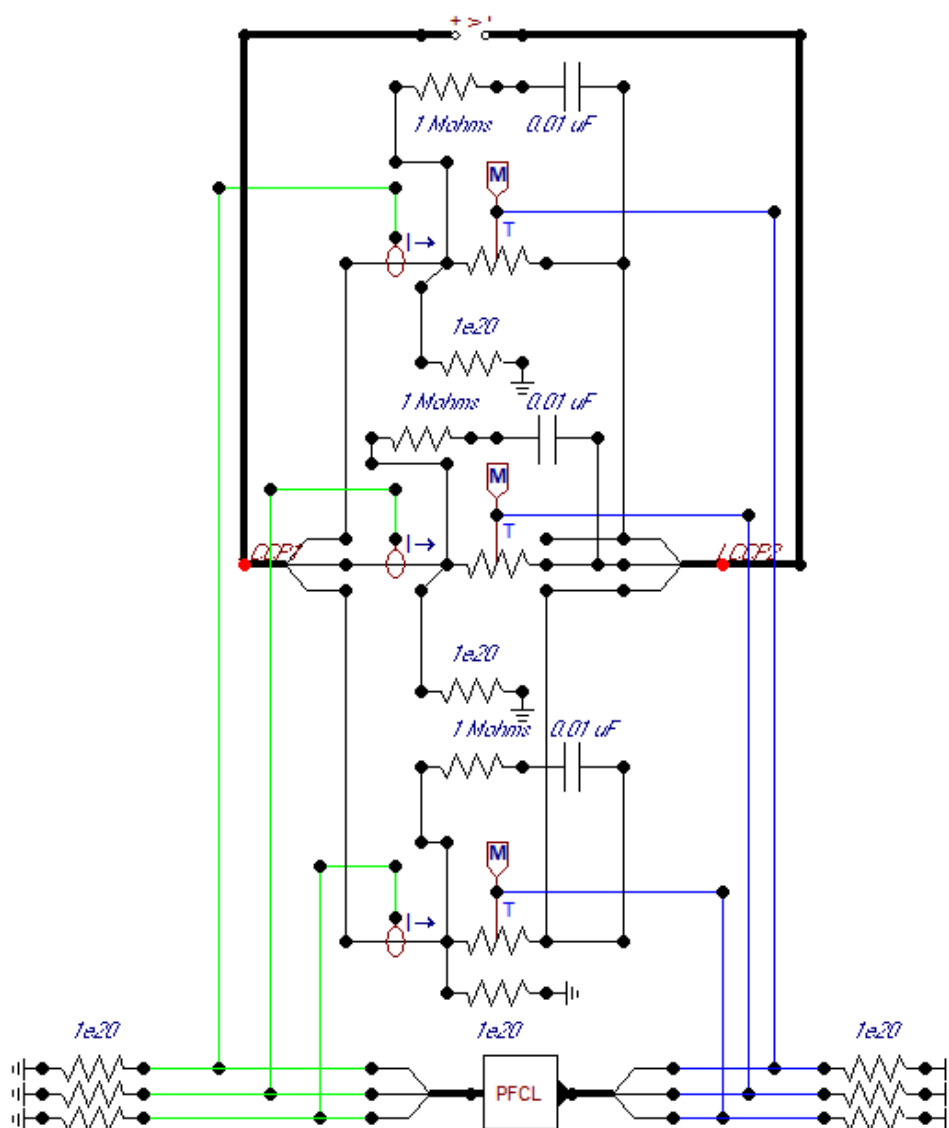


Figura 73: Modelo Simplificado do Limitador de Curto-circuito Pirotécnico

APÊNDICE B - Programa Gerador de Ondas Triangulares

Listagem B.1: Programa Gerador de Ondas Triangulares

```

MODEL TRIANGULAR_GEN
DATA AMPL, OFFSET, FRE
INPUT Enable
OUTPUT TriangWave
5 VAR T1,T2,TriangWave, tint
INIT
    T1:=(1/(FRE))/2
    T2:=(1/(FRE))-T1
    TriangWave:=0
10 tint:=0

ENDINIT
EXEC
    IF (Enable>0) THEN
15 tint:=tint+timestep
    IF (tint<=T1) THEN
        TriangWave:=((AMPL*tint)/T1) + OFFSET
    ENDIF
    IF (tint>T1) AND (tint<(T1+T2))THEN
20 TriangWave:= (-AMPL)*((tint-T1)/T2)+AMPL + OFFSET
    ENDIF
    IF (tint=(T1+T2)) THEN
        tint:=0
    ENDIF
25 ENDIF
ENDEXEC
ENDMODEL

```

APÊNDICE C - Programa para Cálculo das Tensões nos Capacitores

Listagem C.1: Programa Gerador de Ondas Triangulares

```

MODEL VCCALC
—Modelo utilizado para o cálculo da queda de tensão sobre os capacitores
  dos
—submódulos
—Implementado por Murilo Leandro Franco – UNIFEI/Focus Engenharia
5

INPUT V1, C1, V2, C2, V3, C3
OUTPUT DVC[1..3]
VAR VC1, CC1, VC2, CC2, VC3, CC3, DVC[1..3]
10 INIT
    Vc1:=V1, CC1:=C1, Vc2:=V2, CC2:=C2, Vc3:=V3, CC3:=C3
    DVC[1]:=0, DVC[2]:=0, DVC[3]:=0
ENDINIT
EXEC
15     VC1:=V1
        CC1:=C1
        VC2:=V2
        CC2:=C2
        VC3:=V3
20     CC3:=C3
        DVC[1]:=VC1-CC1
        DVC[2]:=VC2-CC2
        DVC[3]:=VC3-CC3
ENDEXEC
25 ENDMODEL

```

APÊNDICE D - Programa Gerador dos Níveis do SPWM

Listagem D.1: Programa Gerador dos Níveis do SPWM

```

MODEL PDSPWM
— Modelo de PD (Phase disposition) SPWM (Sinosoidal Pulse Width Modulation
)
— Implementado por Murilo Leandro Franco – UNIFEI/Focus Engenharia (05/23)
— Objetivo: Geração dos da modulação PMW em disposição de fase , geração
dos
5 — níveis de 1 a 7 para posterior o acionamento das chaves dos braços de um
— conversor multinível de 6 níveis .

—DATA d1,d2
INPUT inp1 , inp2 , inp3 , inp4 , inp5 , inp6 , inp7 , Pcarg
10 OUTPUT OUT1,NUP,NLOW —Saída do modelo
VAR VTR1, VTR2, VTR3, VTR4, VTR5, VTR6, VTR7, VREF, OUT1, NUP, NLOW,
pre_carga
INIT
VTR1:=inp1 —input 1 = Vtringular 1 (0,66 a 1,00)
VTR2:=inp2 —input 2 = Vtringular 2 (0,33 a 0,66)
15 VTR3:=inp3 —input 3 = Vtringular 3 (0,00 a 0,33)
VTR4:=inp4 —input 4 = Vtringular 4 (-0,33 a 0,00)
VTR5:=inp5 —input 5 = Vtringular 5 (-0,66 a -0,33)
VTR6:=inp6 —input 6 = Vtringular 6 (-1,00 a -0,66)
VREF:=inp7 —input 3 = Vref phase (sinusoidal)
20 OUT1:=0 — saída igual a zero na inicialização
NUP:=0 —numero de submódulos a serem ligados no braço superior
NLOW:=0 —numero de submódulos a serem ligados no braço inferior
ENDINIT

25 EXEC
pre_carga := Pcarg
VTR1:=inp1 —input 1 = Vtringular 1

```

```

VTR2:=inp2 —input 2 = Vtringular 2
VTR3:=inp3 —input 3 = Vtringular 3
30 VTR4:=inp4 —input 4 = Vtringular 4
VTR5:=inp5 —input 5 = Vtringular 5
VTR6:=inp6 —input 6 = Vtringular 6
VREF:=inp7 —input 3 = Vref phase (sinusoidal)
IF pre_carga = 1 THEN
35     OUT1:=0
        NUP:=0
        NLOW:=0
ELSE
    IF VREF<=-0.66 THEN
40         — DISPAROS DE NÍVEIS 1 OU 2
            IF VREF>VTR6 THEN
                OUT1:=2 —NÍVEL 2
                NUP:=1
                NLOW:=5
45         ELSE
                OUT1:=1 — NÍVEL 1
                NUP:=0
                NLOW:=6
            ENDIF
50     ELSIF VREF>=-0.66 AND VREF<-0.33 THEN
        — DISPAROS DE NÍVEIS 2 OU 3
            IF VREF>VTR5 THEN
                OUT1:=3 —NÍVEL 3
                NUP:=2
55         NLOW:=4
            ELSE
                OUT1:=2 — NÍVEL 2
                NUP:=1
                NLOW:=5
60         ENDIF
    ELSIF VREF>=-0.33 AND VREF<0 THEN
        — DISPAROS DE NÍVEIS 3 OU 4
            IF VREF>VTR4 THEN
                OUT1:=4 —NÍVEL 4
65         NUP:=3
                NLOW:=3
            ELSE
                OUT1:=3 — NÍVEL 3
                NUP:=2
70         NLOW:=4
    
```

```

ENDIF
ELSIF VREF>=0 AND VREF<0.33 THEN
  — DISPAROS DE NÍVEIS 4 OU 5
  IF VREF>VTR3 THEN
75     OUT1:=5 —NÍVEL 5
        NUP:=4
        NLOW:=2
  ELSE
80     OUT1:=4 — NÍVEL 4
        NUP:=3
        NLOW:=3
  ENDIF
ELSIF VREF>=0.33 AND VREF<0.66 THEN
  — DISPAROS DE NÍVEIS 5 OU 6
85     IF VREF>VTR2 THEN
          OUT1:=6 —NÍVEL 6
          NUP:=5
          NLOW:=1
        ELSE
90     OUT1:=5 — NÍVEL 5
          NUP:=4
          NLOW:=2
        ENDIF
ELSIF VREF>=0.66 THEN
95     — DISPAROS DE NÍVEIS 6 OU 7
        IF VREF>VTR1 THEN
          OUT1:=7 —NÍVEL 7
          NUP:=6
          NLOW:=0
100    ELSE
          OUT1:=6 — NÍVEL 6
          NUP:=5
          NLOW:=1
        ENDIF
105    ENDIF
      ENDIF
    ENDIF
  ENDEXEC
110  ENDMODEL
```

APÊNDICE E – Programa Gerador dos Pulsos de PWM para as Chaves

Listagem E.1: Programa Gerador dos Pulsos de PWM para as Chaves

```

MODEL PWMLGEN1
—RotinaCriadaaparageraçãodospulsosdePWMdoconversorMMC
—DesenvolvidoporMuriloLeandroFranco
—Unifei/FocusEngenhariaElétrica
5 —Descritivo:Comparaquaisossubmóduloscommaior tensãoe disparaaquelesque
—seencaixamaomelhorcritériodedisparo.
—Critério1:SeIup>IsetselecionaNupSMscomosmenoresvaloresdeVcap
—Critério2:SeIup<IsetselecionaNupSMscomosMAIORESvaloresdeVcap
DATA
10 Iset, —Ajuste de corrente, ajustado em zero "0"
SMN —número de SMs – ajustado em 6 (no caso deste estudo de caso, 6
submódulos, 13 níveis)
INPUT
VCAP1[1..3], — vcap1/vcap2 são as entradas em que os SMs de maiores
tensão são apresentados de forma decrescente: VCAP[1] (maior tensão)
... VCAP2[3] (menor tensão)
VCAP2[1..3],
15 Iup,
Nup,
clock,
PCarg
OUTPUT
20 SM1[1..3],
SM2[1..3],
SM3[1..3],
SM4[1..3],
SM5[1..3],
25 SM6[1..3]
VAR
i,

```

```

    flag [ 1..6 ] ,
    SMS[1..6], -- vetor com todos os submódulos agrupados
30   Iarm ,
    Nupv ,
    SM1 [ 1..3 ] ,
    SM2 [ 1..3 ] ,
    SM3 [ 1..3 ] ,
35   SM4 [ 1..3 ] ,
    SM5 [ 1..3 ] ,
    SM6 [ 1..3 ] ,
    clockv
    pre_carga ,
40  INIT
    SM1 [ 1..3 ] := 0
    SM2 [ 1..3 ] := 0
    SM3 [ 1..3 ] := 0
    SM4 [ 1..3 ] := 0
45   SM5 [ 1..3 ] := 0
    SM6 [ 1..3 ] := 0
    i := 0
    flag [ 1 ] := 0
    flag [ 2 ] := 0
50   flag [ 3 ] := 0
    flag [ 4 ] := 0
    flag [ 5 ] := 0
    flag [ 6 ] := 0
    SMS[1] := VCAP1 [ 1 ]
55   SMS[2] := VCAP1 [ 2 ]
    SMS[3] := VCAP1 [ 3 ]
    SMS[4] := VCAP2 [ 1 ]
    SMS[5] := VCAP2 [ 2 ]
    SMS[6] := VCAP2 [ 3 ]
60   Iarm := Iup
    Nupv := Nup
    clockv := clock
    pre_carga := PCarg
    ENDINIT
65  EXEC
    pre_carga := PCarg
    SMS[1] := VCAP1 [ 1 ]
    SMS[2] := VCAP1 [ 2 ]
    SMS[3] := VCAP1 [ 3 ]
70   SMS[4] := VCAP2 [ 1 ]

```

```

SMS[5]:=VCAP2[2]
SMS[6]:=VCAP2[3]
Iarm:=Iup
Nupv:=Nup
75  clockv:=clock
    IF pre_carga = 1 THEN
        SM1[1]:=1 —SupXXc
        SM1[3]:=0 —SupXXo
        SM2[1]:=1 —SupXXc
80    SM2[3]:=0 —SupXXo
        SM3[1]:=1 —SupXXc
        SM3[3]:=0 —SupXXo
        SM4[1]:=1 —SupXXc
        SM4[3]:=0 —SupXXo
85    SM5[1]:=1 —SupXXc
        SM5[3]:=0 —SupXXo
        SM6[1]:=1 —SupXXc
        SM6[3]:=0 —SupXXo
    ELSE
90    IF clockv > 0.8 THEN
        IF Nupv = 0 THEN — Se não é necessário ligar submódulos, não
            liga nenhum submódulo
            SM1[1]:=0 —SupXXc
            SM1[3]:=1 —SupXXo
            SM2[1]:=0 —SupXXc
95    SM2[3]:=1 —SupXXo
            SM3[1]:=0 —SupXXc
            SM3[3]:=1 —SupXXo
            SM4[1]:=0 —SupXXc
            SM4[3]:=1 —SupXXo
100   SM5[1]:=0 —SupXXc
            SM5[3]:=1 —SupXXo
            SM6[1]:=0 —SupXXc
            SM6[3]:=1
        ELSIF Nupv = 6 THEN — se é necessário ligar todos OS
            submódulos
105   SM1[1]:=1 —SupXXc
            SM1[3]:=0 —SupXXo
            SM2[1]:=1 —SupXXc
            SM2[3]:=0 —SupXXo
            SM3[1]:=1 —SupXXc
110   SM3[3]:=0 —SupXXo
            SM4[1]:=1 —SupXXc

```

```

SM4[3]:=0 —SupXXo
SM5[1]:=1 —SupXXc
SM5[3]:=0 —SupXXo
115 SM6[1]:=1 —SupXXc
SM6[3]:=0 —SupXXo
ENDIF
IF Iarm>Iset THEN — Se é necessário 1 SM, e a corrente é
positiva (Descarregando) selecionar o SM com menor tensão
IF Nupv = 1 THEN — Se é necessário ligar um submódulo,
com Iarm>Iset liga o de menor tensão, no caso descrito
no endereço SMS[6]
120 IF SMS[6] = 1 THEN
SM1[1]:=1 —SupXXc
SM1[3]:=0 —SupXXo
SM2[1]:=0 —SupXXc
SM2[3]:=1 —SupXXo
125 SM3[1]:=0 —SupXXc
SM3[3]:=1 —SupXXo
SM4[1]:=0 —SupXXc
SM4[3]:=1 —SupXXo
SM5[1]:=0 —SupXXc
130 SM5[3]:=1 —SupXXo
SM6[1]:=0 —SupXXc
SM6[3]:=1 —SupXXo
ELSIF SMS[6] = 2 THEN
SM2[1]:=1 —SupXXc
135 SM2[3]:=0 —SupXXo
SM1[1]:=0 —SupXXc
SM1[3]:=1 —SupXXo
SM3[1]:=0 —SupXXc
SM3[3]:=1 —SupXXo
140 SM4[1]:=0 —SupXXc
SM4[3]:=1 —SupXXo
SM5[1]:=0 —SupXXc
SM5[3]:=1 —SupXXo
SM6[1]:=0 —SupXXc
145 SM6[3]:=1 —SupXXo
ELSIF SMS[6] = 3 THEN
SM3[1]:=1 —SupXXc
SM3[3]:=0 —SupXXo
SM1[1]:=0 —SupXXc
150 SM1[3]:=1 —SupXXo
SM2[1]:=0 —SupXXc

```

```

SM2[3] := 1 —SupXXo
SM4[1] := 0 —SupXXc
SM4[3] := 1 —SupXXo
155 SM5[1] := 0 —SupXXc
SM5[3] := 1 —SupXXo
SM6[1] := 0 —SupXXc
SM6[3] := 1 —SupXXo
ELSIF SMS[6] = 4 THEN
160 SM4[1] := 1 —SupXXc
SM4[3] := 0 —SupXXo
SM1[1] := 0 —SupXXc
SM1[3] := 1 —SupXXo
SM2[1] := 0 —SupXXc
165 SM2[3] := 1 —SupXXo
SM3[1] := 0 —SupXXc
SM3[3] := 1 —SupXXo
SM5[1] := 0 —SupXXc
SM5[3] := 1 —SupXXo
170 SM6[1] := 0 —SupXXc
SM6[3] := 1 —SupXXo
ELSIF SMS[6] = 5 THEN
SM5[1] := 1 —SupXXc
SM5[3] := 0 —SupXXo
175 SM1[1] := 0 —SupXXc
SM1[3] := 1 —SupXXo
SM2[1] := 0 —SupXXc
SM2[3] := 1 —SupXXo
SM3[1] := 0 —SupXXc
180 SM3[3] := 1 —SupXXo
SM4[1] := 0 —SupXXc
SM4[3] := 1 —SupXXo
SM6[1] := 0 —SupXXc
SM6[3] := 1 —SupXXo
185 ELSIF SMS[6] = 6 THEN
SM6[1] := 1 —SupXXc
SM6[3] := 0 —SupXXo
SM1[1] := 0 —SupXXc
SM1[3] := 1 —SupXXo
190 SM2[1] := 0 —SupXXc
SM2[3] := 1 —SupXXo
SM3[1] := 0 —SupXXc
SM3[3] := 1 —SupXXo
SM4[1] := 0 —SupXXc

```

```

195             SM4[3]:=1 —SupXXo
                SM5[1]:=0 —SupXXc
                SM5[3]:=1 —SupXXo
            ENDIF
    ELSIF Nupv = 2 THEN — Se é necessário ligar DOIS
        submódulos, com Iarn>Iset liga os de menores tensões, no
        caso descrito no endereço SMS[6] e SMS[5]
200         flag [1]:=0
                flag [2]:=0
                flag [3]:=0
                flag [4]:=0
                flag [5]:=0
205         flag [6]:=0
            IF SMS[6] = 1 THEN
                flag [1]:=1
                SM1[1]:=1 —SupXXc
                SM1[3]:=0 —SupXXo
210         ELSIF SMS[6] = 2 THEN
                flag [2]:=1
                SM2[1]:=1 —SupXXc
                SM2[3]:=0 —SupXXo
            ELSIF SMS[6] = 3 THEN
215         flag [3]:=1
                SM3[1]:=1 —SupXXc
                SM3[3]:=0 —SupXXo
            ELSIF SMS[6] = 4 THEN
                flag [4]:=1
220         SM4[1]:=1 —SupXXc
                SM4[3]:=0 —SupXXo
            ELSIF SMS[6] = 5 THEN
                flag [5]:=1
                SM5[1]:=1 —SupXXc
225         SM5[3]:=0 —SupXXo
            ELSIF SMS[6] = 6 THEN
                flag [6]:=1
                SM6[1]:=1 —SupXXc
                SM6[3]:=0 —SupXXo
230         ENDIF
            IF SMS[5] = 1 THEN
                flag [1]:=1
                SM1[1]:=1 —SupXXc
                SM1[3]:=0 —SupXXo
235         ELSIF SMS[5] = 2 THEN

```

```

        flag [2] := 1
        SM2[1] := 1 —SupXXc
        SM2[3] := 0 —SupXXo
    ELSIF SMS[5] = 3 THEN
240         flag [3] := 1
            SM3[1] := 1 —SupXXc
            SM3[3] := 0 —SupXXo
    ELSIF SMS[5] = 4 THEN
245         flag [4] := 1
            SM4[1] := 1 —SupXXc
            SM4[3] := 0 —SupXXo
    ELSIF SMS[5] = 5 THEN
            flag [5] := 1 ,
            SM5[1] := 1 —SupXXc
250         SM5[3] := 0 —SupXXo
    ELSIF SMS[5] = 6 THEN
            flag [6] := 1
            SM6[1] := 1 —SupXXc
            SM6[3] := 0 —SupXXo
255     ENDIF
    FOR i:=1 to 6
    DO
        IF flag [i] = 0 then
            if i = 1 then
260                 SM1[1] := 0
                    SM1[3] := 1
            ELSIF i = 2 then
                    SM2[1] := 0
                    SM2[3] := 1
265             ELSIF i = 3 then
                    SM3[1] := 0
                    SM3[3] := 1
            ELSIF i = 4 then
                    SM4[1] := 0
270                 SM4[3] := 1
            ELSIF i = 5 then
                    SM5[1] := 0
                    SM5[3] := 1
            ELSIF i = 6 then
275                 SM6[1] := 0
                    SM6[3] := 1
            ENDIF
        ENDIF
    ENDIF

```

```

ENDFOR
280 ELSIF Nupv = 3 THEN — Se é necessário ligar trÊs
      submódulos , com Iarn>Iset liga os de menores tensões , no
      caso descrito no endereço SMS[6] e SMS[5] e SMS[4]
      flag [1]:=0
      flag [2]:=0
      flag [3]:=0
      flag [4]:=0
285      flag [5]:=0
      flag [6]:=0
      IF SMS[6] = 1 THEN
          flag [1]:=1
          SM1[1]:=1 —SupXXc
290          SM1[3]:=0 —SupXXo
      ELSIF SMS[6] = 2 THEN
          flag [2]:=1
          SM2[1]:=1 —SupXXc
          SM2[3]:=0 —SupXXo
295      ELSIF SMS[6] = 3 THEN
          flag [3]:=1
          SM3[1]:=1 —SupXXc
          SM3[3]:=0 —SupXXo
      ELSIF SMS[6] = 4 THEN
300          flag [4]:=1
          SM4[1]:=1 —SupXXc
          SM4[3]:=0 —SupXXo
      ELSIF SMS[6] = 5 THEN
          flag [5]:=1
305          SM5[1]:=1 —SupXXc
          SM5[3]:=0 —SupXXo
      ELSIF SMS[6] = 6 THEN
          flag [6]:=1
          SM6[1]:=1 —SupXXc
310          SM6[3]:=0 —SupXXo
      ENDIF
      IF SMS[5] = 1 THEN
          flag [1]:=1
          SM1[1]:=1 —SupXXc
315          SM1[3]:=0 —SupXXo
      ELSIF SMS[5] = 2 THEN
          flag [2]:=1
          SM2[1]:=1 —SupXXc
          SM2[3]:=0 —SupXXo

```

```

320     ELSIF SMS[5] = 3 THEN
           flag[3] := 1
           SM3[1] := 1 —SupXXc
           SM3[3] := 0 —SupXXo
     ELSIF SMS[5] = 4 THEN
325         flag[4] := 1
           SM4[1] := 1 —SupXXc
           SM4[3] := 0 —SupXXo
     ELSIF SMS[5] = 5 THEN
           flag[5] := 1
330         SM5[1] := 1 —SupXXc
           SM5[3] := 0 —SupXXo
     ELSIF SMS[5] = 6 THEN
           flag[6] := 1
           SM6[1] := 1 —SupXXc
335         SM6[3] := 0 —SupXXo
     ENDIF
     IF SMS[4] = 1 THEN
           flag[1] := 1
           SM1[1] := 1 —SupXXc
           SM1[3] := 0 —SupXXo
340     ELSIF SMS[4] = 2 THEN
           flag[2] := 1
           SM2[1] := 1 —SupXXc
           SM2[3] := 0 —SupXXo
     ELSIF SMS[4] = 3 THEN
345         flag[3] := 1
           SM3[1] := 1 —SupXXc
           SM3[3] := 0 —SupXXo
     ELSIF SMS[4] = 4 THEN
350         flag[4] := 1
           SM4[1] := 1 —SupXXc
           SM4[3] := 0 —SupXXo
     ELSIF SMS[4] = 5 THEN
           flag[5] := 1
355         SM5[1] := 1 —SupXXc
           SM5[3] := 0 —SupXXo
     ELSIF SMS[4] = 6 THEN
           flag[6] := 1
           SM6[1] := 1 —SupXXc
360         SM6[3] := 0 —SupXXo
     ENDIF
     FOR i:=1 to 6

```

```

DO
    IF flag [ i ] = 0 then
365         if i = 1 then
                SM1[1]:=0
                SM1[3]:=1
            ELSIF i = 2 then
                SM2[1]:=0
370         SM2[3]:=1
            ELSIF i = 3 then
                SM3[1]:=0
                SM3[3]:=1
            ELSIF i = 4 then
375         SM4[1]:=0
                SM4[3]:=1
            ELSIF i = 5 then
                SM5[1]:=0
                SM5[3]:=1
380         ELSIF i = 6 then
                SM6[1]:=0
                SM6[3]:=1
            ENDIF
        ENDIF
385    ENDFOR
ELSIF Nupv = 4 THEN — Se é necessário ligar QUATRO
    submódulos , com Iarn>Iset liga os de menores tensões , no
    caso descrito no endereço SMS[6] e SMS[5] e SMS[4] e
    SMS[3]
    flag [1]:=0
    flag [2]:=0
    flag [3]:=0
390    flag [4]:=0
    flag [5]:=0
    flag [6]:=0
    IF SMS[6] = 1 THEN
        flag [1]:=1
395        SM1[1]:=1 —SupXXc
        SM1[3]:=0 —SupXXo
    ELSIF SMS[6] = 2 THEN
        flag [2]:=1
        SM2[1]:=1 —SupXXc
400        SM2[3]:=0 —SupXXo
    ELSIF SMS[6] = 3 THEN
        flag [3]:=1

```

```

        SM3[1]:=1 —SupXXc
        SM3[3]:=0 —SupXXo
405  ELSIF SMS[6] = 4 THEN
        flag[4]:=1
        SM4[1]:=1 —SupXXc
        SM4[3]:=0 —SupXXo
    ELSIF SMS[6] = 5 THEN
410  flag[5]:=1
        SM5[1]:=1 —SupXXc
        SM5[3]:=0 —SupXXo
    ELSIF SMS[6] = 6 THEN
        flag[6]:=1
415  SM6[1]:=1 —SupXXc
        SM6[3]:=0 —SupXXo
    ENDIF
    IF SMS[5] = 1 THEN
        flag[1]:=1
420  SM1[1]:=1 —SupXXc
        SM1[3]:=0 —SupXXo
    ELSIF SMS[5] = 2 THEN
        flag[2]:=1
425  SM2[1]:=1 —SupXXc
        SM2[3]:=0 —SupXXo
    ELSIF SMS[5] = 3 THEN
        flag[3]:=1
        SM3[1]:=1 —SupXXc
        SM3[3]:=0 —SupXXo
430  ELSIF SMS[5] = 4 THEN
        flag[4]:=1
        SM4[1]:=1 —SupXXc
        SM4[3]:=0 —SupXXo
    ELSIF SMS[5] = 5 THEN
435  flag[5]:=1
        SM5[1]:=1 —SupXXc
        SM5[3]:=0 —SupXXo Xo
    ELSIF SMS[5] = 6 THEN
        flag[6]:=1
440  SM6[1]:=1 —SupXXc
        SM6[3]:=0 —SupXXo
    ENDIF
    IF SMS[4] = 1 THEN
        flag[1]:=1
445  SM1[1]:=1 —SupXXc

```

```

        SM1[3]:=0 —SupXXo
    ELSIF SMS[4] = 2 THEN
        flag[2]:=1
        SM2[1]:=1 —SupXXc
450     SM2[3]:=0 —SupXXo
    ELSIF SMS[4] = 3 THEN
        flag[3]:=1
        SM3[1]:=1 —SupXXc
        SM3[3]:=0 —SupXXo
455     ELSIF SMS[4] = 4 THEN
        flag[4]:=1
        SM4[1]:=1 —SupXXc
        SM4[3]:=0 —SupXXo
    ELSIF SMS[4] = 5 THEN
460     flag[5]:=1
        SM5[1]:=1 —SupXXc
        SM5[3]:=0 —SupXXo
    ELSIF SMS[4] = 6 THEN
465     flag[6]:=1
        SM6[1]:=1 —SupXXc
        SM6[3]:=0 —SupXXo
    ENDIF
    IF SMS[3] = 1 THEN
470     flag[1]:=1
        SM1[1]:=1 —SupXXc
        SM1[3]:=0 —SupXXo
    ELSIF SMS[3] = 2 THEN
        flag[2]:=1
        SM2[1]:=1 —SupXXc
475     SM2[3]:=0 —SupXXo
    ELSIF SMS[3] = 3 THEN
        flag[3]:=1
        SM3[1]:=1 —SupXXc
        SM3[3]:=0 —SupXXo
480     ELSIF SMS[3] = 4 THEN
        flag[4]:=1
        SM4[1]:=1 —SupXXc
        SM4[3]:=0 —SupXXo
    ELSIF SMS[3] = 5 THEN
485     flag[5]:=1
        SM5[1]:=1 —SupXXc
        SM5[3]:=0 —SupXXo
    ELSIF SMS[3] = 6 THEN

```

```

        flag [6]:=1
490      SM6[1]:=1 —SupXXc
        SM6[3]:=0 —SupXXo
    ENDIF
    FOR i:=1 to 6
    DO
495      IF flag [i] = 0 then
        if i = 1 then
            SM1[1]:=0
            SM1[3]:=1
        ELSIF i = 2 then
500      SM2[1]:=0
            SM2[3]:=1
        ELSIF i = 3 then
            SM3[1]:=0
            SM3[3]:=1
505      ELSIF i = 4 then
            SM4[1]:=0
            SM4[3]:=1
        ELSIF i = 5 then
            SM5[1]:=0
510      SM5[3]:=1
        ELSIF i = 6 then
            SM6[1]:=0
            SM6[3]:=1
        ENDIF
515      ENDIF
    ENDFOR
    ELSIF Nupv = 5 THEN — Se é necessário ligar CINCO
        submódulos , com Iarn>Iset liga os de menores tensões , no
        caso descrito no endereço SMS[6] e SMS[5] e SMS[4] e
        SMS[3] e SMS[2]
        flag [1]:=0
        flag [2]:=0
520      flag [3]:=0
        flag [4]:=0
        flag [5]:=0
        flag [6]:=0
        IF SMS[6] = 1 THEN
525      flag [1]:=1
            SM1[1]:=1 —SupXXc
            SM1[3]:=0 —SupXXo
        ELSIF SMS[6] = 2 THEN

```

```

                    flag [2] := 1
530                SM2[1] := 1 —SupXXc
                    SM2[3] := 0 —SupXXo
                ELSIF SMS[6] = 3 THEN
                    flag [3] := 1
                    SM3[1] := 1 —SupXXc
535                SM3[3] := 0 —SupXXo
                ELSIF SMS[6] = 4 THEN
                    flag [4] := 1
                    SM4[1] := 1 —SupXXc
                    SM4[3] := 0 —SupXXo
540                ELSIF SMS[6] = 5 THEN
                    flag [5] := 1
                    SM5[1] := 1 —SupXXc
                    SM5[3] := 0 —SupXXo
                ELSIF SMS[6] = 6 THEN
545                flag [6] := 1
                    SM6[1] := 1 —SupXXc
                    SM6[3] := 0 —SupXXo
                ENDIF
            IF SMS[5] = 1 THEN
550                flag [1] := 1
                    SM1[1] := 1 —SupXXc
                    SM1[3] := 0 —SupXXo
                ELSIF SMS[5] = 2 THEN
                    flag [2] := 1
555                SM2[1] := 1 —SupXXc
                    SM2[3] := 0 —SupXXo
                ELSIF SMS[5] = 3 THEN
                    flag [3] := 1
                    SM3[1] := 1 —SupXXc
560                SM3[3] := 0 —SupXXo
                ELSIF SMS[5] = 4 THEN
                    flag [4] := 1
                    SM4[1] := 1 —SupXXc
                    SM4[3] := 0 —SupXXo
565                ELSIF SMS[5] = 5 THEN
                    flag [5] := 1
                    SM5[1] := 1 —SupXXc
                    SM5[3] := 0 —SupXXo
                ELSIF SMS[5] = 6 THEN
570                flag [6] := 1
                    SM6[1] := 1 —SupXXc

```

```

        SM6[3] := 0 —SupXXo
ENDIF
IF SMS[4] = 1 THEN
575     flag[1] := 1
        SM1[1] := 1 —SupXXc
        SM1[3] := 0 —SupXXo
ELSIF SMS[4] = 2 THEN
        flag[2] := 1
580     SM2[1] := 1 —SupXXc
        SM2[3] := 0 —SupXXo
ELSIF SMS[4] = 3 THEN
        flag[3] := 1
585     SM3[1] := 1 —SupXXc
        SM3[3] := 0 —SupXXo
ELSIF SMS[4] = 4 THEN
        flag[4] := 1
        SM4[1] := 1 —SupXXc
        SM4[3] := 0 —SupXXo
590     ELSIF SMS[4] = 5 THEN
        flag[5] := 1
        SM5[1] := 1 —SupXXc
        SM5[3] := 0 —SupXXo
ELSIF SMS[4] = 6 THEN
595     flag[6] := 1
        SM6[1] := 1 —SupXXc
        SM6[3] := 0 —SupXXo
ENDIF
IF SMS[3] = 1 THEN
600     flag[1] := 1
        SM1[1] := 1 —SupXXc
        SM1[3] := 0 —SupXXo
ELSIF SMS[3] = 2 THEN
        flag[2] := 1
605     SM2[1] := 1 —SupXXc
        SM2[3] := 0 —SupXXo
ELSIF SMS[3] = 3 THEN
        flag[3] := 1
610     SM3[1] := 1 —SupXXc
        SM3[3] := 0 —SupXXo
ELSIF SMS[3] = 4 THEN
        flag[4] := 1
        SM4[1] := 1 —SupXXc
        SM4[3] := 0 —SupXXo

```

```

615      ELSIF SMS[3] = 5 THEN
          flag[5]:=1
          SM5[1]:=1 —SupXXc
          SM5[3]:=0 —SupXXo
      ELSIF SMS[3] = 6 THEN
620      flag[6]:=1
          SM6[1]:=1 —SupXXc
          SM6[3]:=0 —SupXXo
      ENDIF
      IF SMS[2] = 1 THEN
625      flag[1]:=1
          SM1[1]:=1 —SupXXc
          SM1[3]:=0 —SupXXo
      ELSIF SMS[2] = 2 THEN
          flag[2]:=1
630      SM2[1]:=1 —SupXXc
          SM2[3]:=0 —SupXXo
      ELSIF SMS[2] = 3 THEN
          flag[3]:=1
          SM3[1]:=1 —SupXXc
635      SM3[3]:=0 —SupXXo
      ELSIF SMS[2] = 4 THEN
          flag[4]:=1
          SM4[1]:=1 —SupXXc
          SM4[3]:=0 —SupXXo
640      ELSIF SMS[2] = 5 THEN
          flag[5]:=1
          SM5[1]:=1 —SupXXc
          SM5[3]:=0 —SupXXo
      ELSIF SMS[2] = 6 THEN
645      flag[6]:=1
          SM6[1]:=1 —SupXXc
          SM6[3]:=0 —SupXXo
      ENDIF
      FOR i:=1 to 6
650      DO
          IF flag[i] = 0 then
              if i = 1 then
                  SM1[1]:=0
                  SM1[3]:=1
655      ELSIF i = 2 then
                  SM2[1]:=0
                  SM2[3]:=1

```

```

        ELSIF i = 3 then
            SM3[1]:=0
            SM3[3]:=1
660
        ELSIF i = 4 then
            SM4[1]:=0
            SM4[3]:=1
        ELSIF i = 5 then
665
            SM5[1]:=0
            SM5[3]:=1
        ELSIF i = 6 then
            SM6[1]:=0
            SM6[3]:=1
670
        ENDIF
    ENDIF
ENDFOR
ENDIF
ELSIF Iset>Iarm THEN
675
    IF Nupv = 1 THEN — Se é necessário ligar um submódulo,
        com Iset>Iarm liga o de maior tensão, no caso descrito
        no endereço SMS[1]
        IF SMS[1] = 1 THEN
            SM1[1]:=1 —SupXXc
            SM1[3]:=0 —SupXXo
            SM2[1]:=0 —SupXXc
680
            SM2[3]:=1 —SupXXo
            SM3[1]:=0 —SupXXc
            SM3[3]:=1 —SupXXo
            SM4[1]:=0 —SupXXc
            SM4[3]:=1 —SupXXo
685
            SM5[1]:=0 —SupXXc
            SM5[3]:=1 —SupXXo
            SM6[1]:=0 —SupXXc
            SM6[3]:=1 —SupXXo
        ELSIF SMS[1] = 2 THEN
690
            SM2[1]:=1 —SupXXc
            SM2[3]:=0 —SupXXo
            SM1[1]:=0 —SupXXc
            SM1[3]:=1 —SupXXo
            SM3[1]:=0 —SupXXc
695
            SM3[3]:=1 —SupXXo
            SM4[1]:=0 —SupXXc
            SM4[3]:=1 —SupXXo
            SM5[1]:=0 —SupXXc

```

```

SM5[3] := 1 —SupXXo
700 SM6[1] := 0 —SupXXc
SM6[3] := 1 —SupXXo
ELSIF SMS[1] = 3 THEN
SM3[1] := 1 —SupXXc
SM3[3] := 0 —SupXXo
705 SM1[1] := 0 —SupXXc
SM1[3] := 1 —SupXXo
SM2[1] := 0 —SupXXc
SM2[3] := 1 —SupXXo
SM4[1] := 0 —SupXXc
710 SM4[3] := 1 —SupXXo
SM5[1] := 0 —SupXXc
SM5[3] := 1 —SupXXo
SM6[1] := 0 —SupXXc
SM6[3] := 1 —SupXXo
715 ELSIF SMS[1] = 4 THEN
SM4[1] := 1 —SupXXc
SM4[3] := 0 —SupXXo
SM1[1] := 0 —SupXXc
SM1[3] := 1 —SupXXo
720 SM2[1] := 0 —SupXXc
SM2[3] := 1 —SupXXo
SM3[1] := 0 —SupXXc
SM3[3] := 1 —SupXXo
SM5[1] := 0 —SupXXc
725 SM5[3] := 1 —SupXXo
SM6[1] := 0 —SupXXc
SM6[3] := 1 —SupXXo
ELSIF SMS[1] = 5 THEN
SM5[1] := 1 —SupXXc
730 SM5[3] := 0 —SupXXo
SM1[1] := 0 —SupXXc
SM1[3] := 1 —SupXXo
SM2[1] := 0 —SupXXc
SM2[3] := 1 —SupXXo
735 SM3[1] := 0 —SupXXc
SM3[3] := 1 —SupXXo
SM4[1] := 0 —SupXXc
SM4[3] := 1 —SupXXo
SM6[1] := 0 —SupXXc
740 SM6[3] := 1 —SupXXo
ELSIF SMS[1] = 6 THEN

```

```

SM6[1]:=1 —SupXXc
SM6[3]:=0 —SupXXo
SM1[1]:=0 —SupXXc
745 SM1[3]:=1 —SupXXo
SM2[1]:=0 —SupXXc
SM2[3]:=1 —SupXXo
SM3[1]:=0 —SupXXc
SM3[3]:=1 —SupXXo
750 SM4[1]:=0 —SupXXc
SM4[3]:=1 —SupXXo
SM5[1]:=0 —SupXXc
SM5[3]:=1 —SupXXo
ENDIF
755 ELSIF Nupv = 2 THEN — Se é necessário ligar DOIS
submódulos, com Iarn<Iset liga os de MAIORES tensões,
no caso descrito no endereço SMS[1] e SMS[2]
flag [1]:=0
flag [2]:=0
flag [3]:=0
flag [4]:=0
760 flag [5]:=0
flag [6]:=0
IF SMS[1] = 1 THEN
flag [1]:=1
SM1[1]:=1 —SupXXc
765 SM1[3]:=0 —SupXXo
ELSIF SMS[1] = 2 THEN
flag [2]:=1
SM2[1]:=1 —SupXXc
SM2[3]:=0 —SupXXo
770 ELSIF SMS[1] = 3 THEN
flag [3]:=1
SM3[1]:=1 —SupXXc
SM3[3]:=0 —SupXXo
ELSIF SMS[1] = 4 THEN
775 flag [4]:=1
SM4[1]:=1 —SupXXc
SM4[3]:=0 —SupXXo
ELSIF SMS[1] = 5 THEN
flag [5]:=1
780 SM5[1]:=1 —SupXXc
SM5[3]:=0 —SupXXo
ELSIF SMS[1] = 6 THEN

```

```

        flag [6]:=1
        SM6[1]:=1 —SupXXc
785     SM6[3]:=0 —SupXXo
ENDIF
IF SMS[2] = 1 THEN
    flag [1]:=1
    SM1[1]:=1 —SupXXc
790     SM1[3]:=0 —SupXXo
ELSIF SMS[2] = 2 THEN
    flag [2]:=1
    SM2[1]:=1 —SupXXc
    SM2[3]:=0 —SupXXo
795     ELSIF SMS[2] = 3 THEN
        flag [3]:=1
        SM3[1]:=1 —SupXXc
        SM3[3]:=0 —SupXXo
    ELSIF SMS[2] = 4 THEN
800     flag [4]:=1
        SM4[1]:=1 —SupXXc
        SM4[3]:=0 —SupXXo
    ELSIF SMS[2] = 5 THEN
805     flag [5]:=1
        SM5[1]:=1 —SupXXc
        SM5[3]:=0 —SupXXo
    ELSIF SMS[2] = 6 THEN
        flag [6]:=1
        SM6[1]:=1 —SupXXc
810     SM6[3]:=0 —SupXXo
ENDIF
FOR i:=1 to 6
DO
    IF flag [i] = 0 then
815     if i = 1 then
        SM1[1]:=0
        SM1[3]:=1
    ELSIF i = 2 then
        SM2[1]:=0
820     SM2[3]:=1
    ELSIF i = 3 then
        SM3[1]:=0
        SM3[3]:=1
    ELSIF i = 4 then
825     SM4[1]:=0

```

```

      SM4[3]:=1
      ELSIF i = 5 then
        SM5[1]:=0
        SM5[3]:=1
830      ELSIF i = 6 then
        SM6[1]:=0
        SM6[3]:=1
      ENDIF
    ENDIF
835  ENDFOR
  ELSIF Nupv = 3 THEN — Se é necessário ligar três
    submódulos, com Iarn<Iset liga os de maiores tensões, no
    caso descrito no endereço SMS[1] e SMS[2] e SMS[3]
    flag [1]:=0
    flag [2]:=0
    flag [3]:=0
840    flag [4]:=0
    flag [5]:=0
    flag [6]:=0
    IF SMS[1] = 1 THEN
      flag [1]:=1
845      SM1[1]:=1 —SupXXc
      SM1[3]:=0 —SupXXo
    ELSIF SMS[1] = 2 THEN
      flag [2]:=1
      SM2[1]:=1 —SupXXc
850      SM2[3]:=0 —SupXXo
    ELSIF SMS[1] = 3 THEN
      flag [3]:=1
      SM3[1]:=1 —SupXXc
      SM3[3]:=0 —SupXXo
855    ELSIF SMS[1] = 4 THEN
      flag [4]:=1
      SM4[1]:=1 —SupXXc
      SM4[3]:=0 —SupXXo
    ELSIF SMS[1] = 5 THEN
860      flag [5]:=1
      SM5[1]:=1 —SupXXc
      SM5[3]:=0 —SupXXo
    ELSIF SMS[1] = 6 THEN
      flag [6]:=1
865      SM6[1]:=1 —SupXXc
      SM6[3]:=0 —SupXXo

```

```

ENDIF
IF SMS[2] = 1 THEN
    flag[1]:=1
870     SM1[1]:=1 —SupXXc
        SM1[3]:=0 —SupXXo
ELSIF SMS[2] = 2 THEN
    flag[2]:=1
875     SM2[1]:=1 —SupXXc
        SM2[3]:=0 —SupXXo
ELSIF SMS[2] = 3 THEN
    flag[3]:=1
        SM3[1]:=1 —SupXXc
        SM3[3]:=0 —SupXXo
880 ELSIF SMS[2] = 4 THEN
    flag[4]:=1
        SM4[1]:=1 —SupXXc
        SM4[3]:=0 —SupXXo
ELSIF SMS[2] = 5 THEN
885     flag[5]:=1
        SM5[1]:=1 —SupXXc
        SM5[3]:=0 —SupXXo
ELSIF SMS[2] = 6 THEN
    flag[6]:=1
890     SM6[1]:=1 —SupXXc
        SM6[3]:=0 —SupXXo
ENDIF
IF SMS[3] = 1 THEN
    flag[1]:=1
895     SM1[1]:=1 —SupXXc
        SM1[3]:=0 —SupXXo
ELSIF SMS[3] = 2 THEN
    flag[2]:=1
        SM2[1]:=1 —SupXXc
900     SM2[3]:=0 —SupXXo
ELSIF SMS[3] = 3 THEN
    flag[3]:=1
        SM3[1]:=1 —SupXXc
        SM3[3]:=0 —SupXXo
905 ELSIF SMS[3] = 4 THEN
    flag[4]:=1
        SM4[1]:=1 —SupXXc
        SM4[3]:=0 —SupXXo
ELSIF SMS[3] = 5 THEN

```

```

910         flag [5]:=1
           SM5[1]:=1 —SupXXc
           SM5[3]:=0 —SupXXo
     ELSIF SMS[3] = 6 THEN
           flag [6]:=1
915         SM6[1]:=1 —SupXXc
           SM6[3]:=0 —SupXXo
     ENDIF
     FOR i:=1 to 6
     DO
920         IF flag [i] = 0 then
           if i = 1 then
             SM1[1]:=0
             SM1[3]:=1
           ELSIF i = 2 then
925             SM2[1]:=0
             SM2[3]:=1
           ELSIF i = 3 then
             SM3[1]:=0
             SM3[3]:=1
           ELSIF i = 4 then
930             SM4[1]:=0
             SM4[3]:=1
           ELSIF i = 5 then
             SM5[1]:=0
935             SM5[3]:=1
           ELSIF i = 6 then
             SM6[1]:=0
             SM6[3]:=1
           ENDIF
         ENDIF
940     ENDIF
     ENDFOR
     ELSIF Nupv = 4 THEN — Se é necessário ligar QUATRO
       submódulos, com Iarn<Iset liga os de MAIORES tensões, no
       caso descrito no endereço SMS[1] e SMS[2] e SMS[3] e
       SMS[4]
       flag [1]:=0
       flag [2]:=0
945       flag [3]:=0
       flag [4]:=0
       flag [5]:=0
       flag [6]:=0
       IF SMS[1] = 1 THEN

```

```

950         flag [ 1 ] := 1
           SM1 [ 1 ] := 1 —SupXXc
           SM1 [ 3 ] := 0 —SupXXo
     ELSIF SMS [ 1 ] = 2 THEN
           flag [ 2 ] := 1
955         SM2 [ 1 ] := 1 —SupXXc
           SM2 [ 3 ] := 0 —SupXXo
     ELSIF SMS [ 1 ] = 3 THEN
           flag [ 3 ] := 1
           SM3 [ 1 ] := 1 —SupXXc
960         SM3 [ 3 ] := 0 —SupXXo
     ELSIF SMS [ 1 ] = 4 THEN
           flag [ 4 ] := 1
           SM4 [ 1 ] := 1 —SupXXc
           SM4 [ 3 ] := 0 —SupXXo
965     ELSIF SMS [ 1 ] = 5 THEN
           flag [ 5 ] := 1
           SM5 [ 1 ] := 1 —SupXXc
           SM5 [ 3 ] := 0 —SupXXo
     ELSIF SMS [ 1 ] = 6 THEN
970         flag [ 6 ] := 1
           SM6 [ 1 ] := 1 —SupXXc
           SM6 [ 3 ] := 0 —SupXXo
     ENDIF
     IF SMS [ 2 ] = 1 THEN
975         flag [ 1 ] := 1
           SM1 [ 1 ] := 1 —SupXXc
           SM1 [ 3 ] := 0 —SupXXo
     ELSIF SMS [ 2 ] = 2 THEN
           flag [ 2 ] := 1
980         SM2 [ 1 ] := 1 —SupXXc
           SM2 [ 3 ] := 0 —SupXXo
     ELSIF SMS [ 2 ] = 3 THEN
           flag [ 3 ] := 1
           SM3 [ 1 ] := 1 —SupXXc
985         SM3 [ 3 ] := 0 —SupXXo
     ELSIF SMS [ 2 ] = 4 THEN
           flag [ 4 ] := 1
           SM4 [ 1 ] := 1 —SupXXc
           SM4 [ 3 ] := 0 —SupXXo
990     ELSIF SMS [ 2 ] = 5 THEN
           flag [ 5 ] := 1
           SM5 [ 1 ] := 1 —SupXXc

```

```

          SM5[3]:=0 —SupXXo
ELSIF SMS[2] = 6 THEN
995     flag[6]:=1
          SM6[1]:=1 —SupXXc
          SM6[3]:=0 —SupXXo
ENDIF
IF SMS[3] = 1 THEN
1000     flag[1]:=1
          SM1[1]:=1 —SupXXc
          SM1[3]:=0 —SupXXo
ELSIF SMS[3] = 2 THEN
          flag[2]:=1
1005     SM2[1]:=1 —SupXXc
          SM2[3]:=0 —SupXXo
ELSIF SMS[4] = 3 THEN
          flag[3]:=1
          SM3[1]:=1 —SupXXc
1010     SM3[3]:=0 —SupXXo
ELSIF SMS[3] = 4 THEN
          flag[4]:=1
          SM4[1]:=1 —SupXXc
          SM4[3]:=0 —SupXXo
1015     ELSIF SMS[3] = 5 THEN
          flag[5]:=1
          SM5[1]:=1 —SupXXc
          SM5[3]:=0 —SupXXo
ELSIF SMS[3] = 6 THEN
1020     flag[6]:=1
          SM6[1]:=1 —SupXXc
          SM6[3]:=0 —SupXXo
ENDIF
IF SMS[4] = 1 THEN
1025     flag[1]:=1
          SM1[1]:=1 —SupXXc
          SM1[3]:=0 —SupXXo
ELSIF SMS[4] = 2 THEN
          flag[2]:=1
1030     SM2[1]:=1 —SupXXc
          SM2[3]:=0 —SupXXo
ELSIF SMS[4] = 3 THEN
          flag[3]:=1
          SM3[1]:=1 —SupXXc
1035     SM3[3]:=0 —SupXXo

```

```

        ELSIF SMS[4] = 4 THEN
            flag[4]:=1
            SM4[1]:=1 —SupXXc
            SM4[3]:=0 —SupXXo
1040 ELSIF SMS[4] = 5 THEN
            flag[5]:=1
            SM5[1]:=1 —SupXXc
            SM5[3]:=0 —SupXXo
        ELSIF SMS[4] = 6 THEN
1045     flag[6]:=1
            SM6[1]:=1 —SupXXc
            SM6[3]:=0 —SupXXo
        ENDIF
    FOR i:=1 to 6
1050 DO
        IF flag[i] = 0 then
            if i = 1 then
                SM1[1]:=0
                SM1[3]:=1
1055 ELSIF i = 2 then
                SM2[1]:=0
                SM2[3]:=1
            ELSIF i = 3 then
                SM3[1]:=0
1060 SM3[3]:=1
            ELSIF i = 4 then
                SM4[1]:=0
                SM4[3]:=1
            ELSIF i = 5 then
1065 SM5[1]:=0
                SM5[3]:=1
            ELSIF i = 6 then
                SM6[1]:=0
                SM6[3]:=1
1070 ENDIF
        ENDIF
    ENDFOR
    ELSIF Nupv = 5 THEN — Se é necessário ligar CINCO
        submódulos, com Iarn>Iset liga os de menores tensões, no
        caso descrito no endereço SMS[1] e SMS[2] e SMS[3] e
        SMS[4] e SMS[5]
        flag[1]:=0
1075 flag[2]:=0

```

```

flag [3]:=0
flag [4]:=0
flag [5]:=0
flag [6]:=0
1080 IF SMS[1] = 1 THEN
      flag [1]:=1
      SM1[1]:=1 —SupXXc
      SM1[3]:=0 —SupXXo
ELSIF SMS[1] = 2 THEN
1085   flag [2]:=1
      SM2[1]:=1 —SupXXc
      SM2[3]:=0 —SupXXo
ELSIF SMS[1] = 3 THEN
      flag [3]:=1
1090   SM3[1]:=1 —SupXXc
      SM3[3]:=0 —SupXXo
ELSIF SMS[1] = 4 THEN
      flag [4]:=1
      SM4[1]:=1 —SupXXc
1095   SM4[3]:=0 —SupXXo
ELSIF SMS[1] = 5 THEN
      flag [5]:=1
      SM5[1]:=1 —SupXXc
      SM5[3]:=0 —SupXXo
1100 ELSIF SMS[1] = 6 THEN
      flag [6]:=1
      SM6[1]:=1 —SupXXc
      SM6[3]:=0 —SupXXo
ENDIF

1105
IF SMS[2] = 1 THEN
      flag [1]:=1
      SM1[1]:=1 —SupXXc
      SM1[3]:=0 —SupXXo
1110 ELSIF SMS[2] = 2 THEN
      flag [2]:=1
      SM2[1]:=1 —SupXXc
      SM2[3]:=0 —SupXXo
ELSIF SMS[2] = 3 THEN
1115   flag [3]:=1
      SM3[1]:=1 —SupXXc
      SM3[3]:=0 —SupXXo
ELSIF SMS[2] = 4 THEN

```

```

    flag [4] := 1
1120    SM4[1] := 1 —SupXXc
        SM4[3] := 0 —SupXXo
    ELSIF SMS[2] = 5 THEN
        flag [5] := 1
        SM5[1] := 1 —SupXXc
1125    SM5[3] := 0 —SupXXo
    ELSIF SMS[2] = 6 THEN
        flag [6] := 1
        SM6[1] := 1 —SupXXc
        SM6[3] := 0 —SupXXo
1130    ENDIF
    IF SMS[3] = 1 THEN
        flag [1] := 1
        SM1[1] := 1 —SupXXc
        SM1[3] := 0 —SupXXo
1135    ELSIF SMS[3] = 2 THEN
        flag [2] := 1
        SM2[1] := 1 —SupXXc
        SM2[3] := 0 —SupXXo
    ELSIF SMS[3] = 3 THEN
1140    flag [3] := 1
        SM3[1] := 1 —SupXXc
        SM3[3] := 0 —SupXXo
    ELSIF SMS[3] = 4 THEN
        flag [4] := 1
1145    SM4[1] := 1 —SupXXc
        SM4[3] := 0 —SupXXo
    ELSIF SMS[3] = 5 THEN
        flag [5] := 1
        SM5[1] := 1 —SupXXc
1150    SM5[3] := 0 —SupXXo
    ELSIF SMS[3] = 6 THEN
        flag [6] := 1
        SM6[1] := 1 —SupXXc
        SM6[3] := 0 —SupXXo
1155    ENDIF
    IF SMS[4] = 1 THEN
        flag [1] := 1
        SM1[1] := 1 —SupXXc
        SM1[3] := 0 —SupXXo
1160    ELSIF SMS[4] = 2 THEN
        flag [2] := 1

```

```

        SM2[1]:=1 —SupXXc
        SM2[3]:=0 —SupXXo
    ELSIF SMS[4] = 3 THEN
1165         flag[3]:=1
        SM3[1]:=1 —SupXXc
        SM3[3]:=0 —SupXXo
    ELSIF SMS[4] = 4 THEN
        flag[4]:=1
1170         SM4[1]:=1 —SupXXc
        SM4[3]:=0 —SupXXo
    ELSIF SMS[4] = 5 THEN
        flag[5]:=1
1175         SM5[1]:=1 —SupXXc
        SM5[3]:=0 —SupXXo
    ELSIF SMS[4] = 6 THEN
        flag[6]:=1
        SM6[1]:=1 —SupXXc
        SM6[3]:=0 —SupXXo
1180    ENDIF
    IF SMS[5] = 1 THEN
        flag[1]:=1
        SM1[1]:=1 —SupXXc
        SM1[3]:=0 —SupXXo
1185    ELSIF SMS[5] = 2 THEN
        flag[2]:=1
        SM2[1]:=1 —SupXXc
        SM2[3]:=0 —SupXXo
    ELSIF SMS[5] = 3 THEN
1190         flag[3]:=1
        SM3[1]:=1 —SupXXc
        SM3[3]:=0 —SupXXo
    ELSIF SMS[5] = 4 THEN
        flag[4]:=1
1195         SM4[1]:=1 —SupXXc
        SM4[3]:=0 —SupXXo
    ELSIF SMS[5] = 5 THEN
        flag[5]:=1
        SM5[1]:=1 —SupXXc
1200         SM5[3]:=0 —SupXXo
    ELSIF SMS[5] = 6 THEN
        flag[6]:=1
        SM6[1]:=1 —SupXXc
        SM6[3]:=0 —SupXXo

```

```
1205         ENDIF
           FOR i:=1 to 6
           DO
               IF flag[i] = 0 then
                   if i = 1 then
1210                       SM1[1]:=0
                       SM1[3]:=1
                   ELSIF i = 2 then
                       SM2[1]:=0
                       SM2[3]:=1
1215                   ELSIF i = 3 then
                       SM3[1]:=0
                       SM3[3]:=1
                   ELSIF i = 4 then
                       SM4[1]:=0
1220                       SM4[3]:=1
                   ELSIF i = 5 then
                       SM5[1]:=0
                       SM5[3]:=1
                   ELSIF i = 6 then
1225                       SM6[1]:=0
                       SM6[3]:=1
                   ENDIF
               ENDIF
           ENDIF
           ENDFOR
1230       ENDIF
       ENDIF
   ENDIF
ENDEXEC
1235 ENDMODEL
```

APÊNDICE F - Programa Gerador dos Pulsos de Referência

Listagem F.1: Gerador dos Pulsos de Referência para as Rotinas de Seleção dos Capacitores

```

MODEL SORTREF
—Programa responsável pela identificação do início de cada ciclo no sinal
—senoidal de referência.
—Autor: Murilo Leandro Franco
5 INPUT
    Theta — Entradas
    ref
OUTPUT
    OUT1 — Saídas para disparo
10 VAR
    thetaV — Variáveis
    refV
    OUT1
INIT
15  thetaV:=0 —Inicialização
    refV:=0
    OUT1:=0
ENDINIT
EXEC
20  thetaV:=Theta
    refV:=ref
    IF thetaV<-175 THEN —Caso o angulo for infeior a -180°, dispara
        OUT1:=1
    ELSE
25  OUT1:=0
    ENDIF
ENDEXEC
ENDMODEL

```

APÊNDICE G – Programa para a Seleção das Tensões sobre os Capacitores

Listagem G.1: Programa para a Seleção das Tensões sobre os Capacitores

MODEL CVSelection

—Capacitor Voltage Selection é uma rotina criada para definir em ordem
—decrecente as tensões dos capacitores dos submódulo da maior para a
menor

—Implementado por Murilo Franco

5 —Utilizada para controle do conversor Back-to-Back de 13 níveis (6 SM por
braço)

—baseado no artigo: "Dynamic Performance of a Modular Multilevel Back-to-
Back

—HVDC System" 0885-8977/\$26.00 © 2010 IEEE.

DATA

10 REFV, —valor de referência

SMNum — número de submódulos por braço

INPUT

VCAP123[1..3],

VCAP456[1..3],

15 ref

OUTPUT

OUT1[1..3], —saídas com submódulo que possui a tensão mais alta sendo
que:

—out1[1] 1ª MAIS ALTA, —out1[2] 2ª MAIS ALTA, —out1[3] 3ª
MAIS ALTA

—out2[1] 4ª MAIS ALTA, —out2[2] 5ª MAIS ALTA, —out2[3] 6ª
MAIS ALTA

20 OUT2[1..3]

VAR

pos[1..6],

Vcap[1..6],

OUT1[1..3],

```

25     OUT2[1..3] ,
        temp ,
        i ,
        j ,
        refsg ,
30     Vc1 ,
        Vc2 ,
        Vc3 ,
        Vc4 ,
        Vc5 ,
35     Vc6

```

HISTORY

```

        Vc1 { dflt:0}
        Vc2 { dflt:0}
40     Vc3 { dflt:0}
        Vc4 { dflt:0}
        Vc5 { dflt:0}
        Vc6 { dflt:0}
        pos [1] { dflt:1}
45     pos [2] { dflt:2}
        pos [3] { dflt:3}
        pos [4] { dflt:4}
        pos [5] { dflt:5}
        pos [6] { dflt:6}

```

50

DELAY

```

        CELLS (Vc1):10000
        CELLS (Vc2):10000
        CELLS (Vc3):10000
55     CELLS (Vc4):10000
        CELLS (Vc5):10000
        CELLS (Vc6):10000

```

INIT

```

60     refsg:=ref
        Vcap[1]:=VCAP123[1]--tensão no capacitor do submódulo 1
        Vcap[2]:=VCAP123[2]--tensão no capacitor do submódulo 2
        Vcap[3]:=VCAP123[3]--tensão no capacitor do submódulo 3
        Vcap[4]:=VCAP456[1]--tensão no capacitor do submódulo 4
65     Vcap[5]:=VCAP456[2]--tensão no capacitor do submódulo 5
        Vcap[6]:=VCAP456[3]--tensão no capacitor do submódulo 6

```

```

histdef(pos[1]):=1 — Vetores históricos das posições das tensões mais
    altas
histdef(pos[2]):=2
histdef(pos[3]):=3
70 histdef(pos[4]):=4
histdef(pos[5]):=5
histdef(pos[6]):=6
temp:=0
i:=0
75 j:=0

OUT1[1]:=0
OUT1[2]:=0
OUT1[3]:=0
80
OUT2[1]:=0
OUT2[2]:=0
OUT2[3]:=0

85 ENDINIT

EXEC
    refsg:=ref
Vcap[1]:=VCAP123[1]—tensão no capacitor do submódulo 1
90 Vcap[2]:=VCAP123[2]—tensão no capacitor do submódulo 2
Vcap[3]:=VCAP123[3]—tensão no capacitor do submódulo 3

Vcap[4]:=VCAP456[1]—tensão no capacitor do submódulo 4
Vcap[5]:=VCAP456[2]—tensão no capacitor do submódulo 5
95 Vcap[6]:=VCAP456[3]—tensão no capacitor do submódulo 6

IF refsg > REFV THEN
—se o pulso de entrada for mais alto que tensão de referÊncia inicia o
100 —processo de seleção

    temp:=0
    i:=0
    j:=0
105

—% Ordena o Vcap e o vetor de posições com base no Vcap original

```

```

FOR i:=1 TO SMNum
DO
  IF i < SMNum THEN
    FOR j:=i+1 TO SMNum
    DO
      IF Vcap[j] > Vcap[i] THEN
        —% Troca de posição os elementos no Vcap
        temp := Vcap[i]
        Vcap[i] := Vcap[j]
        Vcap[j] := temp
      —% Troca de posição os elementos no Vcap de
        posições
        temp := pos[i]
        pos[i]:= pos[j]
        pos[j]:= temp
      ENDIF
    ENDFOR
  ENDFOR
  ENDFOR
  Vc1 := Vcap[1]
  Vc2 := Vcap[2]
  Vc3 := Vcap[3]
  Vc4 := Vcap[4]
  Vc5 := Vcap[5]
  Vc6 := Vcap[6]
  IF Vc1 = VCAP123[1] THEN — indica qual submódulo possui a tensão
    maior
    pos[1] :=1
  ELSIF Vc1 = VCAP123[2] THEN
    pos[1] :=2
  ELSIF Vc1 = VCAP123[3] THEN
    pos[1] :=3
  ELSIF Vc1 = VCAP456[1] THEN
    pos[1] :=4
  ELSIF Vc1 = VCAP456[2] THEN
    pos[1] :=5
  ELSIF Vc1 = VCAP456[3] THEN
    pos[1] :=6
  ENDFOR
  IF Vc2 = VCAP123[1] THEN — indica qual submódulo possui a tensão
    maior

```

```

    pos [2] :=1
150 ELSIF Vc2 = VCAP123 [2] THEN
    pos [2] :=2
    ELSIF Vc2 = VCAP123 [3] THEN
    pos [2] :=3
    ELSIF Vc2 = VCAP456 [1] THEN
155 pos [2] :=4
    ELSIF Vc2 = VCAP456 [2] THEN
    pos [2] :=5
    ELSIF Vc2 = VCAP456 [3] THEN
    pos [2] :=6
160 ENDIF

IF Vc3 = VCAP123 [1] THEN — indica qual submódulo possui a tensão
    maior
    pos [3] :=1
    ELSIF Vc3 = VCAP123 [2] THEN
165 pos [3] :=2
    ELSIF Vc3 = VCAP123 [3] THEN
    pos [3] :=3
    ELSIF Vc3 = VCAP456 [1] THEN
    pos [3] :=4
170 ELSIF Vc3 = VCAP456 [2] THEN
    pos [3] :=5
    ELSIF Vc3 = VCAP456 [3] THEN
    pos [3] :=6
    ENDIF

175 IF Vc4 = VCAP123 [1] THEN — indica qual submódulo possui a tensão
    maior
    pos [4] :=1
    ELSIF Vc4 = VCAP123 [2] THEN
    pos [4] :=2
180 ELSIF Vc4 = VCAP123 [3] THEN
    pos [4] :=3
    ELSIF Vc4 = VCAP456 [1] THEN
    pos [4] :=4
    ELSIF Vc4 = VCAP456 [2] THEN
185 pos [4] :=5
    ELSIF Vc4 = VCAP456 [3] THEN
    pos [4] :=6
    ENDIF

```

```

190     IF Vc5 = VCAP123[1] THEN — indica qual submódulo possui a tensão
        maior
            pos[5] :=1
        ELSIF Vc5 = VCAP123[2] THEN
            pos[5] :=2
        ELSIF Vc5 = VCAP123[3] THEN
195             pos[5] :=3
        ELSIF Vc5 = VCAP456[1] THEN
            pos[5] :=4
        ELSIF Vc5 = VCAP456[2] THEN
            pos[5] :=5
200     ELSIF Vc5 = VCAP456[3] THEN
            pos[5] :=6
        ENDIF

        IF Vc6 = VCAP123[1] THEN — indica qual submódulo possui a tensão
            maior
205             pos[6] :=1
        ELSIF Vc6 = VCAP123[2] THEN
            pos[6] :=2
        ELSIF Vc6 = VCAP123[3] THEN
            pos[6] :=3
210     ELSIF Vc6 = VCAP456[1] THEN
            pos[6] :=4
        ELSIF Vc6 = VCAP456[2] THEN
            pos[6] :=5
        ELSIF Vc6 = VCAP456[3] THEN
215             pos[6] :=6
        ENDIF

        OUT1[1] := pos[1]
        OUT1[2] := pos[2]
        OUT1[3] := pos[3]
220     OUT2[1] := pos[4]
        OUT2[2] := pos[5]
        OUT2[3] := pos[6]

    else
        OUT1[1] := pos[1]
225     OUT1[2] := pos[2]
        OUT1[3] := pos[3]
        OUT2[1] := pos[4]
        OUT2[2] := pos[5]
        OUT2[3] := pos[6]
230     ENDIF

```

ENDEXEC
ENDMODEL

APÊNDICE H – Programa de Controle Limitador de Curto-Circuito Pirotécnico

Listagem H.1: Programa utilizado para controle da resistência variável que representa o limitador de curto-circuito pirotécnico

MODEL ISLIMITER_CONTROL.RES

—Modelo de controlador do limitador de curto circuito Pirotécnico

—Murilo Leandro Franco

—murilo.franco@focusengenharia.eng.br

5

INPUT

IABC[1..3] —ENTRADA DE CORRENTE

DATA

Icc_inst , DIDT, I2T

10

VAR

OUT[1..3] —VARIÁVEL DE SAÍDA

t_ATUACAOa — TEMPO DE ATUAÇÃO, VARIÁVEL DE REGISTRO

t_ATUACAOb

t_ATUACAOc

15

Ia — CORRENTE MEDIDA FASE A

Ib — CORRENTE MEDIDA FASE B

Ic — CORRENTE MEDIDA FASE C

IfA

IfB

20

IfC

DIA

DIB

DIC

DIAF

25

DIBF

DICF

DIAFc

DIBFc

DICFc

```

30      IfAc
        IfBc
        IfCc
        dIdT_calc
OUTPUT —SAÍDAS
35      OUT[1..3]
INIT
        OUT[1]:=0.001
        OUT[2]:=0.001
        OUT[3]:=0.001
40      t_ATUACAOa:=0
        t_ATUACAOb:=0
        t_ATUACAOc:=0
        Ia:=IABC[1]
        Ib:=IABC[2]
45      Ic:=IABC[3]
        histdef(IfA) := 0
        histdef(IfB) := 0
        histdef(IfC) := 0
        histdef(DIAF) := 0
50      histdef(DIBF) := 0
        histdef(DICF) := 0
        histdef(IfAc) := 0
        histdef(IfBc) := 0
        histdef(IfCc) := 0
55      DIA :=0
        DIB :=0
        DIC :=0
        IfAc:=0
        IfBc:=0
60      IfCc:=0
        DIAFc:=0
        DIBFc:=0
        DICFc:=0
ENDINIT
65
EXEC
        Ia:=IABC[1]
        Ib:=IABC[2]
        Ic:=IABC[3]
70      IfA :=(0.96*prevval(IfA)+Ia)
        IfB :=(0.96*prevval(IfB)+Ib)
        IfC :=(0.96*prevval(IfC)+Ic)

```

```

IfAc:=IfA/25
IfBc:=IfB/25
75 IfCc:=IfC/25

DIA:=deriv(IfAc)
DIB:=deriv(IfBc)
DIC:=deriv(IfCc)
80 DIAF:= (0.95*prevval(DIAF)+DIA)
DIBF:= (0.95*prevval(DIBF)+DIB)
DICF:= (0.95*prevval(DICF)+DIC)
DIAFc:= DIAF/20000
DIBFc:= DIBF/20000
85 DICFc:= DICF/20000

IF t_ATUACAOa=0
  THEN
    OUT[1]:=0.001
90    IF ABS(IfAc)>Icc_inst AND ABS(DIAFc)>DIDT
      THEN
        t_ATUACAOa:=T
      ENDIF
  ELSE
95    OUT[1]:=5E+5*(T-t_ATUACAOa)**1.7
  ENDIF

IF t_ATUACAOb=0
  THEN
100    OUT[2]:=0.001
      IF ABS(IfBc)>Icc_inst AND ABS(DIBFc)>DIDT
        THEN
          t_ATUACAOb:=T
        ENDIF
  ELSE
105    OUT[2]:=5E+5*(T-t_ATUACAOb)**1.7
  ENDIF

IF t_ATUACAOc=0
  THEN
110    OUT[3]:=0.001
      IF ABS(IfCc)>Icc_inst AND ABS(DICFc)>DIDT
        THEN
115          t_ATUACAOc:=T
        ENDIF
  ELSE
    OUT[3]:=5E+5*(T-t_ATUACAOc)**1.7
  ENDIF

```

```
                ENDIF
            ELSE
                OUT[3] := 5E+5*(T-t_ATUACAOc) ** 1.7
120            ENDIF
        ENDEXEC
    ENDMODEL
```

APÊNDICE I - Definição dos Parâmetros de Controle

Listagem I.1: Programa para a Definição dos Parâmetros de Controle de Corrente

```
%PARAMETROS DE CONTROLE DO MMC-B2B
```

```

clear all;
clc;
5 Wo = 2*pi*60

Larm = 0.00753
Rarm = 0.1

10
%%
Lg = 5E-3 %Lcabo+ACSystInduct_30kV+Ltrafo
Rg = 0.1%Rcabo+Rtrafo+ACSystResist_30kV
alpha_f = 100;
15
L_f = Lg + Larm/2
L_f_wo = L_f*Wo

R_f = Rg + Rarm/2
20

% Current control
alpha_f = 100; % cut off frequency of the PI controller
R_gc_a = alpha_f*L_f - R_f % active damping coefficient
25 K_gc_pd = alpha_f*L_f % propotional gain for d-axis
K_gc_id = alpha_f*(R_f + R_gc_a) % integral gain for d-axis
K_gc_pq = alpha_f*L_f % proportional gain for q-axis
K_gc_iq = alpha_f*(R_f+R_gc_a) % integral gain for q-axis

```

Referências

- ABB. *Catálogo Is-limiter - Limitador de corrente extra rápido*. Guarulhos, Brasil: ABB, 2011.
- ABB. Power semiconductors. ABB, v. 5SYA 2109-03, p. 1–21, 2018.
- ABNT. Conjuntos de manobra e comando de baixa tensão parte 0: Diretrizes para especificação dos conjuntos. *ABNT IEC 61439-0*, Ed. 1, p. 1–73, 2017.
- AKAGI, H.; INOUE, S.; YOSHII, T. Control and performance of a transformerless cascade pwm statcom with star configuration. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 43, n. 4, p. 1041–1049, 2007.
- ALASSI, A. et al. Innovative energy management system for mvdc networks with black-start capabilities. *Energies*, MDPI, v. 14, n. 2100, p. 1–21, 2021.
- ALLEBROD, S.; HAMERSKI, R.; MARQUARDT, R. New transformerless, scalable modular multilevel converters for hvdc-transmission. In: *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 174–179.
- ANDERSEN, B. et al. Topologies for vsc transmission. *Power Engineering Journal*, v. 16, n. 3, p. 142–150, 2002.
- BAHRANI, B.; KENZELMANN, S.; RUFER, A. Multivariable-pi-based dq current control of voltage source converters with superior axis decoupling capability. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 7, p. 3016–3026, 2011.
- BATHURST, G.; HWANG, G.; TEJWANI, L. Mvdc - the new technology for distribution networks. *11th International Conference on AC and DC Power Transmission*, IET, Birmingham, Inglaterra, p. 1–5, 2015.
- BHASKAR, R.; AGARWAL, V. Capacitor voltage balancing in back-to-back modular multilevel converter. In: *2016 IEEE 7th Power India International Conference (PIICON)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–5.
- BORGES, A. C. *Análise da Operação do Conversor Fonte de Tensão em “Back-to-Back” para Microrredes*: Dissertação de mestrado. Rio de Janeiro, Brasil: UFRJ, 2010.
- CARRARA, G. et al. A new multilevel pwm method: a theoretical analysis. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 7, n. 3, p. 497–505, 1992.
- CHUCO, B.; WATANABE, E. Back-to-back hvdc based on modular multilevel converter. In: *XI Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 970–976.
- CIGRÉ. Application and feasibility of fault current limiters in power systems: Technical brochure. *Cigré*, v. 497, p. 1–119, 2012.

- CIGRÉ. Guidelines for representation of network elements when calculating transients. Cigré, 2012.
- COSSE, R.; HAZEL, T.; THOMASSET, G. Iec medium-voltage circuit-breaker interrupting ratings-unstated short-circuit considerations. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 36, n. 3, p. 884–892, 2000.
- COSSE, R.; HAZEL, T.; YOUSSEF, R. Choosing medium-voltage circuit-breakers based on iec60909 short-circuit calculations. In: *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129)*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 4, p. 2798–2805 vol.4.
- DAN Z. CZIRA, L. P. A. M. Comparison of traditional and thyristor-controlled fault current limiters for medium voltage application. In: *IPST 1999 - International Conference on Power Systems Transients*. Budapeste, Hungria: [s.n.], 1999.
- DEBNATH, S. et al. Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: A review. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 1, p. 37–53, 2015.
- DIAS, T.; BONATTO, B.; FILHO, J. M. A pyrotechnic fault current limiter model for transient calculations in industrial power systems. In: . [S.l.: s.n.], 2015.
- DIAS, T. C. *Aplicação de Limitadores de Correntes de Curto-circuito Pirotécnicos em Sistemas Elétricos Industriais*: Dissertação de mestrado. Itajubá, Brasil: UNIFEI, 2016.
- EPE. *Anuário Estatístico de Energia Elétrica. Ano Base 2022*. Rio de Janeiro, Brasil: Empresa de Pesquisa Energética, 2023.
- EPE. *Balanço Energético Nacional. Relatório Síntese. Ano Base 2022*. Rio de Janeiro, Brasil: Empresa de Pesquisa Energética, 2023.
- EPE. *Plano de Energia 2031*. Rio de Janeiro, Brasil: Empresa de Pesquisa Energética, 2023.
- ESPI, J.; CASTELLO, J. Wind turbine generation system with optimized dc-link design and control. *Transactions on Industrial Electronics, IEEE*, v. 60, n. 3, p. 919–929, 2013.
- FAN, Y. et al. Electromechanical transient and electromagnetic transient hybrid modeling and simulation of back to back mmc-hvdc project. In: *2018 2nd IEEE Conference on Energy Internet and Energy System Integration (EI2)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6.
- FRANCO, M. et al. Modeling and normative instructions for the application of emt-based programs in the evaluation of medium voltage circuit-breakers in a real industrial system. *Electric Power Systems Research*, v. 223, p. 109627, 2023. ISSN 0378-7796. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779623005163>>.
- GNANARATHNA, U. N.; GOLE, A. M.; JAYASINGHE, R. P. Efficient modeling of modular multilevel hvdc converters (mmc) on electromagnetic transient simulation programs. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 26, n. 1, p. 316–324, 2011.

- GOLE, A. et al. Guidelines for modeling power electronics in electric power engineering applications. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 12, n. 1, p. 505–514, 1997.
- GREENWOOD, A. *Electrical Transients in Power Systems*. Londres, Inglaterra: Wiley, 1991.
- HAGINOMORI, E. et al. *Power System Transient Analysis: Theory and practice using simulation programs (atp-empt)*. Chichester, Inglaterra: WILEY, 2016.
- HAGIWARA, M.; AKAGI, H. Control and experiment of pulsewidth-modulated modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 7, p. 1737–1746, 2009.
- HANSEN, A. D.; MICHALKE, G. Modelling and control of variable-speed multi-pole permanent magnet synchronous generator wind turbine. *Wind Energy*, v. 11, p. 537–554, 2008.
- IEC. High-voltage switchgear and controlgear. part 37-013: Alternating-current generator circuit-breakers. *IEC 62271-37-013*, Ed. 1, p. 1–226, 2015.
- IEC. Short-circuit currents in three-phase a.c. systems. *IEC 60909-0*, Ed. 2, p. 1–154, 2016.
- IEC. High-voltage switchgear and controlgear. part 100: Alternating-current circuit-breakers. *IEC 62271-100*, Ed. 3, p. 1–604, 2021.
- IEEE. Application guide for ac high-voltage circuit breakers > 1000 vac rated on a symmetrical current basis. *IEEE Std C37.010-2016 (Revision of IEEE Std C37.010-1999)*, p. 1–123, 2017.
- IEEE. Recommended practice for conducting load-flow studies and analysis of industrial and commercial power systems. *IEEE Std 3002.2-2018*, p. 1–73, 2018.
- IEEE. Guide for the application of transient recovery voltage for ac high-voltage circuit breakers with rated maximum voltage above 1000 v. *IEEE Std C37.011-2019 (Revision of IEEE Std C37.011-2011)*, p. 1–127, 2019.
- IEEE. Standard for harmonic control in electric power systems. *IEEE Std 519-2022 (Revision of IEEE Std 519-2014)*, p. 1–31, 2022.
- KALOUDAS, C. G. et al. Short-circuit analysis of an isolated generator and comparative study of iec, ansi and dynamic simulation. In: *7th Mediterranean Conference and Exhibition on Power Generation, Transmission, Distribution and Energy Conversion (MedPower 2010)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–7.
- KIM, J.; YOO, H.; JUNG, H. Design and verification of naju 200mw vsc-hvdc system. In: *2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 2800–2806.
- LEE, M. The first mvdc station project in korea. *Electra, Cigré*, v. 326, p. 1–6, 2023.
- LEE, S.-H. Application of high voltage current limiting fuse model using atp-draw. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, v. 17, n. 6, p. 1806–1813, 2010.

- LESNICAR, A.; MARQUARDT, R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. In: *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, [S.l.: s.n.], 2003. v. 3, p. 6 pp. Vol.3–.
- OLEA-OREGI, E. et al. Industrial overview of back-to-back vsc power links in mv distribution networks. *Transactions on Smart Grid, IEEE*, v. 14, n. 1, p. 126–141, 2023.
- ORLANDO, N. A. et al. A survey of control issues in pmsg-based small wind-turbine systems. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 9, n. 3, p. 1211–1221, 2013.
- PENALOZA, F. J. *Basic 100 MVar Static Var Compensator (SVC)*. 2017. Disponível em: <<https://www.atpdraw.net/showpost.php?id=58&kind=0>>.
- PETIT, A.; ST-JEAN, G.; FECTEAU, G. Empirical model of a current-limiting fuse using emp. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 4, n. 1, p. 335–341, 1989.
- PLEXIM. *HVDC Transmission System with MMCs*. 2023. Disponível em: <<https://www.plexim.com/support/application-examples/938>>.
- POUCAR, B. C. *Sistema HVDC Baseado em Conversores Multinível Modulared*: Tese de doutorado. Rio de Janeiro, Brasil.: UFRJ, 2014.
- QIN, J.; SAEEDIFARD, M. Predictive control of a modular multilevel converter for a back-to-back hvdc system. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 27, n. 3, p. 1538–1547, 2012.
- ROHNER, S. et al. Modulation, losses, and semiconductor requirements of modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 8, p. 2633–2642, 2010.
- RULEBOOK-IV.B. *Alternative Transient Program*: Chapter iv.b. [S.l.: s.n.], 2001.
- RULEBOOK-IV.E. *Alternative Transient Program*: Chapter iv.e. [S.l.: s.n.], 2001.
- RULEBOOK-VI.C.1. *Alternative Transient Program*: Chapter vi.c.1. [S.l.: s.n.], 2001.
- RULEBOOK-VI.C.3. *Alternative Transient Program*: Chapter vi.c.3. [S.l.: s.n.], 2001.
- RULEBOOK-VII.C.4. *Alternative Transient Program*: Chapter vii.c.4. [S.l.: s.n.], 2001.
- RULEBOOK-VII.C.7. *Alternative Transient Program*: Chapter vii.c.7. [S.l.: s.n.], 2001.
- RULEBOOK-VIII. *Alternative Transient Program*: Chapter viii. [S.l.: s.n.], 2001.
- SAAD, H. et al. Modular multilevel converter models for electromagnetic transients. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 29, n. 3, p. 1481–1489, 2014.
- SAAD, H. et al. Dynamic averaged and simplified models for mmc-based hvdc transmission systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 28, n. 3, p. 1723–1730, 2013.
- SAEEDIFARD, M.; IRAVANI, R. Dynamic performance of a modular multilevel back-to-back hvdc system. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 25, n. 4, p. 2903–2912, 2010.

- SAEEDIFARD, M.; IRAVANI, R.; POU, J. Analysis and control of dc-capacitor-voltage-drift phenomenon of a passive front-end five-level converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 6, p. 3255–3266, 2007.
- SATO, F.; FREITAS, W. *Análise de Curto-Circuito e Princípios de Proteção em Sistemas de Energia Elétrica: Fundamentos e prática*. Rio de Janeiro, Brasil: CAMPUS, 2015.
- SIEMENS. Mvdc plus - medium voltage direct current managing the future grid. Siemens AG, Whitepaper, p. 1–10, 2021.
- TAZIL, M. et al. Three-phase doubly fed induction generators: an overview. *Electric Power Applications*, IET, v. 4, n. 2, p. 75–89, 2010.
- TU, Q. et al. Parameter design principle of the arm inductor in modular multilevel converter based hvdc. In: *2010 International Conference on Power System Technology*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6.
- TU, Q.; XU, Z.; XU, L. Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 26, n. 3, p. 2009–2017, 2011.
- ÚNICA. *Bioeletricidade em números. Síntese 2023 Ano Base 2022*. [S.l.]: UNICA, 2023.
- VITORINO, V. *Eletrônica de Potência: Fundamentos, conceitos e aplicações*. Curitiba, Brasil: Appris, 2019.
- WATSON, N. R.; WATSON, J. D. An overview of hvdc technology. *Energies*, MDPI, v. 13, n. 4342, p. 1–35, 2020.
- XU, L.; AGELIDIS, V. G. Vsc transmission system using flying capacitor multilevel converters and hybrid pwm control. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 22, n. 1, p. 693–702, 2007.
- ZHENG, X.; HUANGQING, X.; ZHEREN, Z. Selection methods of main circuit parameters for modular multilevel converters. *IET Renewable Power Generation*, v. 10, n. 6, p. 788–797, 2016.