



SISTEMA HVDC BASEADO EM CONVERSORES MULTINÍVEL MODULARES

Braulio Chuco Paucar

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

Orientador: Edson Hirokazu Watanabe

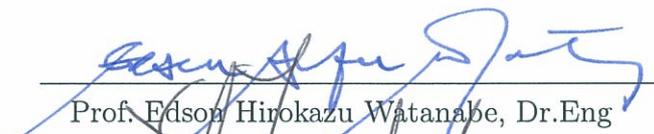
Rio de Janeiro
Março de 2014

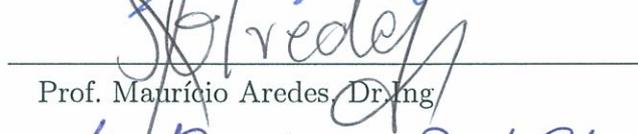
SISTEMA HVDC BASEADO EM CONVERSORES MULTINÍVEL
MODULARES (CMM)

Braulio Chuco Paucar

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

Examinada por:


Prof. Edson Hirokazu Watanabe, Dr.Eng


Prof. Maurício Aredes, Dr.Eng


Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim, Dr.Eng


Prof. João Onofre Pereira Pinto, Ph.D.


Dr. Sérgio Gomes Junior, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL
MARÇO DE 2014

Chuco Paucar, Braulio

Sistema HVDC Baseado em Conversores Multinível Modulares/Braulio Chuco Paucar. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2014.

XX, 161 p.: il.; 29, 7cm.

Orientador: Edson Hirokazu Watanabe

Tese (doutorado) – UFRJ/COPPE/Programa de Engenharia Elétrica, 2014.

Referências Bibliográficas: p. 151 – 158.

1. HVDC. 2. VSC. 3. CMM. I. Watanabe, Edson Hirokazu. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

*A meus filhos Bruno e Marifé
Emely, a minha esposa Amparo
Milagros e a minha mae
Cipriana.*

Agradecimentos

Gostaria de agradecer a todas as pessoas que contribuíram direta ou indiretamente durante o desenvolvimento de este trabalho.

Em especial ao Professor Edson H. Watanabe, por sua orientação e pelos ensinamentos, pela compreensão, ajuda, amizade e oportunidade concedida na COPPE/ELEPOT. Muito obrigado Professor Watanabe.

Agradecer à banca revisora deste trabalho, pelas importantes contribuições, em especial ao Professor Marcelo Lobo da UFSC que por motivos de força maior não conseguiu participar da banca, mas nem por isso deixo de enviar suas importantes contribuições.

Agradecer à minha família, em especial à minha esposa Amparo Milagros e meus filhos Bruno e Marifé Emely pelo amor e compreensão, pelo incessante incentivo.

Agradecer a todos os colegas e funcionários do ELEPOT pelo companheirismo e compartilhamentos, pelas discussões, em especial ao Júlio Ferreira. Agradecer a Márcia e Marcelo Gonçalves pela ajuda na finalização deste trabalho.

Agradecer à diretoria da Jordão pela compreensão das inúmeras ausências no trabalho durante a finalização desta Tese.

Agradecer ao CNPq, FAPERJ e a todas as empresas envolvidas no Projeto PeD Transmitir da ANEEL pelo apoio financeiro.

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

SISTEMA HVDC BASEADO EM CONVERSORES MULTINÍVEL MODULARES

Braulio Chuco Paucar

Março/2014

Orientador: Edson Hirokazu Watanabe

Programa: Engenharia Elétrica

O trabalho apresenta um estudo de HVDC (*High Voltage Direct Current*) com Conversores Multinível Modulares (MMC: *Modular Multilevel Converter*). Inicialmente é feita uma revisão bibliográfica a fim de determinar sua situação atual. Em seguida, se faz uma análise e desenvolvimento do modelo matemático para o entendimento da filosofia de operação do MMC e desenvolver os sistemas de controle. Também se faz uma análise das diversas técnicas de controle PWM para conversores multinível e determina-se a mais adequada para o MMC. Os sistemas de controle para o HVDC são desenvolvidos e explicados de forma detalhada. Também propõe-se um sistema de controle da tensão dos capacitores através do chaveamento dos submódulos na frequência fundamental. Finalmente se faz a modelagem do HVDC BTB (*Back-to-Back*) com MMCs utilizando o programa PSCAD para avaliar a resposta dinâmica dos controladores e as respostas diante de contingências de curto-circuito monofásico e trifásico no lado retificador e inversor do HVDC. Também se faz uma aplicação em transmissão segmentada.

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

HVDC SYSTEM BASED ON MODULAR MULTILEVEL CONVERTER (MMC)

Braulio Chuco Paucar

March/2014

Advisor: Edson Hirokazu Watanabe

Department: Electrical Engineering

This work presents a study about an HVDC based on the Modular Multilevel Converter (MMC). Initially, a study is done about HVDC based on MMC system in order to determinate the current development stage. After that, a mathematical model is analyzed and developed in order to understand the MMC operation philosophy and to propose the MMC control system. Some PWM control techniques are analyzed and applied to the multilevel converters and an appropriate PWM control system is chosen to MMC. The HVDC control system was developed and described in details. Also a control system to balance the capacitor voltage switching the sub-modules at the line frequency is proposed. Finally, an HVDC BTB based on MMC computational model in PSCAD program is made.

The HVDC controllers dynamic response is tested using this model. Also a single- and three-phase faults events at the inverter and rectifier converter side were simulated. Finally, the HVDC BTB based on MMC was applied to segmented a AC transmission line.

Sumário

Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xx
1 Introdução	1
1.1 Considerações Gerais	1
1.2 Revisão do Estado da Arte na Área de Eletrônica de Potência e Sistemas de HVDC	4
1.2.1 Sistemas VSC-HVDC	7
1.2.2 Topologia e Aplicações	7
1.3 Contextualização do Problema	13
1.4 Motivação	16
1.5 Objetivos	16
1.6 Contribuições	16
2 Conversores Multinível Modular (MMC)	18
2.1 Topologia do MMC	18
2.1.1 Submódulo (SM)	18
2.1.2 Braço do MMC	18
2.1.3 Perna do MMC	18
2.2 Modos de Operação de um Submódulo.	19
2.2.1 Modo 1: Capacitor Inserido	20
2.2.2 Modo 2: Capacitor em <i>Bypass</i>	20
2.3 Modelagem Matemática do MMC	21
2.3.1 Corrente i_{CC} e Tensão v_{CC} (Primeiro Modo de Operação do MMC)	25
2.3.2 Corrente e Tensão CA (Segundo Modo de Operação do MMC)	27
2.3.3 Corrente Circulante $i_{cir k}$ (Terceiro Modo de Operação do MMC)	32
2.3.4 Corrente i_{+k} e i_{-k} no braço superior e inferior com base no Princípio da Superposição	34
2.3.5 Corrente Circulante $i_{cir k}$ em função das correntes do braço . .	35

2.3.6	Tensão v_{+k} e v_{-k} no braço superior e inferior baseado no Princípio da Superposição	35
2.3.7	Tensão fase-neutro v_{kn} nos terminais CA do MMC	37
2.3.8	Característica da tensão no capacitor v_C	37
2.3.9	Potência e a Variação da Energia no Braço e Perna do MMC	41
2.3.10	Relação entre as tensões e correntes CC e CA	44
2.3.11	Energia no Braço e Perna do MMC	47
2.3.12	Variação da Energia e a Carga no Capacitor dos SMs	49
2.3.13	Cálculo do Capacitor do SM	51
2.3.14	Cálculo da indutância do Braço do MMC	55
2.3.15	Constante de inércia do MMC	56
3	Operação do Conversor Multinível Modular	58
3.1	Operação dos Sub-Módulos	58
3.1.1	Etapa I	58
3.1.2	Etapa II	59
3.1.3	Etapa III	59
3.1.4	Etapa IV	60
3.2	Análise Vetorial dos Estados de Operação do MMC	60
3.3	Métodos de Modulação	63
3.3.1	PWM com eliminação seletiva de harmônicos (SHE)	64
3.3.2	Controle de ângulo α de inserção variável	67
3.3.3	Controle de ângulo α de inserção constante	71
3.3.4	Método PWM-Senoidal	72
3.3.5	Método PWM-Senoidal com Terceiro Harmônico	76
3.3.6	Tensão com número de níveis maior que 11	77
3.4	Controle de Tensão do Capacitor do SM	86
3.4.1	Para $n_{SM}(t)$ crescente	87
3.4.2	Para $n_{SM}(t)$ decrescente	87
3.5	Chaveamento do SM em 60 Hz	92
4	Controle e Operação do HVDC Baseado em MMC	99
4.1	Potência Instantânea (Ativa e Reativa)	100
4.2	Controle das Potências Ativa e Reativa	102
4.3	Controle de corrente circulante (i_{circ})	103
4.4	Controle das tensões dos braços superior v_{+k} e inferior v_{-k} do MMC	106
4.5	Controle de balanço de tensão no capacitor dos SMs	108
4.5.1	Chaveamento à frequência fundamental	109
4.5.2	Chaveamento em alta frequência	110
4.5.3	Tensão no capacitor dos SMs para n_{SM} 12 e 20	114

5	Aplicações do VSC-HVDC Baseado em Conversores MMC	116
5.1	HVDC-BTB com MMC	117
5.1.1	Resposta Dinâmica	117
5.1.2	Defeito monofásico no lado retificador	124
5.1.3	Defeito trifásico no lado retificador	125
5.1.4	Defeito monofásico no lado do inversor	127
5.1.5	Defeito trifásico no lado do inversor	129
5.1.6	Discussão de resultados	131
5.2	Transmissão CA Segmentada: Exemplo 1	133
5.2.1	Defeito Monofásico no Terminal do MMC 2	135
5.2.2	Defeito Trifásico no Inversor, Terminal MMC 2	137
5.3	Transmissão CA Segmentada: Exemplo 2	139
5.3.1	Defeito monofásico no terminal do inversor	139
5.3.2	Defeito trifásico no terminal do inversor	140
5.4	Discussão de Resultados	142
5.5	Simulações Complementares do HVDC BTB com MMC modificando a indutância do reator do braço	143
6	Conclusões	145
6.1	Considerações Finais	145
6.2	Conclusões	149
6.3	Trabalhos Futuros	149
	Referências Bibliográficas	151
A	Energização dos SMs	159

Lista de Figuras

1.1	Conversor baseado em tiristores, LCC-HVDC (<i>Line Commutated Converter</i>) conectado a um sistema elétrico de potência (SEP).	3
1.2	VSC-HVDC em B2B com conversor de dois níveis.	4
1.3	Evolução histórica dos sistemas HVDC e suas áreas envolvidas.	5
1.4	Conversor em ponte H: (a) ponte completa e (b) meia ponte com fonte CC, proposta por Marco G. B. Venturini et al.; (c) ponte completa e (d) meia ponte com capacitor C no lado CC, proposta por Rainer Marquardt et al.	6
1.5	VSC-HVDC em transmissão ponto a ponto.	7
1.6	Sistema HVDC Multiterminal em CC usando cabos.	8
1.7	(a) Referência de tensões nas fases e a portadora triangular para gerar o sinal PWM; (b) Tensão de saída do VSC de dois níveis.	8
1.8	HVDC em B2B baseado em VSC de três níveis.	9
1.9	HVDC em BTB baseado em VSC MMC.	9
1.10	Exemplos de aplicações do VSC-HVDC e LCC-HVDC.	10
1.11	Linha de Transmissão segmentada por VSCs em <i>Back-to-Back</i>	10
1.12	Relação entre tecnologias HVDC e o ESCR.	11
1.13	Conversor baseado em tiristores, CCC-HVDC (<i>Capacitor Commutated Converter</i>).	12
1.14	Conversor baseado em tiristores, CSCC-HVDC (<i>Controlled Series Capacitor Converter</i>).	12
1.15	Diagrama P-Q simplificado de um sistema VSC-HVDC.	14
2.1	Topologia do conversor MMC trifásico.	19
2.2	Diagrama do SM operando no modo capacitor inserido e capacitor em <i>Bypass</i> , j indica o SM no braço $j \in (1-n_{SM})$	20
2.3	Diagrama esquemático do sistema HVDC baseado em conversores MMC.	21
2.4	Diagrama esquemático do MMC incluindo o lado CC e a carga CA.	22
2.5	Diagrama esquemático do MMC desconsiderando o lado CA.	26
2.6	Diagrama esquemático do MMC desconsiderando o lado CC.	28

2.7	Circuito equivalente visto dos terminais CA do MMC.	32
2.8	Diagrama esquemático do MMC desconsiderando o lado CC e CA. . .	33
2.9	Modos de operação do MMC, correntes nos braços superior i_{+k} e inferior i_{-k} , corrente i_k CA e corrente i_{CC}	36
2.10	Tensão no capacitor do braço superior v_{+Cj} e inferior v_{-Cj} do MMC com componente CC, ω e 2ω	38
2.11	Tensão na perna dada por $v_{+Cj} + v_{-Cj}$ com componente CC, e 2ω . . .	39
2.12	Corrente no braço superior i_{+k} e inferior i_{-k} do MMC, e $\frac{i_{CC}}{3}$	39
2.13	Tensão no braço superior v_{+k} e inferior v_{-k} do MMC e tensão v_{CC} . . .	40
2.14	Corrente no braço superior i_{+k} e inferior i_{-k} do MMC (considerando existência de harmônico de segunda ordem).	40
2.15	Tensão no braço superior v_{+k} e inferior v_{-k} do MMC (considerando existência de harmônico de segunda ordem na corrente).	40
2.16	Circuito equivalente trifásico do MMC (a) circuito equivalente do lado CC, vista dos pólos positivo e negativo do MMC; (b) Circuito equivalente do lado CA, vista dos terminais CA do MMC.	44
2.17	Varição de n_i em função de φ tendo m_v como parâmetro.	46
2.18	Exemplo de tensão, corrente e potência no braço superior do MMC. . .	47
2.19	Potência no braço superior e inferior e na perna do MMC.	48
2.20	Varição da energia no braço superior Δe_{+a} e inferior Δe_{-a} e na perna Δe_a do MMC.	49
2.21	Varição da tensão no capacitor do SMs: (a) carregando e (b) descarregando	50
2.22	Potência instantânea no braço superior do MMC.	52
2.23	Soluções do Arco-Seno.	53
2.24	Varição do <i>ripple</i> r da tensão no capacitor em função da potência CC para diversos índices de modulação.	55
2.25	Varição do <i>ripple</i> r da tensão no capacitor em função da potência CC do MMC, para diversos valores de $\cos \varphi$	55
2.26	Tensão v_{+k} , v_{-k} e soma delas (tensão na perna do MMC).	56
2.27	Tensão na perna MMC, sem considerar o indutor do braço.	56
3.1	Etapas de operação de uma perna do conversor MMC com 4 SM por perna: (a) Etapa I; (b) Etapa II; (c) Etapa III e (c) Etapa IV.	59
3.2	Formas de onda obtida no braço superior e inferior das pernas a e b ; tensão fase-fase e fase-neutro.	61
3.3	Mapa vetorial do conversor MMC para operação de 2 SMs por braço. . .	64
3.4	Eliminação de harmônicos de baixa ordem.	65

3.5	Varição dos ângulos α_k para a eliminação de harmônicos de 5° e 7° ordem em função do índice de modulação.	66
3.6	Varição dos ângulos α_k para a eliminação de harmônicos de 5°, 7°, 11° e 13° ordem.	67
3.7	Tensão de 7 níveis do braço superior e inferior da fase a com ângulos α para a eliminação de harmônicos de 5° e 7° ordem.	67
3.8	Tensão de 7 níveis de fase gerada a partir das tensões no braço superior e inferior mostrado na Figura 3.7.	68
3.9	Tensão de linha gerada a partir das tensões de fase mostrada na Figura 3.3.1.	68
3.10	Espectro de harmônicos da tensão de linha mostrada na Figura 3.9.	68
3.11	Tensão de 11 níveis do braço superior e inferior com ângulos α para a eliminação de harmônicos de 5°, 7°, 11° e 13° ordem.	69
3.12	Tensão de 11 níveis de fase com ângulos α para a eliminação de harmônicos de 5°, 7°, 11° e 13° ordem.	69
3.13	Tensão de linha com ângulos α para a eliminação de harmônicos de 5°, 7°, 11° e 13° ordem.	69
3.14	Espectro da Tensão de linha com ângulos α para a eliminação de harmônicos de 5°, 7°, 11° e 13° ordem.	70
3.15	Tensão no braço superior da fase a , v_{+k} , do MMC.	71
3.16	Varição do ângulo α para uma onda de 100 níveis.	72
3.17	Tensão de 11 níveis do braço superior e inferior para o método de controle de ângulo α de inserção variável.	72
3.18	Tensão fase-neutro gerada a partir das tensões mostradas na Figura 3.17.	72
3.19	Tensão fase-fase gerada a partir das tensões na Figura 3.18.	73
3.20	Espectro de frequência da tensão de linha mostrada na Figura 3.19.	73
3.21	Controle de ângulos α de inserção constante.	73
3.22	Tensão de 11 níveis do braço superior e inferior com variação do ângulo α iguais.	74
3.23	Tensão de fase-neutro de 11 níveis com variação do ângulo α iguais.	74
3.24	Tensão de linha com variação do ângulo α iguais.	74
3.25	Espectro de frequência da tensão fase-fase mostrada na Figura 3.24.	75
3.26	Ondas triangulares, tensão de referência do braço superior e inferior.	75
3.27	Tensão de 11 níveis no braço superior e inferior do MMC.	75
3.28	Tensão fase-neutro de 11 níveis gerada a partir das tensões mostradas na Figura 3.27.	76
3.29	Tensão fase-fase gerada a partir das tensões mostrada na Figura 3.28.	76
3.30	Espectro de frequência da tensão fase-fase mostrada na Figura 3.29.	76

3.31 Ondas triangulares e tensão de referência do braço superior e inferior.	77
3.32 Tensão de 11 níveis no braço superior e inferior gerada pelo MMC. . .	77
3.33 Tensão de fase-neutro de 11 níveis gerada pelo método PWM.	77
3.34 Tensão fase-fase gerado pelo MMC através do método de PWM se- noidal em terceiro harmônico.	78
3.35 Espectro da tensão fase-fase mostrada na Figura 3.34.	78
3.36 Tensão de 21 níveis do braço superior e inferior com ângulos α calcu- lados pela técnica adaptativa.	79
3.37 Tensão de fase-neutro de 21 níveis com ângulos α calculados pela técnica adaptativa.	79
3.38 Tensão fase-fase com ângulos α calculados pela técnica adaptativa. . .	79
3.39 Espectro de frequência da Tensão fase-fase mostrada na Figura 3.38. .	80
3.40 Tensão de 21 níveis do braço superior e inferior com ângulos α iguais.	80
3.41 Tensão de fase-neutro de 21 níveis com ângulos α iguais.	80
3.42 Tensão fase-fase com ângulos α iguais.	81
3.43 Espectro de frequência da tensão de linha mostrada na Figura 3.42. .	81
3.44 Tensão de 21 níveis do braço superior e inferior obtido com PWN- senoidal.	82
3.45 Tensão de fase-neutro de 21 níveis.	82
3.46 Tensão fase-fase obtida com PWN-senoidal.	82
3.47 Espectro da Tensão de fase-fase mostrada na Figura 3.46.	83
3.48 Tensão de 21 níveis do braço superior e inferior para PWN-senoidal com terceiro harmônico.	83
3.49 Tensão de fase-neutro de 21 níveis para PWN-senoidal com terceiro harmônico.	84
3.50 Tensão fase-fase para PWN-senoidal com terceiro harmônico.	84
3.51 Espectro de frequência da tensão fase-fase mostrada na Figura 3.50. .	84
3.52 Função de Chaveamento para um SM.	89
3.53 Função de Chaveamento reproduzida a partir da série de Fourier. . .	90
3.54 Carga no capacitor para $\alpha = \pi/6$ e $\cos \varphi = 0.866$	92
3.55 Carga no capacitor em função de α e $\cos \varphi = 0.866$	92
3.56 Variação da carga no capacitor em função de α e $\cos \varphi$	93
3.57 Carga nos capacitores de um braço para α constante.	94
3.58 Carga no braço do MMC.	94
3.59 Mudança de ângulo α	95
3.60 Significado físico de mudança no ângulo de disparo à frequência da rede CA.	95

3.61	(a) Função de chaveamento dos SMs em 60 Hz e com amplitude e posição de pulso constante; (b) Função de chaveamento em 60 Hz com PPM.	96
3.62	Função de chaveamento do SMs à frequência da rede CA baseada em PPM.	97
3.63	Variação de carga no capacitor do SM para as novas funções de chaveamento s'_1 , s'_2 e s'_3	98
3.64	Tensão instantânea do capacitor: (a) o SM chaveado com PPM e com medição da tensão nos SMs; (b) o SM chaveado com PPM e sem medição da tensão nos SMs.	98
4.1	Configuração de sistema HVDC baseado em VSC MMC em BTB. . .	100
4.2	Sistema de controle principal do MMC-HVDC: Controle vetorial na referência dq.	103
4.3	(a) tensão de referência de 0.98 pu e ondas portadoras; (b) funções de chaveamento; (c) número de SMs no braço superior e inferior; (d) tensão fase-neutro.	104
4.4	(a) tensão de referência de 0.95 pu e ondas portadoras; (b) funções de chaveamento; (c) número de SMs no braço superior e inferior; (d) tensão fase-neutro.	105
4.5	Sistema de controle da corrente circulante em 2ω	105
4.6	Resultados ao desativar o sistema de controle da corrente circulante em 2ω e SMs chaveados em 60 Hz: (a) $i_{circ} + \frac{i_{CC}}{3}$; (b) a corrente $i_{circ} + \frac{i_{CC}}{3}$ em referência $d - q$; (c) Tensão nos capacitores do braço superior e inferior; (d) tensão no elo CC; (e) corrente CA.	107
4.7	Resultados ao desativar o sistema de controle da corrente circulante em 2ω e SMs chaveados em alta frequência: (a) $i_{circ} + \frac{i_{CC}}{3}$; (b) a corrente $i_{circ} + \frac{i_{CC}}{3}$ referência $d - q$	108
4.8	Sistema de controle das tensões do braço do MMC.	109
4.9	Sistema de controle das tensões dos capacitores.	109
4.10	Resultados por chaveamento em 60 Hz: (a) Ondas triangulares portadoras e onda modulante; (b) Sinas de chaveamento; (c) Número de SMs em Modo 1 $n_{SM}(t)$; (d) Sinal <i>Ordem</i> ; (e) Ordenamento dos capacitores; (f) tensão instantânea nos capacitores.	111
4.11	Resultados de chaveamento em alta frequência: (a) Número de SMs em Modo 1 $n_{SM}(t)$; (b) Sinal <i>Ordem</i> ; (c) tensão instantânea nos capacitores.	112

4.12	(a) Tensão nos capacitores dos braços superior e inferior do MMC e (b) o sinal <i>Ordem</i> para $n_{SM} = 6$ para a onda portadora com frequência de 300 Hz.	113
4.13	(a) Tensão nos capacitores dos braços superior e inferior do MMC e (b) o sinal <i>Ordem</i> para $n_{SM} = 6$ para a onda portadora com frequência de 180 Hz.	113
4.14	(a) Tensão nos capacitores dos braços superior e inferior do MMC e (b) o sinal <i>Ordem</i> para $n_{SM} = 6$ para a onda portadora com frequência de 60 Hz, aplicando o segundo método.	113
4.15	(a) Tensão nos capacitores dos braços superior e inferior e (b) sinal <i>Ordem</i> e onda portadora em 60 Hz, $n_{SM} = 6$	114
4.16	Tensão no capacitor dos SMs dos braços superior e inferior com 12 SMs por braço.	114
4.17	Tensão no capacitor dos SMs dos braços superior e inferior com 20 SMs por braço.	114
5.1	Resultados diante da mudança na referência da tensão CC v_{CC}^* : (a) tensão no elo CC v_{CC} ; (b) corrente i_{CC} ; (c) potência ativa no lado CA do retificador; (d) tensão nos terminais CA do lado do retificador; (e) correntes CA no lado do retificador.	118
5.2	Resultados diante da mudança na referência da tensão CC v_{CC}^* : (a) tensão no capacitor dos SMs do braço superior e inferior; (b) corrente no braço superior, fase <i>a</i> do MMC e (c) corrente circulante e corrente constante pela perna no MMC ($i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$).	119
5.3	Resultados diante da mudança na referência da potência CA; (a) tensão no v_{CC} elo CC; (b) corrente i_{CC} ; (c) potência ativa no lado do retificador; (d) tensão nos terminais CA; (e) corrente no lado CA do retificador.	120
5.4	Resultados diante da mudança na referência da potência CA p_{CA}^* : (a) tensão no capacitor dos SMs do braço superior e inferior; (b) corrente no braço superior, fase <i>a</i> do MMC e (c) corrente circulante praticamente nula e corrente constante pela perna no MMC.	121
5.5	Resultados diante da mudança na referência da tensão CA v_{CA}^* : (a) tensão no elo CC v_{CC} ; (b) corrente i_{CC} ; (c) potência ativa no lado do inversor; (d) tensão nos terminais CA do lado do inversor; (e) corrente no lado CA do inversor.	122
5.6	Resultados diante da mudança na referência da tensão CA v_{CA}^* : (a) tensão no capacitor dos SMs do braço superior e inferior; (b) corrente no braço superior, fase <i>a</i> do MMC e (c) corrente $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$	123

5.7	Resultados durante a inversão de potência ativa pelo HVDC BTB com MMC; (a) e (b) tensão v_{CC} e corrente CC i_{CC} , respectivamente; (c) corrente no lado CA do HVDC BTB com MMC; (d) potência ativa e reativa no terminal CA do HVDC BTB com MMC.	124
5.8	Resultados durante a inversão de potência ativa pelo HVDC BTB com MMC: (a) tensão no capacitor dos SMs do braço superior e inferior; (b) corrente no braço superior i_{+k} e inferior i_{-k} , da fase a do MMC e (c) corrente $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$	125
5.9	Resultados durante o curto-circuito franco monofásico no lado do retificador: (a) tensão CA no terminal do retificador; (b) potência ativa e reativa no terminal CA do MMC-HVDC; (c) corrente no lado CA, lado do retificador; (d) tensão no elo CC.	126
5.10	Resultados durante o curto-circuito franco monofásico no lado do retificador: (a) tensão no capacitor dos SMs do braço superior e inferior; (b) corrente no braço superior e inferior da fase a do MMC e (c) corrente circulante $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$	127
5.11	Resultados durante o curto-circuito franco trifásico no lado do retificador: (a) tensão CA nos terminais do lado do retificador; (b) Tensão no elo CC v_{CC} ; (c) corrente CA no lado do retificador; (d) potência ativa no lado CA do lado do retificador; (e) corrente i_{CC}	128
5.12	Resultados durante o curto-circuito franco trifásico no lado do retificador: (a) tensão no capacitor dos SMs do braço superior e inferior; (b) corrente no braço superior e inferior da fase a do MMC e (c) corrente circulante praticamente nula e corrente constante pela perna no MMC $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$	129
5.13	Resultados durante o curto-circuito franco monofásico no lado do inversor: (a) tensão CA no terminal do inversor e o valor RMS coletivo da tensão CA; (b) potência ativa e reativa no terminal CA do HVDC BTB com MMC; (c) corrente no lado CA do lado do inversor; (d) tensão no elo CC.	130
5.14	Resultados durante o curto-circuito franco monofásico no lado do inversor: (a) tensão no capacitor dos SMs do braço superior e inferior; (b) corrente no braço superior i_{+k} e inferior i_{-k} da fase a do MMC e (c) corrente $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$	131
5.15	Resultados durante o curto-circuito franco trifásico no lado do inversor: (a) tensão CA nos terminais do lado do inversor e o valor RMS coletivo; (b) Tensão no elo CC v_{CC} ; (c) corrente CA no lado do inversor; (d) potência ativa no lado CA do lado do inversor; (e) corrente i_{CC}	132

5.16	Resultados durante o curto-circuito franco trifásico no lado do inversor: (a) tensão no capacitor dos SMs do braço superior e inferior; (b) corrente no braço superior e inferior da fase a do MMC e (c) corrente pela perna do MMC $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$	133
5.17	Sistema de Transmissão CA Segmentada através do HVDC BTB com MMC, exemplo 1.	133
5.18	Região de operação da linha segmentada ($p \geq 0$).	134
5.19	Resultados durante o curto-circuito franco monofásico no lado do inversor: (a) tensão CA no terminal do inversor; (b) potência ativa e reativa no terminal CA do HVDC BTB com MMC; (c) corrente no lado CA, lado do inversor; (d) tensão no elo CC.	135
5.20	Resultados durante o curto-circuito franco monofásico no lado do inversor: (a) tensão no capacitor dos SMs do braço superior e inferior; (b) corrente no braço superior e inferior da fase a do MMC e (c) corrente $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$	136
5.21	Resultados durante o curto-circuito franco trifásico no fim da LT, terminal CA do MMC 1: (a) tensão CA nos terminais do MMC 1; (b) potência ativa e reativa no lado CA do MMC 1; (c) corrente CA e (d) corrente i_{CC}	137
5.22	Resultados durante o curto-circuito franco trifásico lado do inversor: (a) tensão no capacitor dos SMs do braço superior e inferior; (b) corrente no braço superior e inferior da fase a do MMC e (c) corrente circulante e corrente constante pela perna no MMC $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$	138
5.23	Sistema de Transmissão Segmentada através do HVDC BTB com MMC, exemplo 2.	139
5.24	Resultados durante o curto-circuito franco monofásico no lado do inversor: (a) tensão CA no terminal do inversor e o valor RMS coletivo da tensão CA; (b) potência ativa e reativa no terminal CA, lado do inversor do HVDC BTB com MMC; (c) corrente CA no lado do inversor; (d) tensão no elo CC.	140
5.25	Resultados durante o curto-circuito franco monofásico no lado do inversor: (a) tensão no capacitor dos SMs do braço superior e inferior; (b) corrente no braço superior e inferior da fase a do MMC e (c) corrente $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$	141
5.26	Resultados durante o curto-circuito franco trifásico no lado do inversor: (a) tensão CA nos terminais do lado do inversor e o valor RMS coletivo da tensão CA; (b) Tensão no elo CC v_{CC} ; (c) corrente CA no lado do inversor; (d) potência ativa no lado CA do lado do inversor; (e) corrente i_{CC}	142

5.27	Resultados durante o curto-circuito franco trifásico no lado do inversor: (a) tensão no capacitor dos SMs do braço superior e inferior; (b) corrente no braço superior e inferior da fase a do MMC e (c) corrente $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$	143
5.28	Corrente $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$ para o L do reator do braço do MMC igual a 10 mH, 20 mH e 50 mH durante o curto-circuito monofásica no lado do inversor.	144
5.29	Corrente $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$ durante curto-circuito trifásica-terra no lado do inversor para $k_p=0.5$ pu, $k_p=0.8$ pu e $k_p=1.2$ pu (ganho proporcional dos PIs no laço principal de controle do inversor).	144
A.1	Representação de uma perna do MMC para a carga com Fonte Externa.	160
A.2	Tensão nos capacitores de uma perna e corrente i_{CC} durante a carga inicial através de aplicação de tensão no elo CC.	161
A.3	Tensão nos capacitores, tensão do elo CC, corrente i_{+k} no braço do conversor durante a carga inicial através de uso de fonte externa.	161

Lista de Tabelas

3.1	Estados de operação das chaves e tensão de linha em função da tensão do capacitor	62
3.2	Tabela comparativa de distorção harmônica na tensão de linha do MMC	85
5.1	Parâmetros do SEP e do MMC em BTB mostrado na Figura 4.1 . . .	116

Capítulo 1

Introdução

1.1 Considerações Gerais

A demanda por energia elétrica é cada vez mais intensa no mundo inteiro, principalmente nos países em desenvolvimento tecnológico e industrial como o Brasil. Em geral, esta demanda ocorre em regiões muito distantes dos centros de geração existentes ou das áreas com recursos hidrelétricos onde podem ser construídos grandes complexos de geração de energia elétrica. Nesse contexto, para satisfazer estas demandas, grandes blocos de potência, na ordem de GW, são ou deverão ser transportados através de linhas de transmissão em corrente alternada (definido como interligação síncrona) ou em corrente contínua (definido como interligação assíncrona), em linhas com mais de 2000 km de comprimento, como as linhas em CC no Brasil, entre o Complexo Madeira (Porto velho) - Araraquara 2 em ± 600 kV, 6.3 GW, bipolo 1 e 2, 2375 km; Xingu - Estreito e Xingu - Nova Iguaçu em ± 800 kV, de 4 GW por bipolo, distando 2050 e 2575 km respectivamente [1] [2] [3] e na China, entre Zhundong - Sichuan em ± 1100 kV, 10 GW, 2600 km previsto para 2015 [4].

Outra alternativa para atender a demanda de energia elétrica são as interligações entre países vizinhos, que buscam complementar a sua demanda ou a sua geração. Esta opção resulta em uma boa solução, pois existem países com pouca demanda e com grandes potenciais de recursos hidrelétricos ou outras fontes de energia como o gás natural, e pode exportar energia excedente a outros sistemas elétricos com demanda maior que sua capacidade de geração.

No entanto, para efetuar uma interligação síncrona bem sucedida, é necessário que estas tenham as condições técnicas e operativas compatíveis. Neste tipo de interligação, um dos efeitos naturais é a forte dependência um do outro, aumentando a complexidade de operação ou de controle diante de contingências. Isto significa que os sistemas interligados ficam vulneráveis às perturbações, seja de um ou do outro lado da linha de transmissão.

Em alguns casos, grandes perturbações no sistema podem dar origem aos problemas do tipo *blackout*, como o ocorrido nos Estados Unidos [5] e na Europa [6] em 2003 e, no Brasil em 2009 e 2011 [7], [8], [9]. Todos esses eventos foram como uma espécie de propagação de perturbações de grande escala pelas interligações, provocando o desligamento em cascata de componentes importantes dos sistemas elétricos de potência (SEPs).

Os subsistemas de um SEP, em sua maioria estão interligados de forma síncrona e poucos de forma assíncrona, assim existe uma dependência operativa muito forte entre eles, aumentando a complexidade na operação conjunta diante de eventuais contingências, portanto, reduz a confiabilidade do SEP, aumentando as possibilidades de ocorrer um *blackout*.

No entanto, os SEPs eletricamente incompatíveis (frequências diferentes) ou com diferentes condições de operação, podem ser interligados de forma assíncrona [10] através de um sistema de HVDC (*High Voltage Direct Current*)¹ [11] [12], ou seja, ponto a ponto com linha de transmissão ou em *Back-to-Back*² (sem linha de transmissão) [13].

Por outro lado, com o objetivo de reduzir os problemas inerentes às interligações síncronas e expandir a região de operação estável dos SEPs, as aplicações de HVDC foram intensificadas nos últimos anos [14] [15], e obteve-se, entre outras, as seguintes principais vantagens:

- os SEPs interligados do ponto de vista do controle dinâmico, podem operar de forma independente um do outro;
- o fluxo de potência entre os sistemas interligados é controlado, incrementando a região de estabilidade dos SEPs, principalmente pela possibilidade de amortecer oscilações de potência (de origem eletromecânica) nos dois lados da interligação;
- defeitos e afundamento de tensão alternada, teoricamente não são transferidos pela interligação assíncrona, ou seja, pelo elo CC do HVDC, no entanto, na prática, a transferência de qualquer perturbação depende do tempo de duração do defeito e da estratégia de controle nos conversores.

O sistema HVDC em geral, desde que foi comissionado pela primeira vez, em 1954, na interligação da ilha de *Gotland* com o continente, na Suécia [16] [17], evoluiu em termos de topologia e outras características [18] [19] [20]. Em consequência, hoje em dia existe diversidade tecnológica em sistemas HVDC.

¹Neste trabalho será utilizada a sigla HVDC para Corrente Contínua de Alta Tensão (CCAT) pelo fato desta ser comumente utilizada.

²Também será utilizado na forma compacta BTB.

Cada uma destas tecnologias de HVDC disponíveis apresentam suas próprias vantagens, desvantagens e limitações. Por exemplo, uma relação de curto circuito SCR^3 (*Short Circuit Ratio*) [17] muito baixa é o principal fator limitante para o HVDC clássico com conversores LCC (*Line Commutated Converter*) baseado em tiristores [17] [21]. Um conversor LCC é mostrado na Figura 1.1. Não obstante, o LCC ainda é a principal alternativa para os sistemas UHVDC (*Ultra High Voltage Direct Current*, tensões de 600 a 1100 kV) em alta potência (alguns GW) [22].

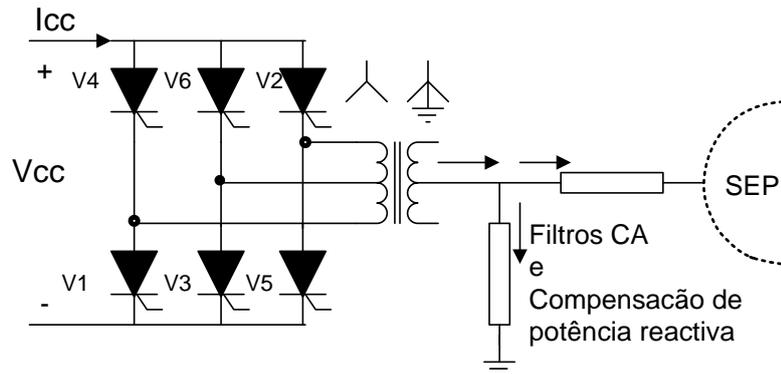


Figura 1.1: Conversor baseado em tiristores, LCC-HVDC (*Line Commutated Converter*) conectado a um sistema elétrico de potência (SEP).

O VSC-HVDC convencional (*Voltage Source Converter*) [21] com conversores de dois ou três níveis baseado em IGBT [19], mostrado na Figura 1.2, não tem limitações com relação à SCR , mas apresentam altas perdas no conversor por causa da alta frequência de chaveamento (perdas por chaveamento), se comparado ao HVDC a tiristores. A aplicação do VSC-HVDC convencional ainda é limitada a algumas centenas de MW.

Também a tecnologia MMC-HVDC (HVDC com *Modular Multilevel Converter* - MMC ou Conversor Multinível Modular - CMM - em português) [23] que é um conversor de tensão, não tem problemas com o valor do SCR e apresenta perdas reduzidas devido ao chaveamento em baixa frequência quando comparado ao VSC-HVDC convencional, da mesma forma, apresenta um reduzido conteúdo harmônico na tensão CA. Hoje existe um exemplo de aplicação de MMC-HVDC, denominado de HVDC-Plus com potência de 400 MW [24], e espera-se várias aplicações para os próximos anos com potências ao redor de 1GW [25], [26].

³O SCR é dada por $MVA_{CC3\phi}/p$, onde p é a potência a ser transferido pelo elo CC e $MVA_{CC3\phi}$ é a potência de curto-circuito na barra onde será conectado os terminais do HVDC

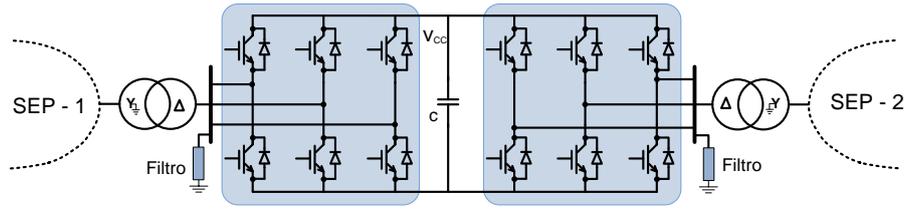


Figura 1.2: VSC-HVDC em B2B com conversor de dois níveis.

1.2 Revisão do Estado da Arte na Área de Eletrônica de Potência e Sistemas de HVDC

Em 1957, quando o tiristor foi lançado no mercado, a área de eletrônica de potência estava tendo o seu início. Os tiristores de 4, 5 e 6 polegadas, continuam como o elemento chave nos sistemas de LCC-HVDC e, especialmente, nos sistemas UHVDC. O sistema HVDC continua ganhando espaço, principalmente em aplicações de transmissão de grandes blocos de potência em longas distâncias (mais de 2000 km). Como exemplo pode-se citar os sistemas de UHVDC comissionado em 2010, em ± 800 kV, com capacidade de 6.4GW^4 que interliga Xiangjiaba-Shanghai na China [27], através de uma linha em CC de 2071km e a linha CC em ± 600 kV, 6.3 GW, 2375 km Porto Velho - Araraquara 2 comissionado em 2013 no Brasil [3].

Em sistemas de potência, existem duas grandes áreas de aplicação de conversores de eletrônica de potência: Sistemas HVDC e FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*). Os compensadores FACTS foram apresentados a partir de 1988 por Hingorani e Gyugyi nos Estados Unidos [28] [29] [30]. Os vários tipos de equipamentos FACTS encontram-se em [31]. Este conceito trata da aplicação da Eletrônica de Potência em Sistemas de Potência, visando entre outras aplicações, o controle rápido e eficiente do fluxo de potência, controle de tensão ou potência reativa e amortecimento de oscilações.

Em 1999, foi lançado o primeiro livro sobre FACTS por Hingorani e Gyugyi [32]. Mais tarde, em 2004, foi publicado o livro de Acha et al. [33]. Em 2005 foi publicado um relatório do Grupo de Trabalho da CIGRE-B4 tratando sobre o emprego do VSC [21]. Em 2007, foi publicado o livro de VSC-HVDC e FACTS pela CIGRE-B4-33 [34], e o livro sobre HVDC por J. Arrillaga et al. [35]. Em 2009, foram publicados pela CIGRE-B4.39 [36] trabalhos sobre as aplicações do VSC-HVDC na integração de usinas eólicas de grande escala com sistemas de potência, e outro pela mesma CIGRE-B4 sobre o SSSC (*Static Synchronous Series Compensator*) [37], e o livro sobre LCC-HVDC por Chan-Ki King et al. [38].

⁴A fim de manter coerência entre as figuras que apresentam resultados de simulações, que são baseados na língua inglesa, neste trabalho será utilizada a mesma representação de números decimais, com o separador decimal definido por “.” e não por “,”.

Desde antes da invenção do tiristor, a comunidade cientista trabalhou em todas as áreas envolvidas, desde técnicas de controle, modelagem, coordenação do isolamento, topologia de conversores e ferramentas computacionais para a modelagem⁵. A Figura 1.3 apresenta de forma resumida a evolução histórica do HVDC e todas as áreas envolvidas nele [11] [35] [39] [40] [41] [42].

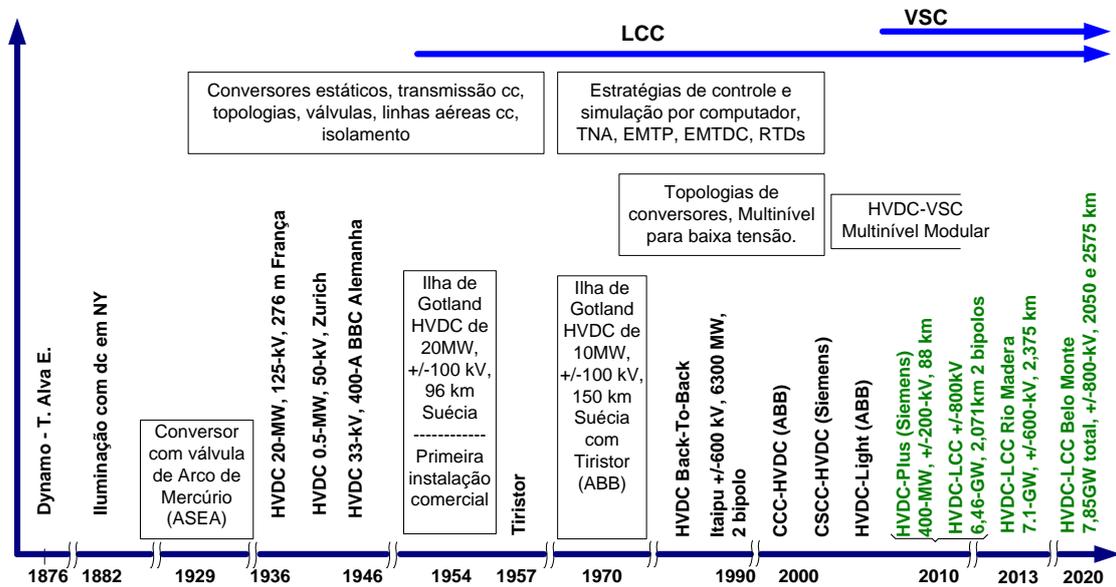


Figura 1.3: Evolução histórica dos sistemas HVDC e suas áreas envolvidas.

No início dos anos 80 foi publicado um artigo técnico pelo professor Marco G. B. Venturini et al. [43], nele mostrou um *chopper* meia ponte e ponte completa H, com fonte CC, conforme mostrado na Figura 1.4(a)(b). Depois em 2003 foram propostos os mesmos *choppers*, com capacitores no lugar da fonte CC, conforme Figura 1.4(c)(d) Essa proposta foi publicada por Rainer Marquardt et al. da Universidade Bundeswehr München, Alemanha nos artigos técnicos [44] [45] mostrando alguns conceitos matemáticos e princípios de operação. O foco deste trabalho é a aplicação do *chopper* em meia ponte H (Figura 1.4(d)) em sistemas HVDC. Os conversores baseados na ponte H completa até agora foram aplicados para acionamento de máquinas e para síntese de STATCOM⁶. Nos últimos 10 anos tem sido o foco em aplicações de HVDC multiterminal pela possibilidade de limitar a corrente de curto no elo CC.

Em 2010, Marquardt publicou um trabalho sobre a possibilidade de aplicação do MMC em sistemas de HVDC interligados [46]. Em 2009, foi publicado o trabalho “Control and Experiment of Pulsewidth-Modulated Modular Multilevel Converters” por Akagi et al., na revista IEEE Transactions on Power Electronics [47].

⁵Esta comunidade, inicialmente não tinha nome, mas por volta do final da década de 1960, passou a se chamar de Eletrônica de Potência (Power Electronics)

⁶STATCOM da Areva em Connecticut

Em 2010, foi publicado o trabalho “Dynamic Performance of a Modular Multilevel Back-to-Back HVDC System” por Reza Iravani et al. na revista IEEE Transactions on Power Delivery [23] e no início do ano 2011 foi publicado por Gole et al. o trabalho “Efficient Modeling of Modular Multilevel HVDC Converters (MMC) on Electromagnetic Transient Simulation Programs” na revista IEEE Transactions on Power Delivery [48]. Em 2012 e 2013 foram feitas várias publicações tratando de assuntos sobre controle, características da topologia do conversor e aplicações do MMC em sistemas HVDC.

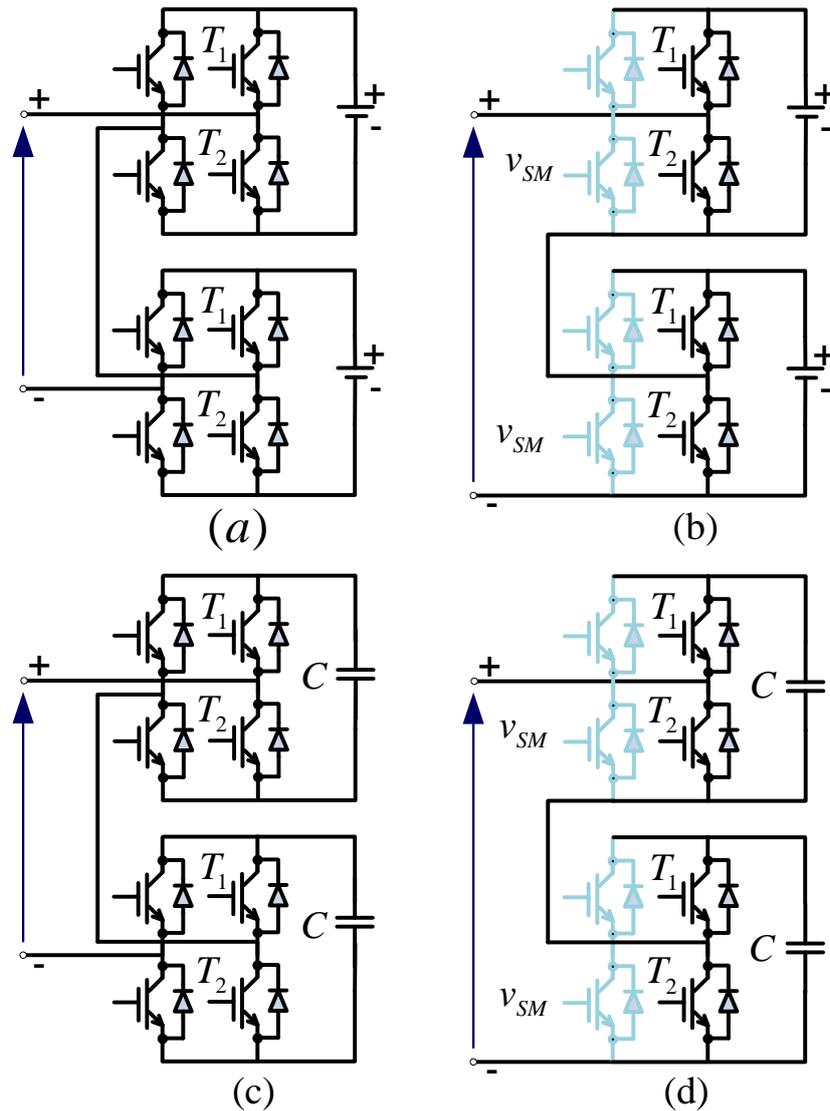


Figura 1.4: Conversor em ponte H: (a) ponte completa e (b) meia ponte com fonte CC, proposta por Marco G. B. Venturini; (c) ponte completa e (d) meia ponte com capacitor C no lado CC, proposta por Rainer Marquardt et al.

1.2.1 Sistemas VSC-HVDC

O sistema VSC-HVDC é composto por dois conversores VSC (retificador-inversor). A principal característica das chaves autocomutadas do conversor VSC é a condução bidirecional de corrente e suportabilidade unidirecional de tensão. A conexão entre os conversores VSC do HVDC pode ser feita através de uma linha de transmissão em corrente contínua (transmissão ponto-a-ponto) ou através de uma conexão direta, também chamada de conexão em *back-to-back* (BTB).

1.2.2 Topologia e Aplicações

Existem várias companhias integradoras de sistemas de HVDC baseado em VSC, sendo que as mais conhecidas na atualidade são a ABB e a Siemens. A primeira comercializa VSC-HVDC denominado de HVDC-*Light*, que utiliza o PWM a “alta” frequência para controle de chaveamento dos IGBTs, conversores de dois ou três níveis, transformadores e filtros de harmônicos, tal como representado na Figura 1.2. A Siemens foi a primeira a implementar um sistema HVDC baseado em MMC.

Se os VSC são conectados em BTB (conexão paralela), usa-se apenas um capacitor no elo CC (Figura 1.2). Porém, em transmissão por cabo ou linha aérea, são necessários capacitores nos terminais CC de cada conversor, como mostrado na Figura 1.5.

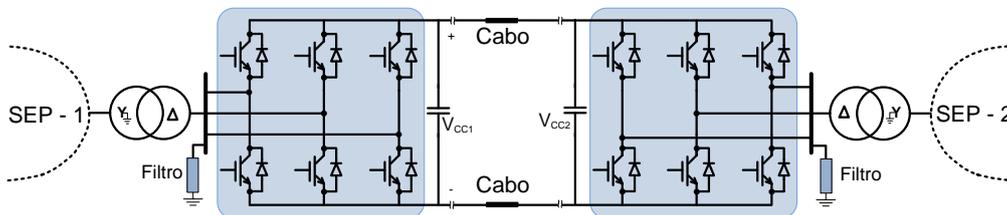


Figura 1.5: VSC-HVDC em transmissão ponto a ponto.

De fato, os dois VSCs em conexão ponto a ponto, na teoria, podem ser conectados por linha aérea. No entanto, esta opção ainda é pouco explorada devido à indisponibilidade comercial de disjuntores CC. O projeto Caprivi é um exemplo deste tipo de aplicação [49]. Por conseguinte, a maioria dos sistemas de transmissão VSC-HVDC utiliza a conexão por cabos subterrâneo ou submarino, onde os riscos de curto-circuito são praticamente nulos. É possível também se pensar em sistemas VSC-HVDC multiterminais como mostrado na Figura 1.6 e há vários empreendimentos que foram desenvolvidos. Por exemplo, Nanao, que conta com 3 terminais de 200, 100 e 50 MW em ± 160 kV comissionado em 2013. Outro exemplo é em Zhoushan, que prevê um sistema HVDC multiterminal de 5-terminais de 400, 300, 100, 100 e 100 MW em ± 200 kV cuja previsão é para 2014 [4].

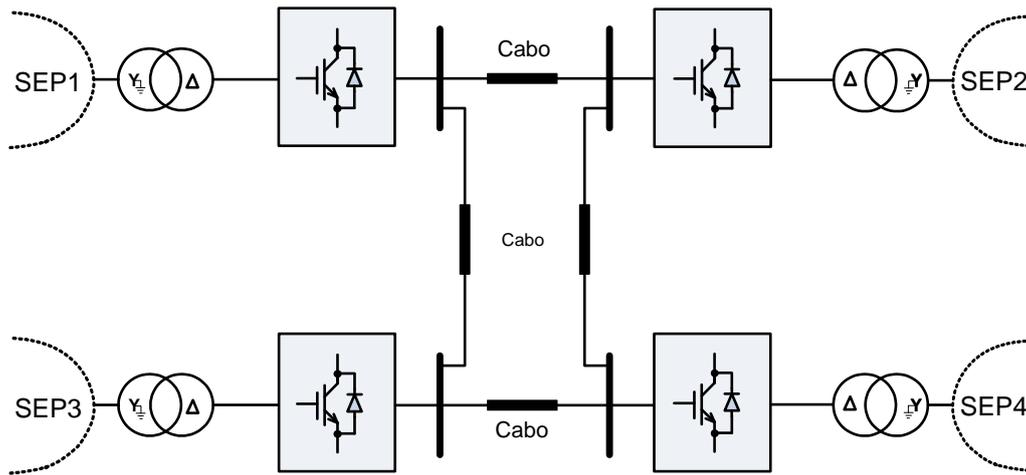


Figura 1.6: Sistema HVDC Multiterminal em CC usando cabos.

No VSC de dois níveis, a tensão sintetizada entre os terminais CA e o ponto médio do elo CC do HVDC varia entre $\pm \frac{v_{CC}}{2}$. A Figura 1.7 mostra os detalhes do controle PWM tipo seno-triângulo utilizado no controle do conversor e a tensão nos terminais CA da mesma. Para eliminação dos harmônicos da tensão CA é necessário um filtro, a frequência destes harmônicos são múltiplos da portadora (onda triangular).

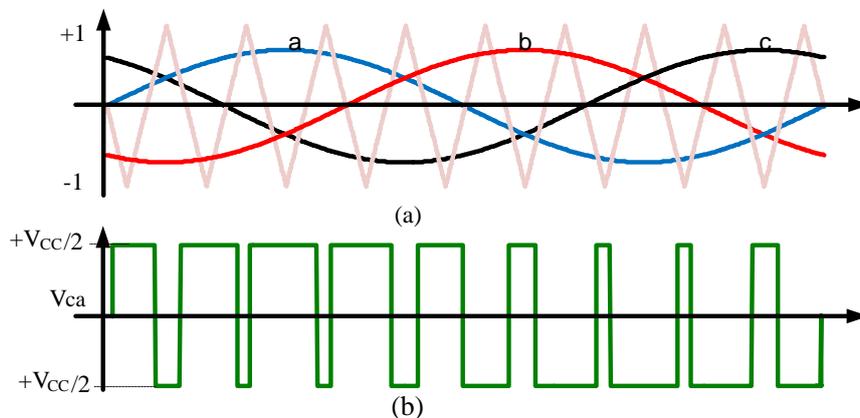


Figura 1.7: (a) Referência de tensões nas fases e a portadora triangular para gerar o sinal PWM; (b) Tensão de saída do VSC de dois níveis.

Um sistema HVDC baseado em VSC de três níveis, em configuração BTB foi comissionado em 2000, nos Estados Unidos e implementado na subestação de *Eagle Pass* pela ABB, com potência de 36 MW e, ± 18 kV no elo CC [35]. A Figura 1.8 apresenta os detalhes do conversor.

Por outro lado, a Siemens comissionou um sistema de corrente contínua denominado de HVDC - Plus (*Power Link Universal System*)[50], onde foi aplicado pela primeira vez os conversores MMC, com controle PWM a baixa frequência⁷. Este conversor, também é fonte de tensão, composto de centenas (100 a 200 segundo a

⁷Conforme fonte não oficial da Siemens, a frequência de chaveamento do submódulo é 60Hz.

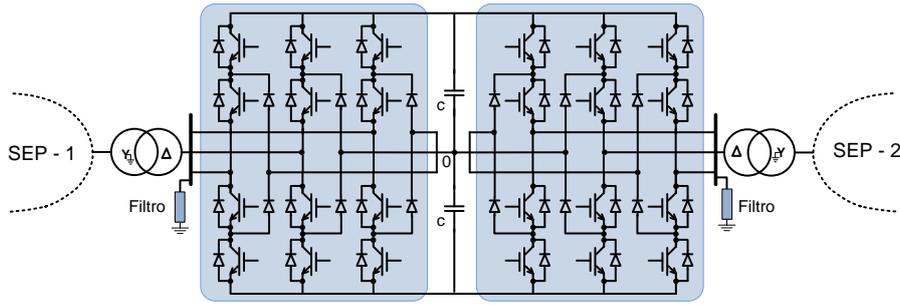


Figura 1.8: HVDC em B2B baseado em VSC de três níveis.

necessidade) de submódulos (SM) de meia-ponte H conectados em série, tal como mostrada na Figura 1.9. Cada um destes submódulos são formados por duas chaves IGBT em antiparalelo com diodos e um capacitor CC. Em cada perna deste conversor são necessários os indutores para limitar a derivada da corrente e proteger os dispositivos semi-condutores. São necessários filtros de harmônicos se a tensão for sintetizada com poucos níveis (menor que 20). No entanto, caso o PWM utilizado seja o SHE (*Selective Harmonic Elimination*)[51], ou o MMC tenha mais de 21 níveis, o filtro pode ser dispensado. No MMC do projeto Trans Bay o número de níveis é da ordem de 100 por braço. São necessários os transformadores para a conexão do MMC com a rede CA. A diferença do VSC de dois níveis, na conexão BTB do MMC, é que, não são necessários haver capacitores no elo CC, como mostrado na Figura 1.9.

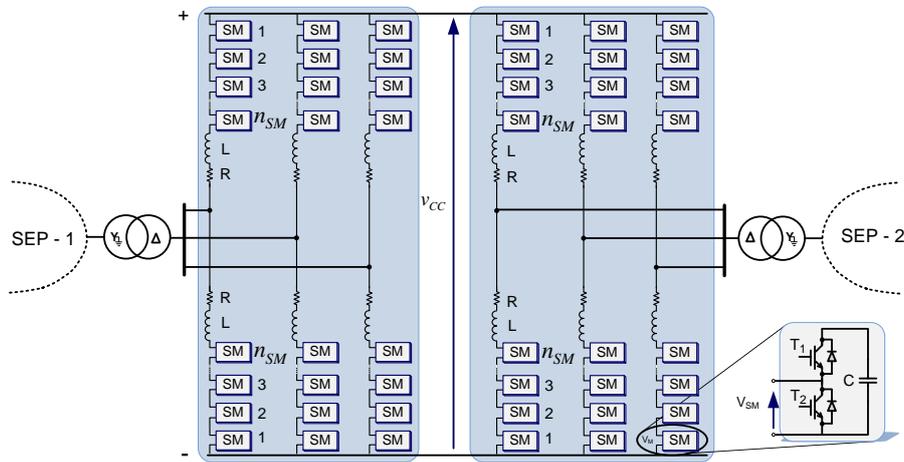


Figura 1.9: HVDC em BTB baseado em VSC MMC.

Existe uma diversidade de aplicações para o VSC-HVDC apesar de ser uma tecnologia relativamente nova quando comparada ao LCC-HVDC (LCC: *Line Commutated Converter*) [38]. O primeiro HVDC comercial baseado em VSC foi comissionado em 1999 pela ABB, para interligar na Suécia, o continente com a Ilha de Gotland [52] para transferir 50 MW. Desde então existe um importante número de instalações que na atualidade estão operando, principalmente em sistemas elétricos

com características de baixas potências de curto-circuito onde o LCC-HVDC pode ter problemas de operação. A Figura 1.10 mostra algumas possíveis aplicações de sistema de transmissão HVDC. Nesta figura, tanto a aplicação do LCC quanto do VSC são mostradas. Outra aplicação mostrada nessa figura é a transmissão CA segmentada que consiste em trechos ou segmentos de linha em corrente alternada interligadas através de sistema HVDC em BTB [53]. A Figura 1.11 mostra uma linha de transmissão em CA segmentada por dois VSCs conectados em *Back-to-Back* e o conjunto de linhas LT-1, VSCs e LT-2 interligam o SEP1 com o SEP2. No entanto, se o sistema for fraco (com ESCR - *Efective Short Circuit Ratio ou Relação de Curto circuito Efetivo* menor que 3, por exemplo) resulta mais apropriada a aplicação do VSC. O ESCR é calculado a partir da relação entre a potência de curto-circuito trifásico em MVA na barra PCC (Ponto de Conexão Comum com 1.0 pu de tensão) e a potência máxima nominal em MW do conversor do sistema HVDC.

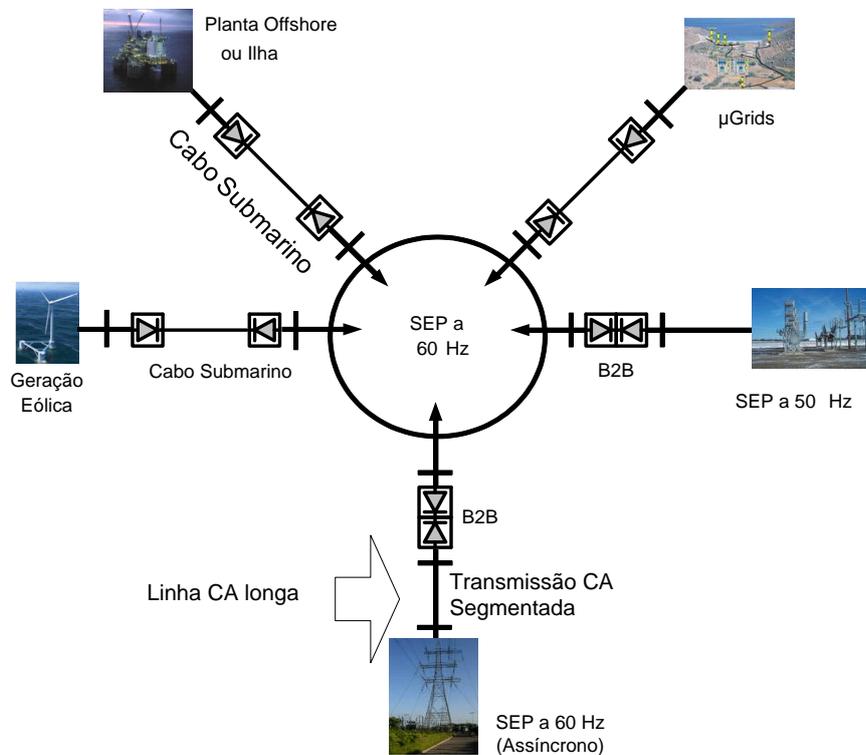


Figura 1.10: Exemplos de aplicações do VSC-HVDC.

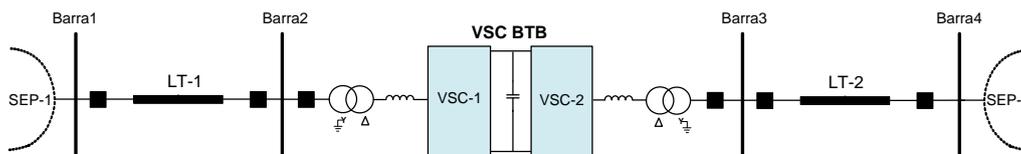


Figura 1.11: Linha de Transmissão segmentada por VSCs em *Back-to-Back*.

Para uma operação apropriada do LCC-HVDC, é recomendável que a rede

elétrica seja forte, com potência de curto-circuito no PCC muito maior que a potência transferida pelo elo CC (da ordem de 2.5 ou maior que 1.2 no caso de CCC-HVDC). Ou seja, o sistema elétrico tem que ter sua topologia elétrica malhada, com várias opções de linhas (caminhos para a corrente) para levar energia a outras barras. O LCC-HVDC também pode operar próximo a uma barra de geração, neste caso, a constante de inércia do sistema elétrico deve ser relativamente grande para contribuir na estabilidade e confiabilidade da operação do elo CC.

A constante de inércia de um sistema elétrico é dada pelo conjunto de massas do sistema turbina-gerador e compensadores síncronos interligados na rede elétrica. Esta inércia é necessária a fim de manter controlada a tensão e frequência durante transitórios devido a defeitos no sistema CA ou CC. Estes defeitos são mais críticos se acontecerem no lado do inversor do sistema HVDC. A energia armazenada nas inércias, permite manter a força eletromotriz durante a redução temporária de potência que flui pelo elo CC. As perturbações no sistema CA podem afetar a operação de qualquer conversor, porém, a interação entre os sistemas CA-CC torna-se mais severa à medida que a impedância vista a partir dos terminais CA do conversor aumenta, ou seja, se o SEP tem baixa potência de curto-circuito ou o sistema é fraco.

Uma rede elétrica fraca é caracterizada, principalmente, por apresentar uma alta impedância no lado CA, vista a partir dos terminais do transformador do conversor, em relação à impedância equivalente vista no sistema CC. Na Figura 1.12 são mostradas as diversas tecnologias de HVDC sobre uma reta que representa a variação do ESCR, parâmetro que caracteriza um SEP em rede elétrica muito fraca, fraca, forte e muito forte [17].

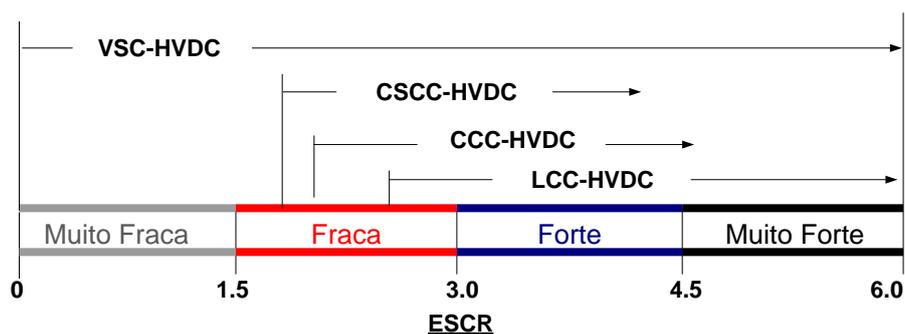


Figura 1.12: Relação entre tecnologias HVDC e o ESCR.

Como foi dito, é recomendável que o valor de ESCR seja maior que um certo valor (valor mínimo na faixa de 2,5 a 3) para que o LCC-HVDC tenha desempenho satisfatório. Se for menor, há algumas opções para tornar possível a aplicação do LCC-HVDC, por exemplo, a potência de curto-circuito no PCC pode ser incrementada através de compensadores síncronos, ou utilizar esquemas especiais de

controle dos conversores. No entanto, isso pode significar um aumento considerável nos custos. Nesta situação, uma outra alternativa pode ser escolhida. Por exemplo, a tecnologia CCC-HVDC (*Capacitor Commutated Converter*) [54], onde um banco de capacitores é inserido em série entre os conversores e a rede CA para incrementar o suporte de tensão e garantir a comutação dos tiristores, conforme mostrado na Figura 1.13. Esta opção tem sido aplicada, principalmente, para configuração em BTB, como o CCC-HVDC de Garabi [55], Rio Madeira [56] e Rapid City [54]. No que diz respeito ao CSCC-HVDC (*Controlled Series Capacitor Converter*) [38], [57], não se encontrou nenhuma aplicação prática. A topologia do CSCC é mostrado na Figura 1.14. No caso de VSC-HVDC não há preocupação com relação ao valor do ESCR.

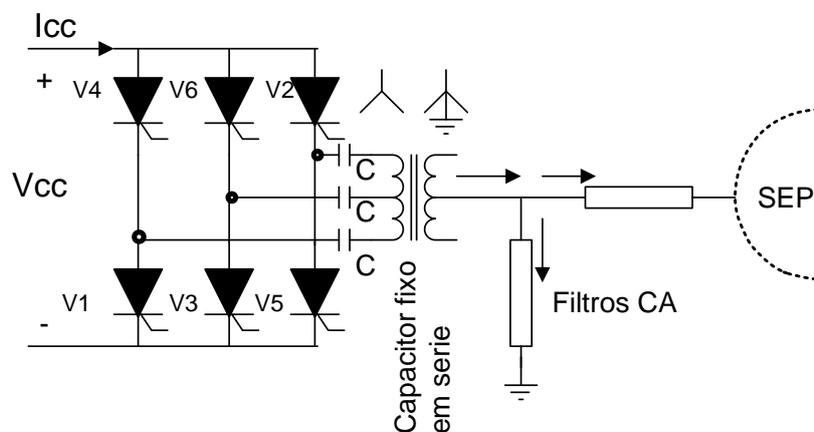


Figura 1.13: Conversor baseado em tiristores, CCC-HVDC (*Capacitor Commutated Converter*).

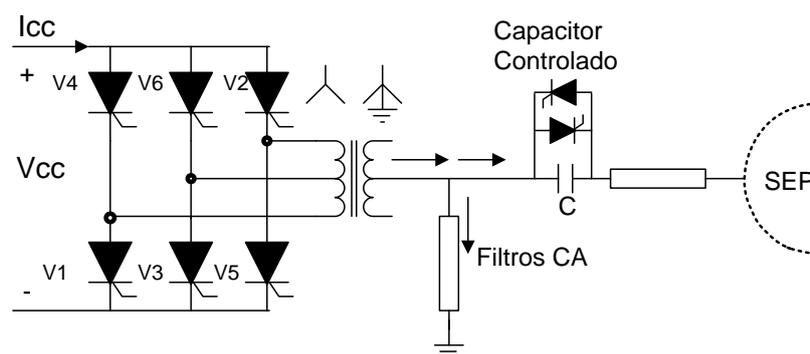


Figura 1.14: Conversor baseado em tiristores, CSCC-HVDC (*Controlled Series Capacitor Converter*).

O LCC-HVDC, mesmo tendo a maturidade na tecnologia, o seu conceito apresenta algumas desvantagens inerentes. Por exemplo, como dito acima, o inversor não pode ser conectado a um sistema sem fontes ou com baixo ESCR. Sempre é necessário um gerador ou compensador síncrono no lado CA do inversor para garantir

a tensão de comutação dos tiristores e, inclusive a potência reativa. Um exemplo deste tipo de sistema é o da Ilha de Gotland, Suécia, onde não existe geração local. Nessa Ilha, a tensão senoidal e a frequência são mantidas por quatro compensadores síncronos (potência total de 196 MVA) e pelo controle da potência do elo CC. O ESCR em condições normais é grande (4.7), podendo chegar ao mínimo de três, ambos referidos a 160 MW de potência do elo CC. A constante de inércia total dada pelos compensadores síncronos é 1.92s.

A frequência da tensão na Ilha é controlada modulando a potência no elo CC através de um regulador que prevê a ordem da corrente no retificador CC. A tensão é controlada pelo regulador automático de tensão do compensador síncrono e a potência reativa é compensada pelo banco de capacitores e os filtros de harmônicos além do próprio compensador síncrono.

Diferentemente do LCC-HVDC ou CCC-HVDC, que opera só em dois quadrantes do plano P-Q⁸ (retificador ou inversor com potência reativa indutiva), a região de operação de um VSC-HVDC pode ser nos quatro quadrantes, isto é, o VSC pode controlar a potência ativa positiva ou negativa e a potência reativa indutiva ou capacitiva, de forma independente.

No plano P-Q (Figura 1.15), a região de operação para um VSC teoricamente é nos quatro quadrantes, onde a potência ativa e reativa podem ser positivas ou negativas de forma independente.

1.3 Contextualização do Problema

Em geral, o VSC-HVDC resolve importantes limitações que são características de LCC-HVDC clássico. Isso ocorre pelo fato do VSC usar o controle PWM (*Pulse Width Modulation*) [51], o que permite o controle independente da magnitude e fase da tensão nos terminais do conversor. Também, os conversores podem operar em todas as regiões do plano P-Q, devido ao fato de que a comutação das chaves do VSC não depende da tensão da linha. Além disso, não apresenta falhas de comutação [58] e, pode ainda ajudar a recompor uma rede elétrica após de um *blackout* total ou parcial (*black start capability*) [59].

Uma característica importante dos sistemas VSC-HVDC é o controle da potência reativa independente nos dois terminais, podendo melhorar assim, a estabilidade dinâmica da tensão e a estabilidade transitória dos SEPs interligados [21]. No entanto, nos conversores VSC de dois níveis ainda existem problemas a resolver, sendo as perdas maiores que no LCC o mais importante deles. No VSC de três níveis, as perdas são menores do que as perdas no caso de VSC de dois níveis, mas o controle é mais complexo.

⁸P = potência ativa e Q = potência reativa

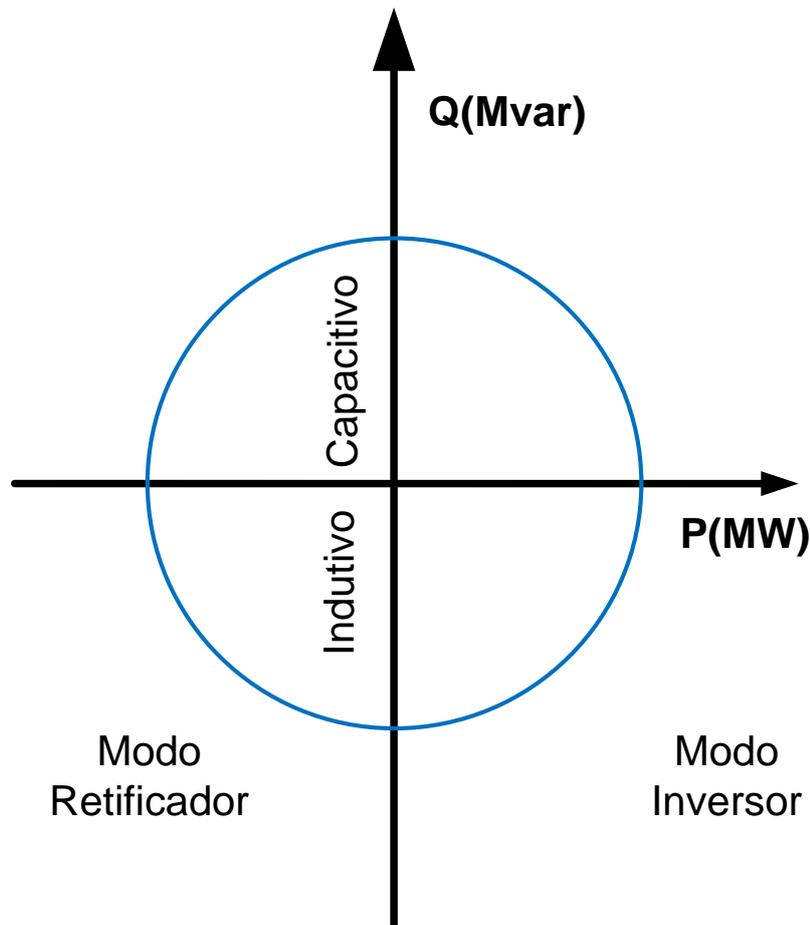


Figura 1.15: Diagrama P-Q simplificado de um sistema VSC-HVDC.

Em conversores do sistema LCC-HVDC clássico, estas perdas estão em torno de 1,4% a 1,8% considerando as duas estações conversoras e os transformadores [60]. No sistema VSC-HVDC convencional de dois níveis, estas perdas ficam em torno de 4,0% a 8,0% também nas duas estações conversoras. Em conversores de três níveis, as perdas ficam em torno de 2,0%, também por conversor e, em conversores MMC em aplicação de HVDC a perda pode ser menor que 2% nos dois conversores [61] [62] se a frequência de chaveamento for igual à da frequência da rede.

Esta diferença nas perdas é, fundamentalmente, por causa da frequência de chaveamento. Por exemplo, para o sistema LCC-HVDC o chaveamento dos tiristores é à frequência fundamental da rede. Em sistema VSC-HVDC de 2 níveis, o chaveamento das chaves semicondutoras é a uma frequência que varia em torno de 21 a 33 vezes a frequência da rede por causa do controle PWM. Além disso, as perdas por condução dos IGBT são maiores que as perdas em tiristores.

Em um futuro próximo, é muito provável que o problema das perdas devido à

condução nas chaves venha a ser melhorada, devido ao surgimento de novos dispositivos de eletrônica de potência baseado em novos materiais semicondutores como o Carbeto de Silício (*Silicon Carbide Semiconductors*) [63] [64] que podem reduzir as perdas por condução e comutação. Analisar os conversores com estes novos dispositivos semicondutores fica fora do escopo deste trabalho, tendo em vista que ainda não existem dispositivos de alta potência baseados nesse semicondutor.

Outra limitação do sistema VSC-HVDC seria a transmissão por linhas aéreas tendo em vista a indisponibilidade comercial de disjuntores CC, hoje só existe um sistema nesse tipo de transmissão, porém a proteção contra curto-circuito no elo CC é feita pelos disjuntores do lado CA o que significa que cada vez que acontecer o defeito, as pontes conversoras são re-inicializadas. Esta transmissão é realizada para sistemas ponto a ponto, e não é viável para sistemas multi-terminal [65].

Na última década, dando continuidade ao processo de aprimoramento da tecnologia VSC de alta potência, em termos de perdas, geração de harmônicos, flexibilidade, controlabilidade, confiabilidade e outras características, foram introduzidas novas topologias, principalmente na linha de conversores multiníveis modulares[18]. Por exemplo, foram utilizados conversores de três níveis, ponte H em cascata e, mais recentemente o MMC (Multilevel Modular Converter) [44] [66]. A diferença entre o conversor em ponte H em cascata e o MMC é que em ponte H a tensão nos capacitores são diferentes e o tempo em que um capacitor fica inserido depende de qual nível ele vai fazer na onda da tensão. Por exemplo, se ele é inserido para fazer o último nível da tensão, então o tempo que ele ficará inserido será menor do que outros capacitores, e se este vai fazer o primeiro nível da tensão, então este ficará por um tempo maior do que os outros capacitores. Já no MMC, a tensão e o tempo que fica inserido um capacitor teoricamente é igual para todos mesmo para o último ou primeiro nível da tensão. O conversor de três níveis foi aplicado em alguns projetos de VSC-HVDC [67], a ponte H em cascata foi utilizada em STATCOM [68] e o MMC foi aplicado em um sistema HVDC de 400 MW. Este último sistema foi comissionado pela Siemens em março de 2010, em São Francisco, Estados Unidos [50] e há previsão de várias aplicações para os próximos anos, com potências próximas a 1 GW.

Por outro lado, o número de trabalhos publicados na área de MMC-HVDC aumentou consideravelmente nos últimos anos. No entanto, ainda não foram exploradas as inúmeras possíveis estratégias de controle desses conversores e as diversas aplicações que podem vir a ser feitas. Uma característica comum dos trabalhos de pesquisa sobre o MMC, publicados até agora, é a aplicação de PWM para o controle das chaves com relativa alta frequência, colocando em cheque a possibilidade de reduzir as perdas inerentes à alta frequência de chaveamento das chaves [21].

1.4 Motivação

O MMC pode alterar profundamente a forma como os sistemas VSC-BTB serão considerados, transformando-os em opção real para amplo uso em SEPs. Os sistemas VSC-HVDC são importantes, principalmente, para facilitar as integrações de áreas ou para expandí-las reduzindo a possibilidade de propagação de perturbações. Porém, pelo fato do MMC ter superado as limitações do HVDC com VSC de dois ou três níveis, em termos de perdas e qualidade da tensão CA, há fortes indícios de que esta será a tecnologia dominante nos próximos anos, principalmente em aplicações multi-terminal, conforme mostrado na primeira parte deste capítulo. Esse fato resulta em uma boa motivação para concentrar os estudos sobre esta nova tecnologia e suas aplicações.

1.5 Objetivos

O principal objetivo deste trabalho é modelar e analisar o conversor MMC, aplicado em sistemas HVDC. É também objetivo deste trabalho, propor estratégias de controle de chaveamento dos IGBTs do submódulo à frequência da linha, tendo em vista a importância de manter balanceada as tensões nos capacitores dos submódulos do MMC. Além disso, o MMC-HVDC deve controlar as potências ativa e reativa. Pretende-se dessa forma, contribuir para a consolidação da aplicação desta nova e promissora tecnologia.

Este trabalho se concentra também em duas aplicações de MMC-HVDC simulados no programa computacional EMTDC/PSCAD V4.5 [69]:

1. Conexão BTB de dois SEPs, conforme mostrado na seção 1.2; e
2. Aplicação do MMC-HVDC em transmissão CA segmentada, conforme mostrado na Figura 1.10.

1.6 Contribuições

As principais contribuições deste trabalho são descritos a seguir:

- Modelagem matemática do conversor MMC, visando entender de como fluem as correntes nos braços do conversor. Para isso, a modelagem foi desenvolvida em três modos de operação. No primeiro modo considera-se o conversor com o lado CA desligado, desta forma, as correntes que circulam pelos braços superior e inferior são as mesmas e iguais a um terço da corrente CC. No segundo modo considera-se o conversor com o lado CC desligado, assim, as correntes CA de linha distribuem-se em partes iguais no braço superior e inferior. No terceiro

modo de operação, considera-se o conversor com os lados CA e CC desligados. Desta forma, as correntes que circulam pelo braço superior e inferior são iguais e geradas pela diferença de tensão entre as pernas do MMC;

- Análise das correntes circulantes no MMC. Diz-se correntes circulantes aquelas que circulam apenas entre as pernas do MMC, sem afetar o lado CC e CA do MMC, defasadas em 120 graus entre si e com amplitudes iguais. Essas correntes são excitadas, especialmente pela tensão dada pela diferença entre a soma das tensões nos capacitores do braço superior superior e inferior, oscilante em duas vezes a frequência da rede. Esta tensão oscilante em duas vezes a frequência da rede por sua vez é induzida pela energia circulante entre cada fase da rede CA e cada perna do conversor que também é oscilante em duas vezes a frequência da rede. Não obstante, é recomendável controlar a magnitude desta tensão oscilante nos capacitores, conforme implementado neste trabalho;
- Chaveamento dos SMs na frequência fundamental da rede. mantendo balanceadas as tensões dos SMs.
- Foi desenvolvido e testado satisfatoriamente um sistema de controle para o sistema HVDC BTB com MMC com controle de potência ativa e reativa, mantendo balanceada a tensão dos capacitores dos SMs chaveados em 60 Hz.

Capítulo 2

Conversores Multinível Modular (MMC)

2.1 Topologia do MMC

Neste capítulo, para explicar de forma didática a descrição e a modelagem matemática do MMC, a topologia do conversor foi dividida em três partes: sub-módulo, braço e perna, conforme descritas a seguir. A Figura 2.1 mostra a topologia geral do MMC trifásico, e indica as partes descritas a seguir:

2.1.1 Submódulo (SM)

O submódulo (SM) é o elemento principal do MMC, e trata-se de um conversor em meia ponte H, constituído por duas chaves IGBTs com seus respectivos diodos anti-paralelo e um capacitor de corrente contínua. A Figura 2.1, mostra um MMC completo e os detalhes de um SM.

2.1.2 Braço do MMC

A formação do braço do MMC é definida por submódulos conectados em série com um reator L , denominado de indutor de braço, conforme mostrado na Figura 2.1. O resistor R representa as perdas nesse indutor. O braço superior é conectado entre o pólo positivo do elo CC e o terminal CA de uma fase e, o braço inferior é conectado entre o terminal CA de uma fase e o pólo negativo do elo CC do MMC.

2.1.3 Perna do MMC

O conjunto braços superior e inferior que se conectam através dos dois indutores de braço formam uma perna do MMC. Ressalta-se que esse conjunto equivale aos conjuntos de chaves de uma fase do MMC.

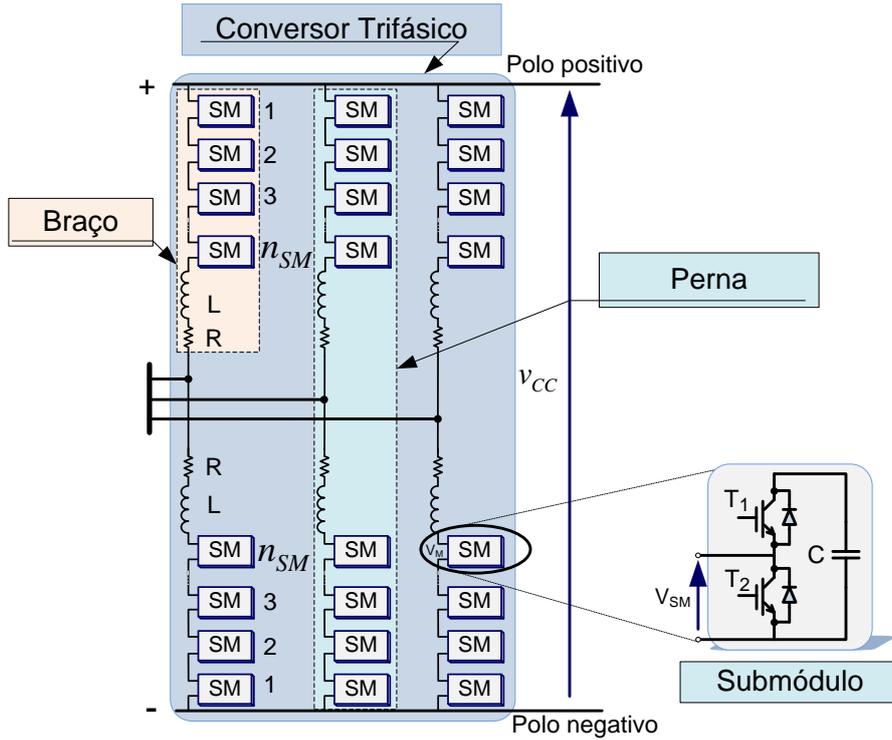


Figura 2.1: Topologia do conversor MMC trifásico.

Cada braço do MMC é composto por n_{SM} submódulos, sendo assim, uma perna terá $2n_{SM}$ submódulos e o MMC trifásico $6n_{SM}$ submódulos.

O número de SMs por braço é definido pelo número de níveis desejado na tensão CA sintetizada pelo MMC. Sendo que, com n_{SM} por braço é possível obter $n_{SM} + 1$ níveis na tensão de fase. Outro critério mais apropriado desde o ponto de vista técnico para definir o n_{SM} é a tensão v_{CC} , pois a soma da tensão de n_{SM} capacitores dos SM na perna deve ser igual à tensão v_{CC} . Em um exemplo de MMC da Siemens [50], a tensão nominal de um SM é em torno de 2 kV, e isto é definido pela tensão do capacitor e das chaves, no caso o IGBT. Por outro lado, o SM fabricado pela ABB prevê que pode operar com uma tensão de 18 kV [70]. No caso do SM de 2 kV um IGBT é suficiente, mas no caso de 18 kV é necessário que vários IGBTs sejam conectados em série. Portanto, com v_{CC} por exemplo, igual a 600 kV, nos conversores da Siemens o n_{SM} será igual a 300 mais os SMs de reserva ou *back-up* e para os conversores da ABB o n_{SM} será igual a 33 mais os SMs de reserva.

2.2 Modos de Operação de um Submódulo.

Levando em conta as características da topologia do SM e dos seus componentes (IGBTs, diodos e capacitor), identificam-se dois modos principais de operação do SM, mostrados na Figura 2.2: Modo 1, ou de capacitor inserido e Modo 2, ou de capacitor em *bypass*.

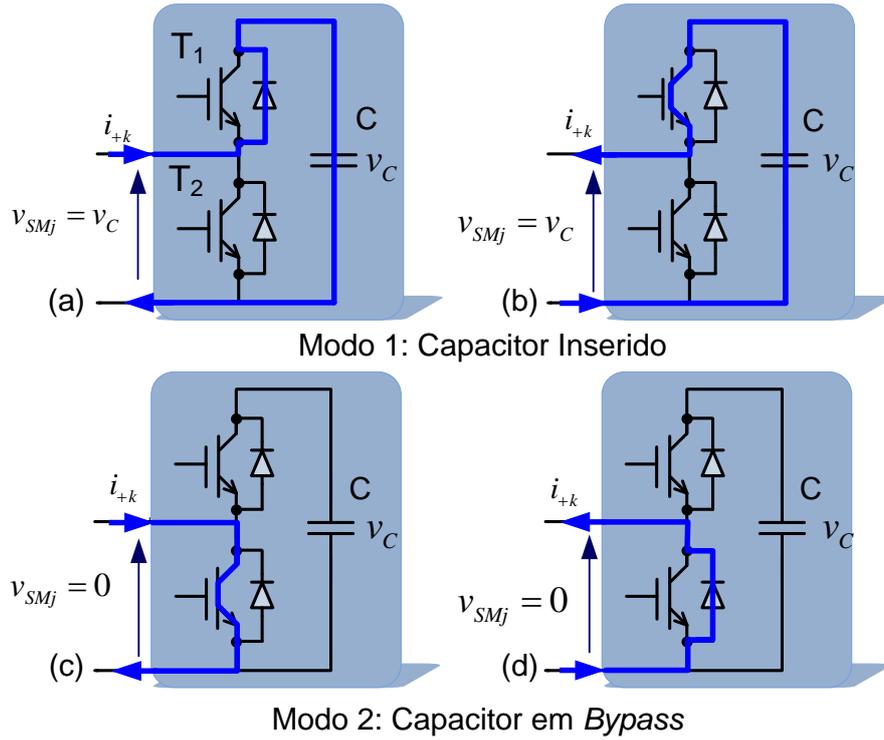


Figura 2.2: Diagrama do SM operando no modo capacitor inserido e capacitor em *Bypass*, j indica o SM no braço $j \in [1, n_{SM}]$.

2.2.1 Modo 1: Capacitor Inserido

Durante a operação do SM neste Modo 1, a chave T_1 é mantida polarizada para conduzir corrente em um sentido e a chave T_2 permanece aberta. A corrente circula pelo capacitor nas duas direções conforme mostrada na Figura 2.2(a) e (b). Nesta figura, a corrente no braço está representada por i_{+k} sendo k as fase a , b ou c . Quando a corrente i_{+k} flui no sentido contrário a T_1 , esta circula pelo respectivo diodo anti-paralelo. Assim, ela pode estar carregando como na Figura 2.2(a), ou descarregando o capacitor (Figura 2.2(b)). Para as duas direções da corrente i_{+k} , a tensão nos terminais do SM será igual à tensão no capacitor do SM.

2.2.2 Modo 2: Capacitor em *Bypass*

Durante a operação do SM neste Modo 2, a chave T_2 é mantida polarizada para conduzir a corrente i_{+k} em um sentido e a chave T_1 permanece aberta. O diodo anti-paralelo a T_2 conduz i_{+k} em sentido contrário à corrente que circula pela chave T_2 . Neste modo, i_{+k} não circula pelo capacitor, a tensão nos terminais do SM é zero e o capacitor permanece com a carga constante.

Com o intuito de identificar o modo de operação do SM, considera-se s_j , função de chaveamento que pode ser 0 ou 1, uma função para o j -ésimo SM. Assim, se s_j é igual a 0 (zero), esse SM opera no Modo 2 (*bypass*), portanto, a tensão v_{SM} (tensão

nos terminais do SM) será igual a zero. Isto também significa que, se a chave T_2 recebe um sinal lógico de disparo igual a 1, é mantida polarizada para conduzir. Se a chave T_1 recebe um sinal lógico de disparo igual a zero, esta permanece aberta. Se s_j for unitário, o SM estará no Modo 1 (inserido) e a tensão v_{SM} será igual à tensão v_{C_j} (tensão no capacitor j). As chaves semicondutoras estarão em estado inverso ao caso do Modo 2. Analiticamente, estas situações descritas podem ser representados por:

$$\begin{aligned} v_{SM_j} &= s_j v_{C_j}, \\ i_{C_j} &= s_j i_{+k}, \end{aligned} \quad (2.1)$$

onde s_j : função de chaveamento para o j-ésimo SM; v_{SM_j} e v_{C_j} são respectivamente, a tensão desse SM e seu capacitor; i_{+k} (ou i_{-k}) e i_{C_j} são as correntes no braço e no capacitor j, respectivamente e k representa as fase a , b e c , tal como mostrado na Figura 2.2.

2.3 Modelagem Matemática do MMC

A Figura 2.3 mostra um sistema de HVDC baseado em conversores MMC conectados em *Back-to-Back*.

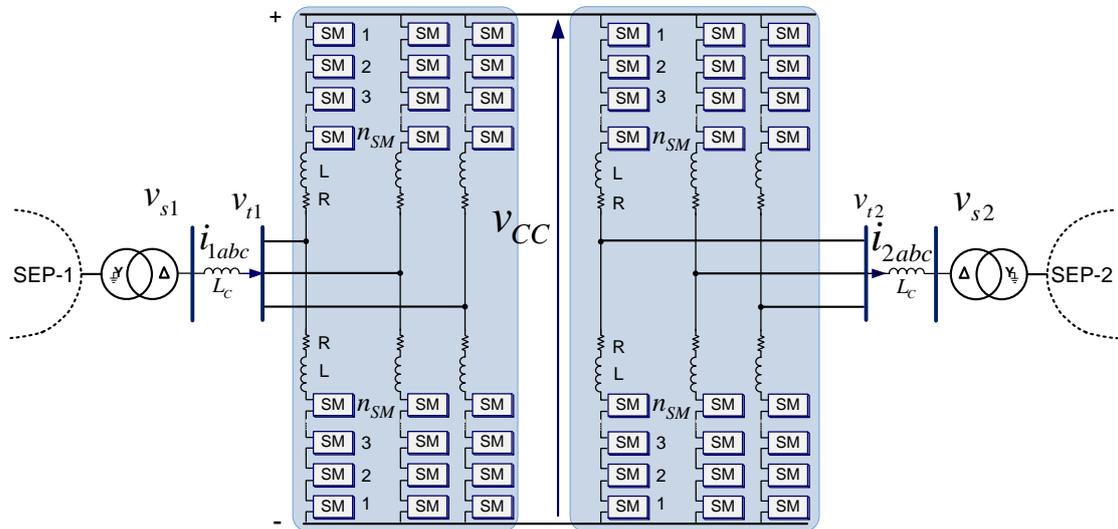


Figura 2.3: Diagrama esquemático do sistema HVDC baseado em conversores MMC.

Na Figura 2.4 são indicadas as principais variáveis do MMC utilizadas ao longo deste trabalho. Variáveis como: tensões no braço superior v_{+k} e inferior v_{-k} do MMC; correntes no braço superior i_{+k} e inferior i_{-k} do MMC; i_{CC} corrente no elo CC; v_{CC} tensão no elo CC; i_k corrente no lado CA e v_{kn} tensão de fase-neutro no lado CA estão representadas nesta figura.

Também na Figura 2.4, para melhor compreensão, o sistema CC da Figura 2.3 esta representado por uma fonte de tensão constante v_{CC} em série com uma impedância e o sistema CA por impedâncias conectadas em estrela. Em uma configuração em STATCOM o sistema CC não existe e em uma configuração de elo CC, o sistema CC é composto por um outro conversor e, no caso de transmissão ponto a ponto, com uma linha de transmissão CC em série entre os conversores. Em ambos os casos o sistema CA é a própria rede CA onde o equipamento está conectado.

A fim de simplificar a análise matemática, a modelagem considera o índice k subscrito, como indicação das fases a , b e c do circuito da Figura 2.4.

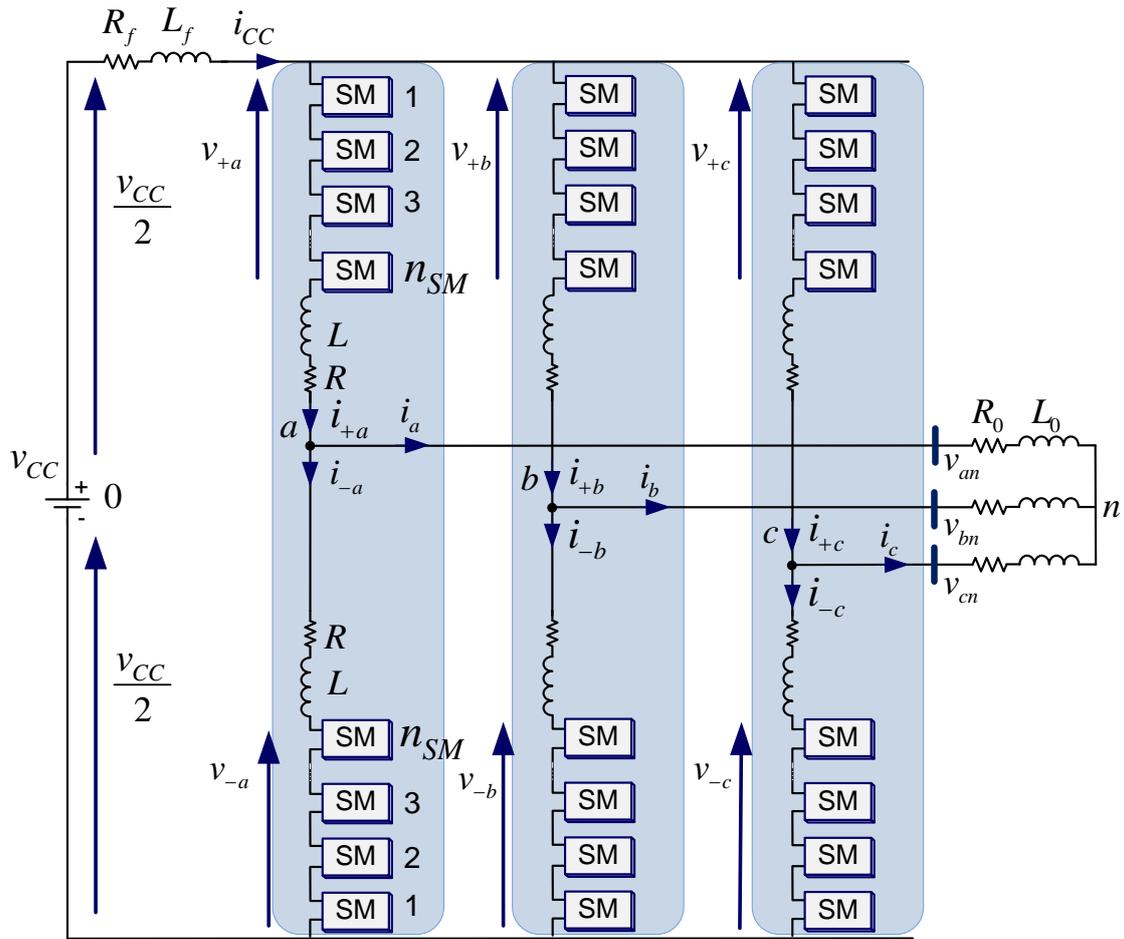


Figura 2.4: Diagrama esquemático do MMC incluindo o lado CC e a carga CA.

Observando a Figura 2.4, as correntes e tensões dos braços superiores das três pernas são representadas por: i_{+a} , i_{+b} , i_{+c} e v_{+a} , v_{+b} , v_{+c} , respectivamente; as correntes e tensões dos braços inferiores das três pernas são representadas por: i_{-a} , i_{-b} , i_{-c} e v_{-a} , v_{-b} , v_{-c} , respectivamente. As correntes dos braços estão relacionadas com a corrente do elo CC e as correntes do lado CA do conversor, assim, as correntes nos braços estão compostas pelas parcelas dessas correntes.

Um dos objetivos deste capítulo é mostrar o modelo matemático que representa

as correntes e tensões dos braços do MMC.

A corrente i_{CC} em função da tensão v_{CC} do elo CC, é dada pela média das tensões das pernas do MMC. A tensão de uma perna do MMC é dada pela soma das tensões dos SMs operando no Modo 1 (modo inserido). Por outro lado, a corrente CA é excitada por uma tensão gerada nos braços do MMC, à frequência da rede. Esta tensão à frequência da rede é gerada através da variação da quantidade de SMs no Modo 1 e Modo 2 nos braços do MMC. A variação é feita de forma sincronizada entre os braços superiores e inferiores e com a tensão da rede CA.

Como dito anteriormente, a tensão do elo CC é dada pela soma das tensões dos SMs no Modo 1, como as pernas estão em paralelo, o número de SMs que operam no modo inserido em cada perna deve ser constante, no entanto, durante os chaveamentos este número pode ser transitoriamente diferente. Daí a importância dos indutores de braço que limitam os possíveis picos de corrente. Assim, se as tensões nos capacitores dos SMs forem iguais, as magnitudes da tensão nas pernas também serão iguais. Esta condição é fundamental para considerar o MMC como um sistema equilibrado, onde as tensões dos braços somadas são iguais e a diferença entre as correntes nos braços superiores e inferiores produzem correntes nas fases do sistema CA com mesma forma de onda, mas defasadas de 120 graus.

Em operação balanceada, a soma das correntes i_k que vão para o sistema CA são nulas a cada instante e, portanto, não passam pelo sistema CC e a corrente i_{CC} não vai para o sistema CA pois deve retornar ao sistema CC já que a soma das correntes i_k é nula. Nesse sentido, a corrente i_{CC} se distribui pelas pernas do MMC, idealmente em partes iguais. Assim, a parcela de i_{CC} por cada perna deve ser igual a um terço desta corrente. Em outras palavras, a corrente i_{CC} circula no circuito formado pelo elo CC e as três pernas do MMC. Da mesma forma, a corrente CA i_k se distribui pelo braço superior e inferior da respectiva fase, idealmente em partes iguais. Assim, a parcela por cada braço (superior e inferior) deve ser igual a metade de i_k e como a soma delas é nula, não passam pelo sistema CC. Isso quer dizer que, a corrente CA circula pelo circuito formado pela rede CA e os braços do MMC.

Por outro lado, calculando a potência instantânea em cada perna do MMC, determina-se que essa potência apresenta uma componente oscilante (\tilde{p}_{pk}) em duas vezes a frequência do sistema CA (2ω), como mostrado mais a frente. Isto significa que a variação da energia armazenada em cada perna do MMC pode oscilar a 2ω , e desta forma gerar uma componente oscilante também em 2ω na tensão de cada capacitor do SM, pois a energia nela tem uma relação quadrática com a soma das tensões dos capacitores do SM. Consequentemente, a tensão em cada perna do MMC, dado pelo somatório de n_{SM} SMs, também pode ter uma componente oscilante em 2ω .

Idealmente, as tensões nos capacitores deveriam ser constantes e iguais em todos

eles, nesse caso, a corrente devido à tensão na frequência em 2ω , chamada de corrente circulante é zero. Mas, na prática, as tensões nos capacitores são diferentes, e não são constantes. Como é mostrado mais a frente, a tensão no capacitor tem uma parcela constante, outra oscilante a frequência nominal (do chaveamento e do sistema CA), e outra oscilante a 2ω . Certamente, essas correntes circulantes também terão outros harmônicos além do segundo, e podem ser representadas por um somatório de todas as componentes, mas a predominante será o harmônico de segunda ordem, conforme a análise mostrada mais a frente.

Em resumo, a corrente no braço do MMC é composto pelas seguintes parcelas ou componentes:

- uma corrente constante, representada por $\frac{i_{CC}}{3}$, esta circula entre o sistema CC e as pernas do MMC;
- uma corrente oscilante à frequência da rede, representada por $\frac{i_k}{2}$; esta circula entre os braços do MMC e a rede CA, similar ao VSC de dois níveis;
- uma corrente oscilante, composta por todos os harmônicos, representada por i_{circ} , esta circula pelos circuitos formados pelas pernas do MMC.

Neste trabalho, será considerado que a corrente i_{circ} tem apenas o segundo harmônico, denominado de i_{k2f} , onde $k = a, b, \text{ ou } c$.

Para determinar os equacionamentos e a dinâmica de todas as correntes no MMC, baseado no descrito acima, a análise será feita nos seguintes três Modos de operação do MMC, considerando como entrada a corrente do sistema CC e como saída as correntes do sistema CA:

- **Primeiro Modo de Operação:** Neste modo analisa-se a corrente i_{CC} e a tensão v_{CC} . Para isso, o MMC é representado apenas com o lado CC conectado, ou seja, lado CA do MMC está desconectado. Neste modo de operação são determinadas a dinâmica da corrente i_{CC} e a característica das corrente i_{+k} e i_{-k} relacionados com i_{CC} , baseado na Figura 2.5 (Este é o modo de operação da partida de um elo CC);
- **Segundo Modo de Operação:** Neste modo analisa-se a corrente e tensão CA. Para isso, o MMC é representado apenas pelas variáveis tensão v_{kn} e corrente i_k , ou seja, com o lado CA conectado e o lado CC desconectado. Neste modo são determinadas a dinâmica da corrente i_k e a característica das correntes i_{+k} e i_{-k} relacionados com i_k , baseado na Figura 2.6 (Este é o principal modo de operação do STATCOM).

- **Terceiro Modo de Operação:** Neste modo analisa-se a corrente circulante i_{circ} . Para isso, o MMC é representado com os lados CC e CA desconectados. Neste modo de operação são determinadas a dinâmica da corrente circulante e as características das correntes i_{+k} e i_{-k} relacionados com i_{circ} , baseado na Figura 2.8 (Este modo de operação pode ser excitada por condições desbalanceadas).

Finalmente, para definir a corrente no braço superior e inferior do MMC, será aplicado o princípio da superposição, juntando os resultados que serão mostrados nos três Modos de Operação.

Por outro lado, o capacitor do SM armazena carga devido à passagem da corrente i_{+k} ou i_{-k} por ele. Esta carga armazenada é utilizada como uma fonte de tensão no lado CC do SM. Variando a quantidade de SM em Modo 1 em cada braço, pode ser sintetizada uma tensão oscilante à frequência desejada no terminal CA da perna. Fazendo esta variação do número de SMs no Modo 1 nos braços de forma sincronizada entre as fases pode-se obter a tensão CA desejada no MMC.

A carga ou energia que entra no MMC é distribuída de forma controlada nos capacitores dos SMs, colocando em Modo 1. Nesse mesmo Modo 1, a energia no SM é disponibilizada também de forma controlada. Idealmente, é desejado que a média da variação da carga no SM, em um ciclo da tensão CA, seja nula. Isso é possível ao se colocar o SM em Modo 1 durante um intervalo de tempo em que a carga que entra seja igual a carga que sai.

Assim, o objetivo do sistema de controle de balanço de tensão ou energia nos capacitores dos SMs, é garantir uma distribuição uniforme dessa energia, durante a carga ou descarga, para manter o *ripple* da tensão dentro de uma faixa aceitável e manter a média das tensões nos capacitores iguais em todas elas.

2.3.1 Corrente i_{CC} e Tensão v_{CC} (Primeiro Modo de Operação do MMC)

Aplicando as leis das malhas de *Kirchhoff* no circuito mostrado na Figura 2.5 pode ser deduzida a corrente do elo CC.

Para isso, vamos supor que a corrente i_{CC} é a única entrada no conversor, e desconsiderar a saída no lado CA do MMC, assim:

$$\begin{aligned} i_{CC} &= i_{+a} + i_{+b} + i_{+c} \quad \text{ou} \\ i_{CC} &= i_{-a} + i_{-b} + i_{-c}, \end{aligned} \tag{2.2}$$

onde i_{+a} , i_{+b} , i_{+c} e i_{-a} , i_{-b} , i_{-c} , respectivamente, representam as correntes dos braços superiores e inferiores das pernas do MMC. Ao mesmo tempo, considerando

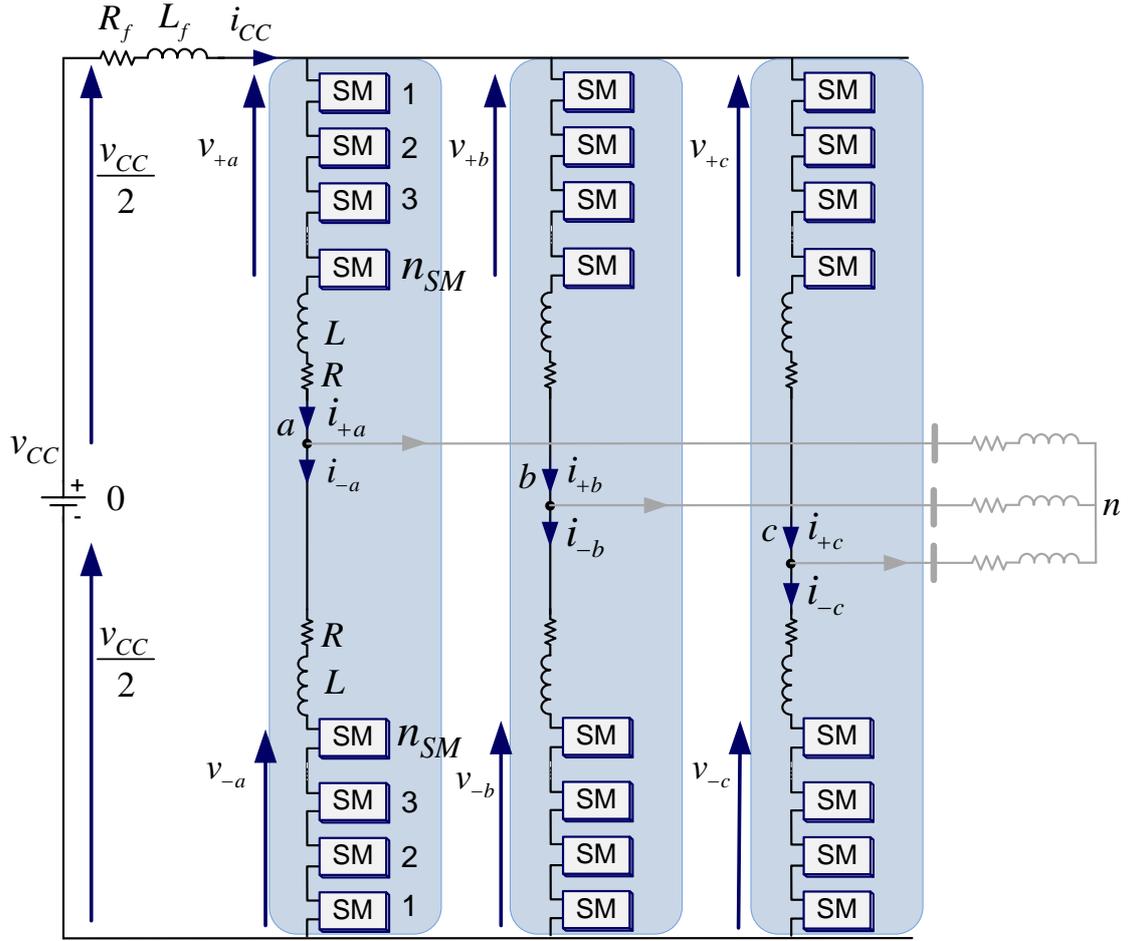


Figura 2.5: Diagrama esquemático do MMC desconsiderando o lado CA.

o MMC um sistema balanceado com as tensões das pernas constantes e iguais a v_{CC} , as correntes CC nos braços serão iguais e a parte CA destas correntes provenientes do lado CA do MMC é nula e qualquer parcela oscilante entre as pernas do MMC se anulam nos pólos positivos ou negativos do conversor CC, logo: $i_{+a} + i_{+b} + i_{+c} = i_{-a} + i_{-b} + i_{-c}$, cujas parcelas oscilantes se anulam e a soma das parcelas constantes é equivalente a corrente pelo elo CC, e com isso:

$$i_{CC} = 3i_{+k} = 3i_{-k}, \quad (k = a, b, c). \quad (2.3)$$

Na mesma figura, resolvendo a tensão no circuito formado entre o elo CC e uma perna do MMC tem-se que:

$$v_{CC} = v_{+k} + i_{+k}R + L \frac{di_{+k}}{dt} + v_{-k} + i_{-k}R + L \frac{di_{-k}}{dt} + i_{CC}R_f + L_f \frac{di_{CC}}{dt}. \quad (2.4)$$

substituindo (2.3) em (2.4):

$$v_{CC} - (v_{+k} + v_{-k}) = \left(\frac{2}{3}R + R_f\right) i_{CC} + \left(\frac{2}{3}L + L_f\right) \frac{di_{CC}}{dt}, \quad (2.5)$$

onde $k=a, b$ e c . Desta relação observa-se que a dinâmica da corrente i_{CC} é definida, principalmente, pelos parâmetros do lado CC L_f e R_f Figura 2.5. Os parâmetros do reator do braço do conversor também influencia na dinâmica da corrente i_{CC} . A tensão de entrada é definida pela diferença entre a tensão do conversor CC e a soma das tensões do braço superior e inferior.

Observação 2.3.1 *Neste Modo de Operação, como não há carga CA no MMC, as correntes i_{+k} e i_{-k} no braço superior e inferior do MMC são iguais e, correspondem a um terço da corrente no elo CC, ou seja:*

$$i_{+k} = i_{-k} = \frac{i_{CC}}{3}, \quad k = a, b, c, \quad (2.6)$$

e como não há carga, a corrente i_{CC} é diferente de zero apenas durante a partida ou transitório de carregamento dos capacitores.

2.3.2 Corrente e Tensão CA (Segundo Modo de Operação do MMC)

Conforme mostra a Figura 2.6, a saída CA do MMC são as correntes i_a, i_b, i_c e elas são dadas por:

$$i_k = i_{+k} - i_{-k}, \quad k = a, b, c. \quad (2.7)$$

O sistema mostrado nessa figura, é um sistema balanceado, com i_{CC} nulo, porém, a corrente i_k é senoidal e oscila na frequência da rede CA. Portanto, considerando o sistema balanceado, $i_{+k} = -i_{-k}$, então, a corrente no braço do MMC resulta:

$$i_{+k} = -i_{-k} = \frac{i_k}{2}, \quad k = a, b, c. \quad (2.8)$$

Por outro lado, as tensões CA nos terminais das três fases do MMC podem ser definidas de forma geral como:

$$\begin{aligned} v_{an} &= V_n \sin(\omega t) \\ v_{bn} &= V_n \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{cn} &= V_n \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}), \end{aligned} \quad (2.9)$$

onde V_n representa a amplitude da tensão v_{kn} .

Para calcular a tensão v_{ab} entre os nós a e b da Figura 2.6, aplica-se a lei das malhas de *Kirchhoff* e considera-se, apenas para simplificar o cálculo, a tensão no indutor do braço L desprezível, logo:

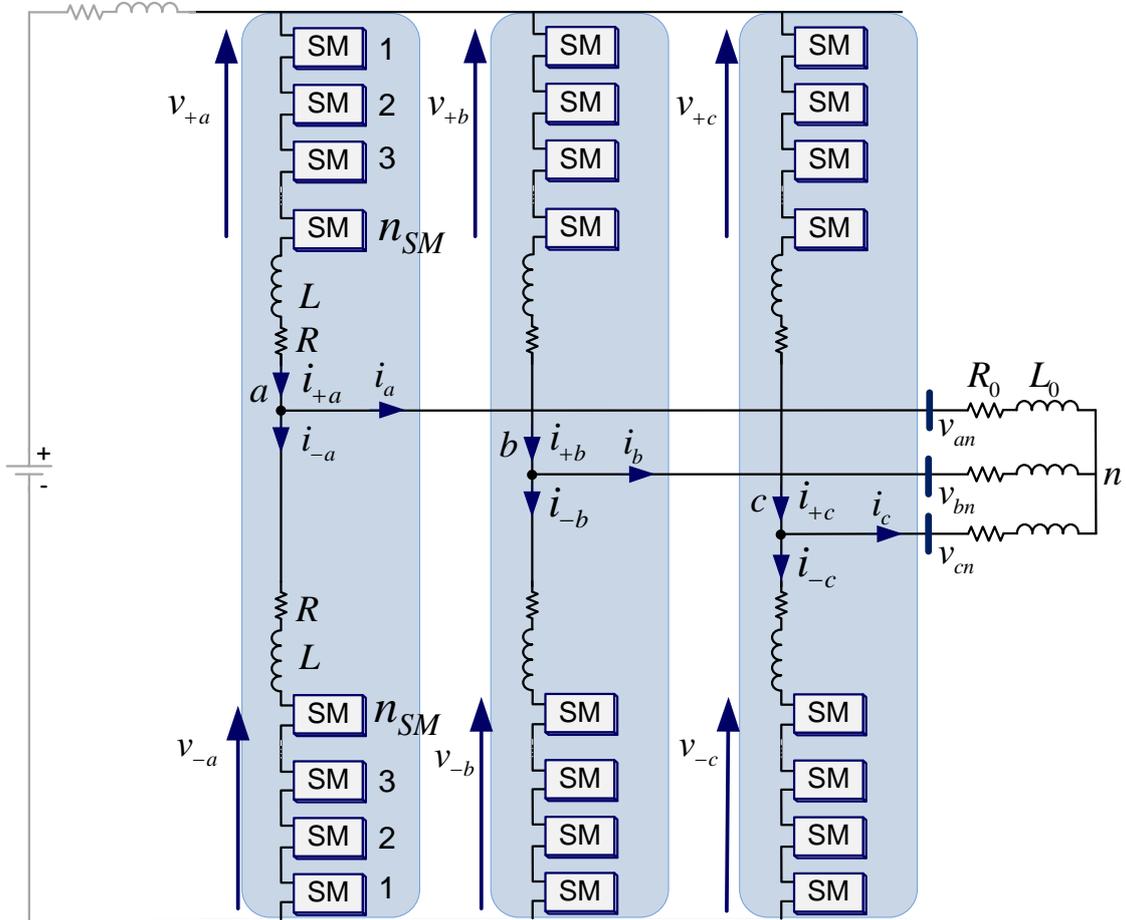


Figura 2.6: Diagrama esquemático do MMC desconsiderando o lado CC.

$$\begin{aligned} v_{CC} &= v_{+a} + v_{ab} + v_{-b}, \text{ ou} \\ v_{CC} &= v_{+b} - v_{ab} + v_{-a}. \end{aligned} \quad (2.10)$$

A partir de (2.10) a tensão de linha é dada por:

$$v_{ab} = \frac{v_{-a} - v_{+a}}{2} + \frac{v_{+b} - v_{-b}}{2}. \quad (2.11)$$

Para calcular a tensão v_{bc} e v_{ca} aplica-se procedimentos similares ao anterior:

$$\begin{aligned} v_{CC} &= v_{+b} + v_{bc} + v_{-c} \\ v_{CC} &= v_{+c} - v_{bc} + v_{-b}, \end{aligned} \quad (2.12)$$

$$v_{bc} = \frac{v_{-b} - v_{+b}}{2} + \frac{v_{+c} - v_{-c}}{2}, \quad (2.13)$$

$$\begin{aligned} v_{CC} &= v_{+c} + v_{ca} + v_{-a} \\ v_{CC} &= v_{+a} - v_{ca} + v_{-c}, \end{aligned} \quad (2.14)$$

$$v_{ca} = \frac{v_{-c} - v_{+c}}{2} + \frac{v_{+a} - v_{-a}}{2}. \quad (2.15)$$

Compactando (2.11), (2.13) e (2.15) numa matriz resulta em:

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -1 & 1 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{+a} \\ v_{-a} \\ v_{+b} \\ v_{-b} \\ v_{+c} \\ v_{-c} \end{bmatrix}. \quad (2.16)$$

Para deduzir a tensão de fase v_{an} em função das tensões dos braços do MMC, aplica-se a lei das malhas de *Kirchhoff* entre os nós a, b, c, n e 0 da Figura 2.4, onde 0 é o nó fictício que divide a tensão do elo CC, em duas partes iguais. Dessa forma:

$$\begin{aligned} v_{a0} &= v_{an} + v_{n0} \\ v_{b0} &= v_{bn} + v_{n0}. \\ v_{c0} &= v_{cn} + v_{n0} \end{aligned} \quad (2.17)$$

Somando e reorganizando os termos de (2.17) v_{n0} é dada por:

$$3v_{n0} = (v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}) - (v_{an} + v_{bn} + v_{cn}), \quad (2.18)$$

para qualquer condição $v_{an} + v_{bn} + v_{cn}$ será nula, e v_{n0} se reduz a:

$$v_{n0} = \frac{1}{3}(v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}). \quad (2.19)$$

Em uma rede com tensões balanceadas, a soma $v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}$ será nula. Substituindo (2.19) em (2.17) deduz-se que: $v_{a0} = v_{an}$, $v_{b0} = v_{bn}$ e $v_{c0} = v_{cn}$.

Caso v_{n0} não seja nula, pode-se encontrar as tensões fase-neutro em função das

tensões dos braços do MMC, como:

$$\begin{aligned} v_{an} &= \frac{1}{3}(v_{ab} - v_{ca}) \\ v_{bn} &= \frac{1}{3}(v_{bc} - v_{ab}), \\ v_{cn} &= \frac{1}{3}(v_{ca} - v_{bc}) \end{aligned} \quad (2.20)$$

substituindo (2.16) em (2.20), as tensões fase-neutro são dadas por:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} -2 & 2 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -2 & 2 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -2 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{+a} \\ v_{-a} \\ v_{+b} \\ v_{-b} \\ v_{+c} \\ v_{-c} \end{bmatrix}. \quad (2.21)$$

Para determinar a dinâmica da corrente de saída do conversor MMC, representada pela corrente de linha i_k , em função das tensões dos braços, vamos aplicar em (2.21) as seguintes relações:

$$v_{kn} = R_0 i_k + L_0 \frac{di_k}{dt}, \quad \text{onde } k = a, b, c, \quad (2.22)$$

que representa a tensão na carga R_0 e L_0 , assumida como carga linear.

$$v_{LR} = R i_{\pm k} + L \frac{di_{\pm k}}{dt}, \quad \text{onde } k = a, b, c, \quad (2.23)$$

que representa a tensão no indutor e resistor do braço superior ($+k$) ou inferior ($-k$).

Contudo, resolvendo (2.21) apenas para a fase a e considerando a tensão no indutor e resistor de braço definido em (2.23) tem-se:

$$\begin{aligned} i_a R_0 + L_0 \frac{di_a}{dt} &= \frac{1}{6} (2(v_{-a} - v_{+a}) - (v_{-b} - v_{+b}) - (v_{-c} - v_{+c})) \\ &\quad - \frac{1}{6} \left(\begin{aligned} &2(i_{+a} - i_{-a})R + 2L \frac{d}{dt}(i_{+a} - i_{-a}) - (i_{+b} - i_{-b})R \\ &-L \frac{d}{dt}(i_{+b} - i_{-b}) - (i_{+c} - i_{-c})R - L \frac{d}{dt}(i_{+b} - i_{-b}) \end{aligned} \right), \end{aligned} \quad (2.24)$$

aplicando (2.7) e a condição de que $i_a + i_b + i_c = 0$, (2.24) resulta em:

$$\left(R_0 + \frac{R}{2} \right) i_a + \left(L_0 + \frac{L}{2} \right) \frac{d}{dt} i_a = \frac{v_{-a} - v_{+a}}{2}. \quad (2.25)$$

Desta relação, observa-se que a dinâmica da corrente CA de saída do conversor MMC é determinada pelos parâmetros da carga L_0 e R_0 e da tensão nos braços.

Reorganizando e generalizando (2.25) temos que:

$$v_{kn} = \frac{v_{-k} - v_{+k}}{2} - \left(\frac{Ri_k}{2} + \frac{L}{2} \frac{di_k}{dt} \right). \quad (2.26)$$

Observa-se em (2.26) que a parcela definida por $\frac{v_{-k} - v_{+k}}{2}$ resulta em uma tensão dada apenas pela combinação das tensões no braço superior v_{+k} e inferior v_{-k} do MMC, e a tensão nos terminais CA do MMC é dada por $\frac{v_{-k} - v_{+k}}{2}$ menos a metade da tensão sobre o indutor e resistor do braço do MMC. Isto sugere que, podemos chamar esta tensão de **tensão interna do MMC** em analogia à tensão interna de uma máquina síncrona. Assim, define-se esta tensão por:

$$v_k = \frac{1}{2} (v_{-k} - v_{+k}), \text{ onde } k = a, b, c. \quad (2.27)$$

onde v_k , para n_{SM} tendendo ao infinito, é da forma:

$$v_k = V \sin(\omega t), \quad (2.28)$$

e V é a amplitude de v_k e esta representa uma tensão equivalente vista a partir dos terminais CA do MMC, e cumpre a condição de que: $v_a + v_b + v_c = 0$.

Desta forma, (2.26) em função da tensão interna do MMC resulta em

$$v_{kn} = v_k - \left(\frac{Ri_k}{2} + \frac{L}{2} \frac{di_k}{dt} \right). \quad (2.29)$$

Observação 2.3.2 A tensão v_k representa um sinal visto desde os terminais CA do MMC, sendo esta a fonte de tensão CA sintetizada pelo conversor e será senoidal quanto maior for o número de SMs por braço (n_{SM}). Nesse sentido, neste trabalho esta tensão é denominada de **Tensão Interna do MMC** (v_k), de forma análoga à tensão interna da máquina síncrona [71], [72]. A impedância interna do MMC é dada pela metade do indutância (e resistência) do braço, conforme mostrado na Figura (2.7).

Observação 2.3.3 Neste segundo Modo de Operação, as correntes i_{+k} e $-i_{-k}$ no braço superior e inferior do MMC são iguais e, correspondem à metade da corrente de saída i_k , ou seja:

$$i_{+k} = -i_{-k} = \frac{i_k}{2}, \text{ } k = a, b, c. \quad (2.30)$$

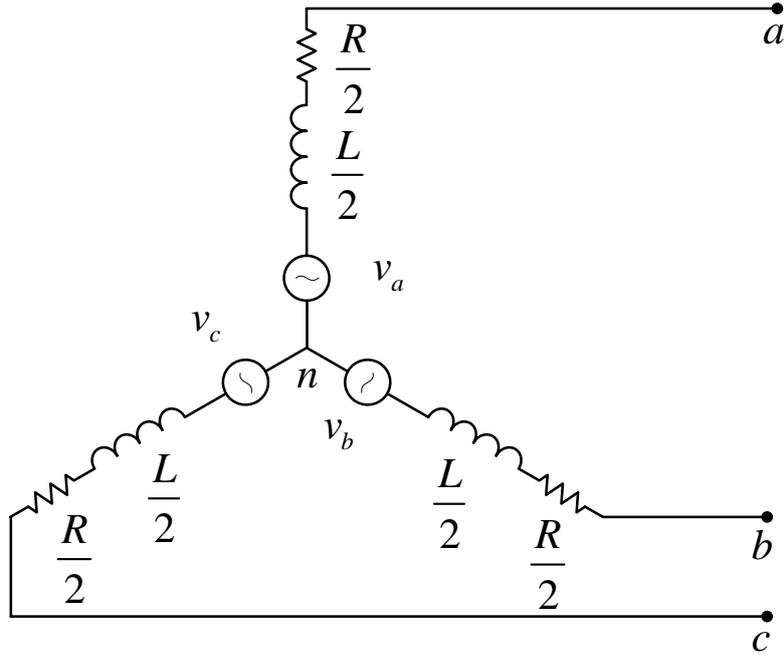


Figura 2.7: Circuito equivalente visto dos terminais CA do MMC.

2.3.3 Corrente Circulante i_{circ} (Terceiro Modo de Operação do MMC)

A corrente circulante é definida como a corrente que circula nos circuitos formados pelas pernas do MMC. Sua dedução matemática é baseada na hipótese de que essa corrente não depende da entrada ou saída do MMC e não as influencia, conforme representado na Figura 2.8. No entanto, estas correntes circulantes aumentam as perdas e, desta forma, devem ser minimizadas ou eliminadas.

Nesta Figura 2.8, pode-se observar as situações analisadas a seguir:

- Considerando que tanto o elo CC quanto o lado CA estão desconectados, no barramento positivo ou negativo, a soma das correntes é igual a zero, ou seja:

$$i_{+a} + i_{+b} + i_{+c} = i_{-a} + i_{-b} + i_{-c} = 0. \quad (2.31)$$

- Nos nós a, b, c de saídas do MMC as correntes são nulas, dessa forma:

$$i_{+a} = i_{-a} = i_{cir a}, \quad i_{+b} = i_{-b} = i_{cir b}, \quad i_{+c} = i_{-c} = i_{cir c}, \quad (2.32)$$

resolvendo as malhas da figura, a corrente circulante pela perna da fase a do MMC pode ser representada da seguinte forma:

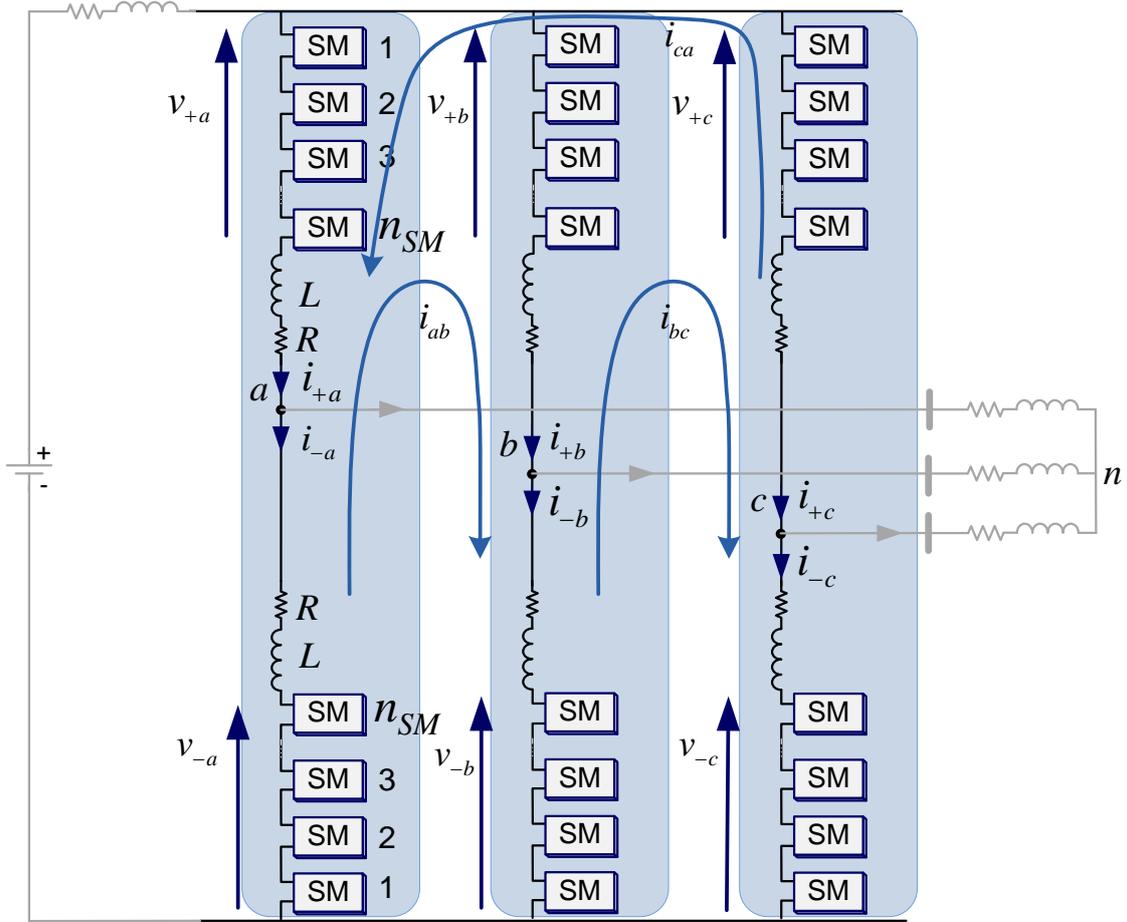


Figura 2.8: Diagrama esquemático do MMC desconsiderando o lado CC e CA.

$$2 \begin{pmatrix} R(i_{+a} + i_{-a}) + L \frac{d}{dt} (i_{+a} + i_{-a}) + (v_{+a} + v_{-a}) \\ + (v_{+a} + v_{-a}) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R(i_{+b} + i_{-b}) + L \frac{d}{dt} (i_{+b} + i_{-b}) + (v_{+b} + v_{-b}) + \\ + R(i_{+c} + i_{-c}) + L \frac{d}{dt} (i_{+c} + i_{-c}) + (v_{+c} + v_{-c}), \end{pmatrix} \quad (2.33)$$

aplicando (2.31) e (2.32) em (2.33) tem-se:

$$2R(i_{cira}) + 2L \frac{d}{dt} (i_{cira}) = -(v_{+a} + v_{-a}). \quad (2.34)$$

A equação (2.34) pode ser colocada numa forma genérica dada por:

$$2R(i_{cir k}) + 2L \frac{d}{dt} (i_{cir k}) = -(v_{+k} + v_{-k}). \quad k = a, b, c. \quad (2.35)$$

Deste resultado pode-se fazer as seguintes observações:

1. A dinâmica da corrente circulante é definida pelo dobro de L e R do braço do

MMC.

2. A tensão é dada pela soma das tensões dos braços, isso equivale à tensão na perna do MMC.

Observação 2.3.4 *Neste Terceiro Modo de Operação, a corrente circulante i_{circ} é igual a i_{+k} no braço superior, e i_{-k} no braço inferior do MMC, ou seja:*

$$i_{circ} = i_{+k} = i_{-k}, \quad k = a, b, c. \quad (2.36)$$

Observação 2.3.5 *Conforme foi definido no início deste capítulo, a corrente circulante, além de outras, tem uma componente oscilante na frequência 2ω , porém, em (2.35), a soma das tensões do braço superior e inferior deve ter também uma parcela oscilante em 2ω , essa característica será conferida nas análises e simulações mais à frente. Em condições ideais de operação, esta corrente não aparece. No entanto, pequenos desbalanços no chaveamento dos SM podem levar ao aparecimento desta corrente.*

2.3.4 Corrente i_{+k} e i_{-k} no braço superior e inferior com base no Princípio da Superposição

Nas seções anteriores, foram desenvolvidas as relações das correntes do MMC em três estágios, nelas foram consideradas todas as correntes que circulam nos braços do MMC. Assim, para determinar as correntes i_{+k} e i_{-k} , será aplicado o princípio da superposição dos resultados citados nas Observações (2.3.1), (2.3.3) e (2.3.4). Dessa forma, as correntes nos braços do MMC são dadas por:

$$\begin{aligned} i_{+k} &= \frac{i_{CC}}{3} + \frac{i_k}{2} + i_{circ} \\ i_{-k} &= \frac{i_{CC}}{3} - \frac{i_k}{2} + i_{circ}, \end{aligned} \quad (2.37)$$

onde:

$$\begin{aligned} i_a &= I \sin(\omega t + \varphi) \\ i_b &= I \sin\left(\omega t + \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_c &= I \sin\left(\omega t + \varphi + \frac{2\pi}{3}\right), \end{aligned} \quad (2.38)$$

e

$$i_{cir_k} = \sum_{h=1}^{\infty} i_h, \quad (2.39)$$

onde i_h representa o harmônico de ordem h qualquer, ou seja: $i_h = I_h \sin(h\omega t + \varphi_h)$.

2.3.5 Corrente Circulante i_{cir_k} em função das correntes do braço

A corrente circulante i_{cir_k} , em função das correntes i_{+k} e i_{-k} é determinada somando as relações em (2.37) e substituindo i_{CC} por i_{+k} e i_{-k} , logo:

$$i_{+k} + i_{-k} = \frac{2i_{CC}}{3} + 2i_{cir_k}, \quad k = a, b, c, \quad (2.40)$$

reorganizando, (2.40) se resume em:

$$i_{cir_k} = \frac{i_{+k} + i_{-k}}{2} - \frac{i_{CC}}{3}. \quad (2.41)$$

Observação 2.3.6 *O resultado mostrado em (2.41) será utilizado no sistema de controle desenvolvido no Capítulo 4.*

2.3.6 Tensão v_{+k} e v_{-k} no braço superior e inferior baseado no Princípio da Superposição

Considerando as correntes nos braços a partir dos resultados mostrados nos três Modos de Operação do MMC (2.6) (2.30) e (2.36), tem-se a seguinte relação:

$$v_{CC} = v_{+k} + v_{-k} + \left(\begin{array}{l} \left(\frac{2}{3}R + R_f \right) i_{CC} + \left(\frac{2}{3}L + L_f \right) \frac{di_{CC}}{dt} \\ + R \left(\frac{i_k}{2} - \frac{i_k}{2} \right) + L \frac{d}{dt} \left(\frac{i_k}{2} - \frac{i_k}{2} \right) \\ + 2R(i_{cir_k}) + 2L \frac{d}{dt} (i_{cir_k}) \end{array} \right), \quad (2.42)$$

fazendo $R_f \simeq 0$ e $L_f \simeq 0$, (2.42) se resume em:

$$v_{CC} = v_{+k} + v_{-k} + 2R \left(i_{cir_k} + \frac{i_{CC}}{3} \right) + 2L \frac{d}{dt} \left(i_{cir_k} + \frac{i_{CC}}{3} \right), \quad (2.43)$$

para $\frac{di_{CC}}{dt} = 0$ e desprezando o termo Ri_{CC} por ser R de pequeno valor, (2.43) pode se resumir em:

$$\begin{aligned} v_{CC} &= v_{+k} + v_{-k} + 2 \left(Ri_{cir k} + L \frac{d}{dt} i_{cir k} \right), \\ v_{CC} &= v_{+k} + v_{-k} + 2v_{cir k}, \end{aligned} \quad (2.44)$$

onde $v_{cir k}$ é a tensão produzida pela corrente circulante $i_{cir k}$ na fase k em cima do indutor do braço, e é definida por:

$$v_{cir k} = Ri_{cir k} + L \frac{d}{dt} i_{cir k}. \quad (2.45)$$

Para calcular a tensão dos braços superiores e inferiores, em função de v_k , mostrado em (2.27) faz-se a soma da tensão do braço (superior e inferior respectivamente) nos dois lados de (2.44), dessa forma:

$$\begin{aligned} v_{+k} &= \frac{v_{CC}}{2} - v_k - v_{cir k}, \\ v_{-k} &= \frac{v_{CC}}{2} + v_k - v_{cir k}. \end{aligned} \quad (2.46)$$

A Figura 2.9 mostra as correntes no braços superior e inferior e as correntes CA e CC nos três Modos de operação acima analisados. Para simular estes Modos, foram consideradas fontes de tensão para gerar a tensão interna do MMC, desta forma, a corrente i_{+k} e i_{-k} no terceiro Modo é zero. No segundo modo não há corrente CC no braço, mas i_{+k} e i_{-k} estão presentes e i_k é dada pela diferença de i_{-k} e i_{+k} dividido por 2. Na operação normal todas as componentes estão presentes: i_{+k} , i_{-k} e $\frac{i_{CC}}{3}$. No primeiro modo, apenas $\frac{i_{CC}}{3}$ está presente no braço.

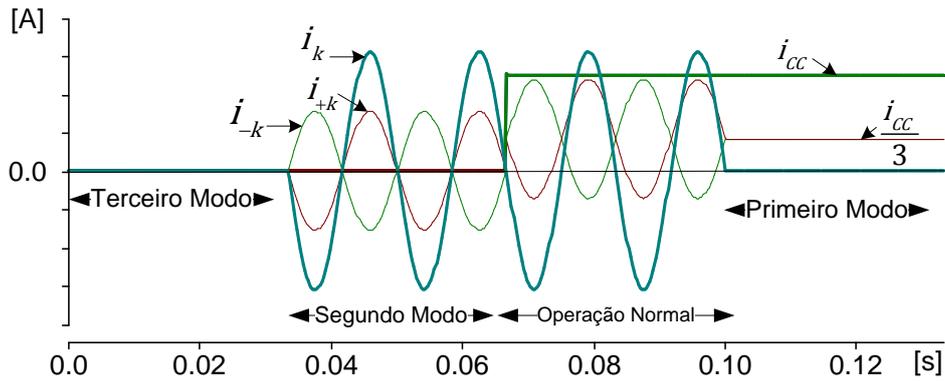


Figura 2.9: Modos de operação do MMC, correntes nos braços superior i_{+k} e inferior i_{-k} , corrente i_k CA e corrente i_{CC} .

2.3.7 Tensão fase-neutro v_{kn} nos terminais CA do MMC

A tensão v_{kn} foi calculada acima na análise do segundo Modo de Operação do MMC. Nesta seção, a relação mostrada em (2.25) é repetida a seguir:

$$v_{kn} = v_k - \frac{1}{2} \left(Ri_k + L \frac{di_k}{dt} \right), \quad k = a, b, c, \quad (2.47)$$

onde v_k é dada por (2.27). Idealmente, v_k é uma forma de onda senoidal ($V \sin(\omega t)$ para $k = a$), onde as tensões v_{+k} e v_{-k} são dadas pelo somatório dos respectivos SMs no Modo 1, logo:

$$\begin{aligned} v_{+k} &= \sum_{j=1}^{n_{SM}} s_j v_{Cj}, \quad k = a, b, c, \\ v_{Cj} &= \frac{1}{C} \int s_j i_{+k} dt + v_{C0j}, \quad j = 1, 2, 3, \dots, n_{SM}. \end{aligned} \quad (2.48)$$

$$\begin{aligned} v_{-k} &= \sum_{j=n_{SM}+1}^{2n_{SM}} s_j v_{Cj}, \quad k = a, b, c, \\ v_{Cj} &= \frac{1}{C} \int s_j i_{-k} dt + v_{C0j}, \quad j = n_{SM} + 1, n_{SM} + 2, n_{SM} + 3, \dots, 2n_{SM}, \end{aligned} \quad (2.49)$$

onde v_{C0j} é a tensão inicial do capacitor.

2.3.8 Característica da tensão no capacitor v_C

A partir de (2.48), a tensão no capacitor, por exemplo do braço superior do MMC é definida por:

$$v_{Cj} = \frac{1}{C} \int i_{Cj} dt + v_{C0j}, \quad (2.50)$$

onde $i_{Cj} = s_j i_{+k}$ e s_j é a função de chaveamento é definida por:

$$s_j = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sin(\omega t - \alpha) + \frac{2}{\pi} \sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{2n-1} \sin[(2n-1)(\omega t - \alpha)], \quad (2.51)$$

onde α é o ângulo que representa o instante em que o submódulo passa a operar no Modo 1. Substituindo s_j e i_{+k} de (2.37) em (2.51) sem considerar o $i_{cir k}$ em (2.50) resulta em

$$v_{cj} = v_{C0j} + \frac{1}{C} \left[\begin{aligned} &\frac{i_{CC} t}{6} + \frac{I}{\pi} \cos(\varphi + \alpha) - \frac{1}{4\omega} \cos(\omega t + \varphi) - \\ &-\frac{I}{2\omega\pi} \sin(2\omega t + \varphi - \alpha) + \sum_{n=1}^{\infty} v_{hn} \end{aligned} \right], \quad (2.52)$$

desprezando os termos do somatório em (2.52) observa-se que a tensão no capacitor apresenta componentes oscilantes em ω e 2ω . Os termos do somatório são desprezíveis ou devem ser controlados para que assim sejam.

Desta forma, para chaveamento dos SMs a alta frequência, a tensão no capacitor terá termos oscilantes em ω e 2ω . Assim, a tensão no capacitor do submódulo no braço superior v_{+Cj} e inferior v_{-Cj} será da forma:

$$\begin{aligned} v_{+Cj} &= v_{C0j} + V_{1C} \cos(\omega t + \theta_1) - V_{2C} \sin(2\omega t + \theta_2) \\ v_{-Cj} &= v_{C0j} + V_{1C} \cos(\omega t + \theta_1 + \pi) + V_{2C} \sin(2\omega t + \theta_2 + \pi), \end{aligned} \quad (2.53)$$

onde V_{1C} , V_{2C} são as respectivas amplitudes das parcelas em ω e 2ω , e θ_1 e θ_2 são os ângulos que envolvem o fator de potência e α (o instante em que o SM entra em Modo 1).

O resultado da análise com a ferramenta computacional *Mathematica* é mostrado na Figura 2.10 considerando valores arbitrários de V_{1C} e V_{2C} . Note-se que apareceram tensões CC e as componentes em ω e 2ω . No entanto, na tensão da perna, apenas as componentes CC e 2ω apareceram. Entretanto, a Figura 2.11 mostra a parcela oscilante em 2ω , obtida através da soma das tensões de capacitor do braço superior e inferior.

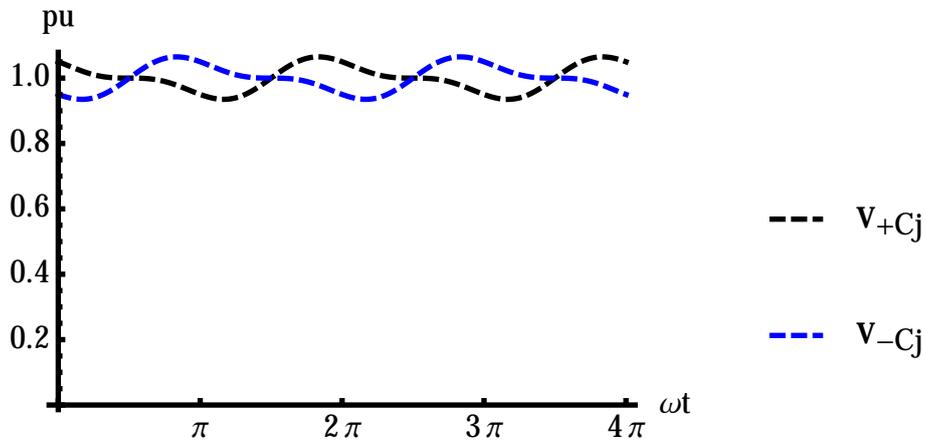


Figura 2.10: Tensão no capacitor do braço superior v_{+Cj} e inferior v_{-Cj} do MMC com componente CC, ω e 2ω .

Formas de ondas da tensão e corrente no braço do MMC

A Figura 2.12 mostra a corrente i_{+k} , i_{-k} e $\frac{i_{CC}}{3}$ em uma perna assumindo que não há corrente circulante em 2ω ou harmônicos. Ainda para esta mesma situação a Figura 2.13 mostra a tensão v_{+k} , v_{-k} e v_{cc} . A Figura 2.14 mostra a corrente i_{+k} , i_{-k} e $\frac{i_{CC}}{3}$ em uma perna para o caso em que existe componente de corrente circulante em 2ω . A Figura 2.15 mostra a tensão v_{+k} , v_{-k} e v_{cc} para esta mesma situação.

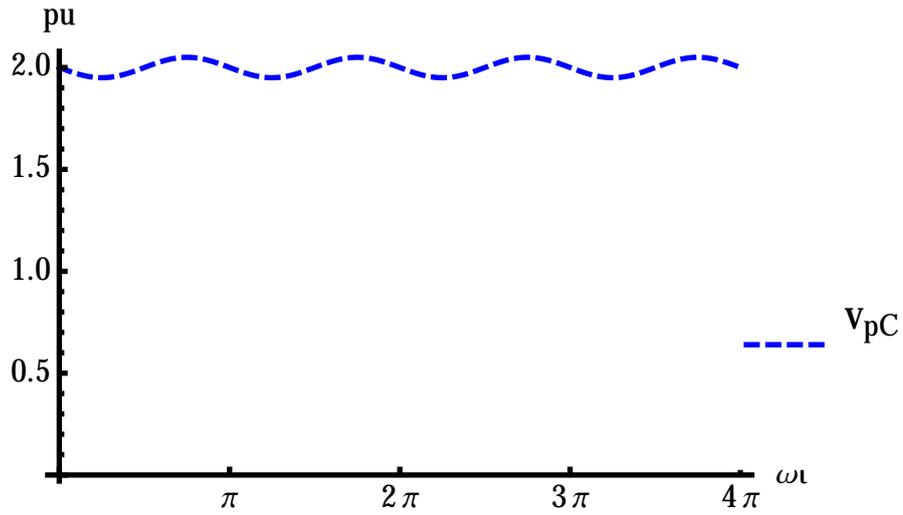


Figura 2.11: Tensão na perna dada por $v_{+Cj} + v_{-Cj}$ com componente CC, e 2ω .

Os resultados apresentados a seguir foram obtidos assumindo que a tensão interna v_k do MMC é senoidal, para n_{SM} tendendo ao infinito.

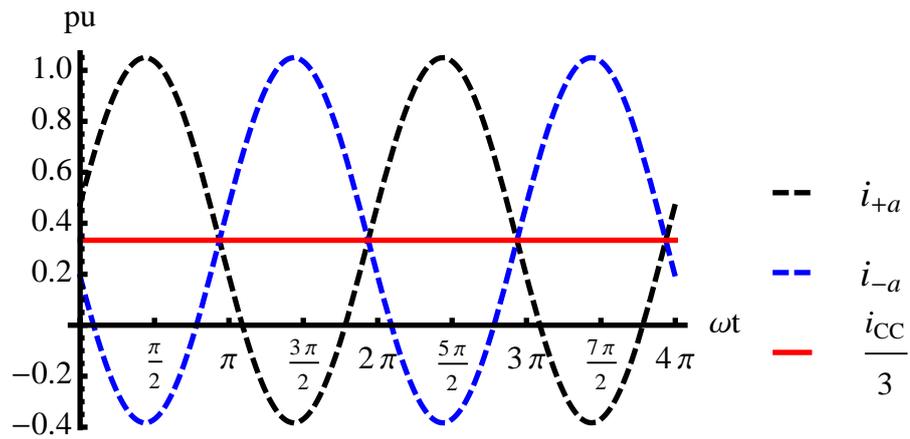


Figura 2.12: Corrente no braço superior i_{+k} e inferior i_{-k} do MMC e $\frac{i_{CC}}{3}$.

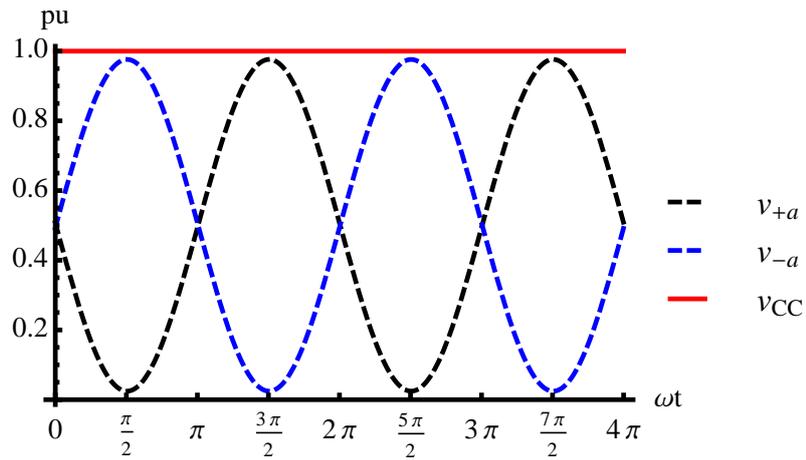


Figura 2.13: Tensão no braço superior v_{+k} e inferior v_{-k} do MMC e tensão v_{CC} .

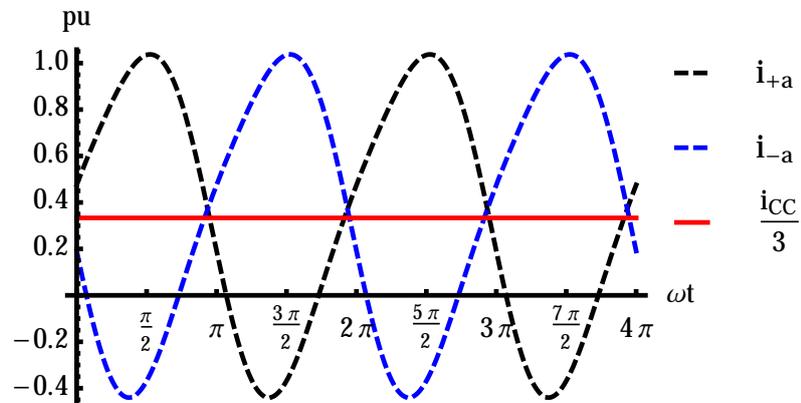


Figura 2.14: Corrente no braço superior i_{+k} e inferior i_{-k} do MMC (considerando existência de harmônico de segunda ordem).

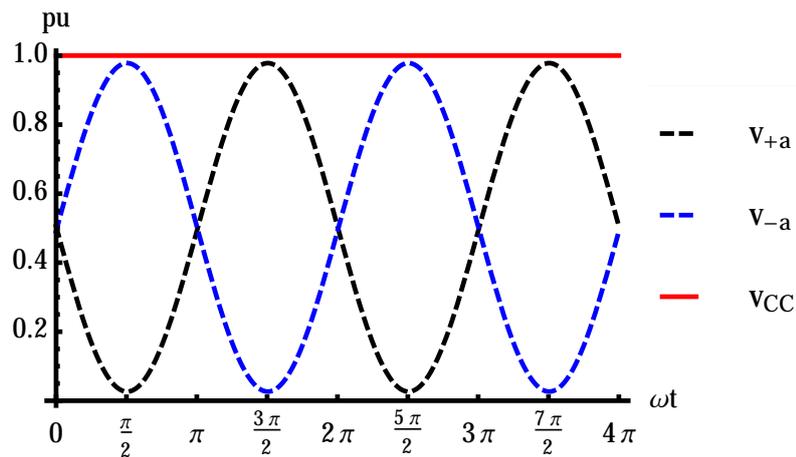


Figura 2.15: Tensão no braço superior v_{+k} e inferior v_{-k} do MMC (considerando existência de harmônico de segunda ordem na corrente).

2.3.9 Potência e a Variação da Energia no Braço e Perna do MMC

Com as tensões e correntes acima definidas, sem considerar as parcelas v_{cirk} e i_{cirk} , e assumindo que a tensão interna v_k do MMC é senoidal com n_{SM} tendendo a infinito, a potência numa fase CA do MMC (fase-a) pode ser calculada por:

$$p_a = \frac{VI}{2} \cos(\varphi) - \frac{VI}{2} \cos(2\omega t - \varphi). \quad (2.54)$$

Da equação (2.54) pode-se concluir que

$$\begin{aligned} p_a &= \bar{p}_a + \tilde{p}_a \\ p_b &= \bar{p}_b + \tilde{p}_b \\ p_c &= \bar{p}_c + \tilde{p}_c, \end{aligned} \quad (2.55)$$

onde \bar{p}_a , \bar{p}_b e \bar{p}_c são as potências constantes e em condições de operação balanceada elas são iguais a $\frac{VI}{2} \cos(\varphi)$. Além disso, conforme (2.73), estas potências são iguais a um terço da potência (p_{CC}) do lado CC. Assim:

$$\bar{p}_a = \bar{p}_b = \bar{p}_c = \frac{p_{CC}}{3} = \frac{VI}{2} \cos(\varphi), \quad (2.56)$$

entretanto, as potências \tilde{p}_a , \tilde{p}_b e \tilde{p}_c são potências instantâneas oscilantes a duas vezes a frequência da linha e na operação em condições balanceadas essas potências (nas três fases) são dadas por:

$$\begin{aligned} \tilde{p}_a &= -\frac{VI}{2} \cos(2\omega t - \varphi), \\ \tilde{p}_b &= -\frac{VI}{2} \cos(2\omega t - \varphi + \frac{2\pi}{3}), \\ \tilde{p}_c &= -\frac{VI}{2} \cos(2\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}), \end{aligned} \quad (2.57)$$

e cuja soma é zero. Assim,

$$\tilde{p}_a + \tilde{p}_b + \tilde{p}_c = 0. \quad (2.58)$$

A energia numa fase do terminal CA do MMC (fase-a), calculada integrando p_a (2.54) de tempo $t = 0$ a t é dada por:

$$e_a = \frac{p_{CC}}{3} t - \frac{p_{CC}}{6\omega \cos \varphi} \sin(2\omega t - \varphi). \quad (2.59)$$

Por outro lado, a potência instantânea no braço superior e inferior também pode-se calcular fazendo o produto da tensão e corrente no próprio braço. Assim:

$$\begin{aligned} p_{+a} &= v_{+a} i_{+a}, \\ p_{-a} &= v_{-a} i_{-a}, \end{aligned} \quad (2.60)$$

onde p_{+a} e p_{-a} são as potências instantâneas no braço superior e inferior, respectivamente.

Substituindo a corrente de (2.37) e tensão de (4.10) em (2.60), as potências instantâneas nos braços resulta:

$$\begin{aligned} p_{+a} &= \left(\frac{v_{DC}}{2} - V \sin(\omega t) \right) \left(\frac{i_{DC}}{3} + \frac{I}{2} \sin(\omega t - \varphi) \right), \\ p_{-a} &= \left(\frac{v_{DC}}{2} + V \sin(\omega t) \right) \left(\frac{i_{DC}}{3} - \frac{I}{2} \sin(\omega t - \varphi) \right). \end{aligned} \quad (2.61)$$

resolvendo (2.61)

$$\begin{aligned} p_{+a} &= \left[\frac{1}{6} i_{DC} v_{DC} - \frac{1}{4} IV \cos(\varphi) (1 - \cos(2\omega t)) \right] + \\ &\quad + \frac{1}{4} IV \sin(\varphi) \sin(2\omega t) + \\ &\quad + \frac{1}{4} I v_{DC} \sin(\varphi) \cos(\omega t) - \\ &\quad - \left[\frac{1}{3} i_{DC} V + \frac{1}{4} I v_{DC} \cos(\varphi) \right] \sin(\omega t). \\ p_{-a} &= \left[\frac{1}{6} i_{DC} v_{DC} - \frac{1}{4} IV \cos(\varphi) (1 - \cos(2\omega t)) \right] + \\ &\quad + \frac{1}{4} IV \sin(\varphi) \sin(2\omega t) - \\ &\quad - \frac{1}{4} I v_{DC} \sin(\varphi) \cos(\omega t) + \\ &\quad + \left[\frac{1}{3} i_{DC} V + \frac{1}{4} I v_{DC} \cos(\varphi) \right] \sin(\omega t). \end{aligned} \quad (2.62)$$

e usando (2.56) e (2.57), temos:

$$\begin{aligned} p_{+a} &= -\frac{\tilde{p}_a}{2} + \frac{I v_{CC}}{4} \sin(\omega t - \varphi) - \frac{i_{CC} V}{3} \sin(\omega t), \\ p_{-a} &= -\frac{\tilde{p}_a}{2} - \frac{I v_{CC}}{4} \sin(\omega t - \varphi) + \frac{i_{CC} V}{3} \sin(\omega t). \end{aligned} \quad (2.63)$$

Observação 2.3.7 De (2.62), observa-se que a potência CC no braço do MMC equivale a um sexto da potência CC e esta é igual também a um sexto da potência do lado CA.

Para calcular a potência instantânea na perna da fase-a do MMC, p_{+a} e p_{-a} são somados e o resultado é:

$$p_{+a} + p_{-a} = -\tilde{p}_a. \quad (2.64)$$

De forma similar, a potência instantânea nas pernas da fase-b e fase-c são dadas

por:

$$\begin{aligned} p_{+b} + p_{-b} &= -\tilde{p}_b, \\ p_{+c} + p_{-c} &= -\tilde{p}_c. \end{aligned} \quad (2.65)$$

A partir de (2.64) e (2.65), fica evidente que na perna do MMC, a potência é oscilante em duas vezes a frequência da linha. Esta potência oscilante aparece apenas em cada perna do MMC. A soma destas potências no terminal CC é zero, como mostrado em (2.58).

Conforme (2.56), (2.58), (2.64) e (2.65), para uma operação balanceada, a potência p_{CC} é igual à soma das potências constantes nas fases a , b and c . Isto é

$$p_{CC} = p_a + p_b + p_c = \frac{3}{2}VI \cos(\varphi), \quad (2.66)$$

sendo este resultado equivalente ao resultado mostrado em (2.56).

Integrando \tilde{p}_a em (2.57), a variação da energia (Δe_a) na perna do MMC (fase a) é dada por:

$$\Delta e_a = \frac{1}{4\omega}IV \sin(2\omega t - \varphi) = \frac{p_{CC}}{6\omega \cos \varphi} \sin(2\omega t - \varphi). \quad (2.67)$$

Baseado nos resultados mostrados em (2.56), (2.58), (2.64) e (2.66), o circuito equivalente visto do lado CC e os terminais CA do MMC é mostrado na Fig. 2.16. Nesta figura, o equivalente do lado CC é identificado por (a) e o equivalente do lado CA do MMC é identificado por (b) .

Desta figura, o circuito equivalente do lado CA, vista dos nós a , b e c do MMC, estão conectados em estrela, com o neutro n no ponto fictício 0 (metade da tensão no elo CC), cuja fonte CA foi definida como *tensão interna do MMC*, a impedância interna equivale à metade do indutor e a resistência do braço do MMC.

Por outro lado, o circuito equivalente do lado CC, vista dos pólos positivo e negativo do MMC, em cada perna apresenta uma fonte CC, além disso, tem uma fonte de tensão oscilante em duas vezes a frequência da linha, denominado por v_{k2f} , também em cada perna. Esta fonte de tensão representa a possível tensão oscilante na perna do MMC pela “imperfeição” na tensão dos capacitores, pois esta tensão no capacitor não é constante, como deveria ser.

Nesse circuito equivalente, pode-se observar claramente que, se essa tensão não é eliminada, no elo CC pode aparecer a tensão e corrente oscilante também a duas vezes a frequência da linha, de modo que é necessário eliminá-la ou reduzi-la. Como foi dito, para eliminar essa tensão, gera-se uma outra tensão de sequência oposta

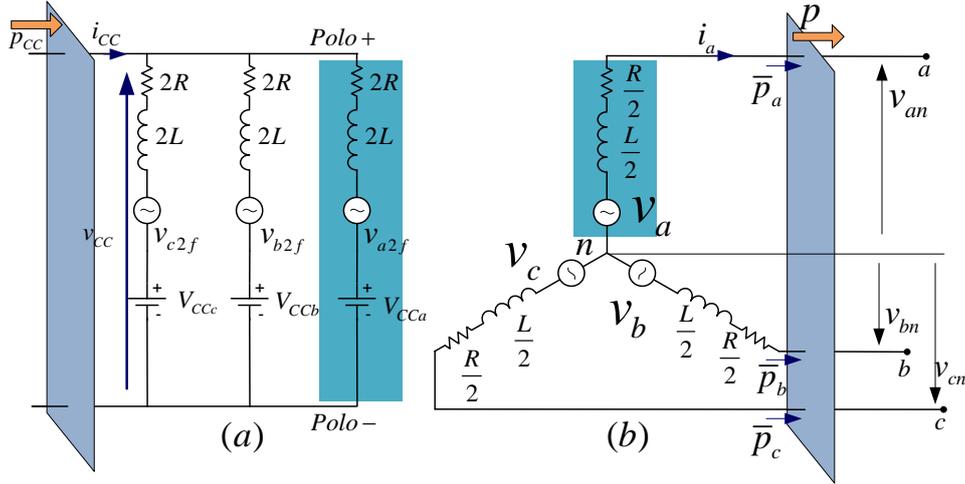


Figura 2.16: Circuito equivalente trifásico do MMC (a) circuito equivalente do lado CC, vista dos pólos positivo e negativo do MMC; (b) Circuito equivalente do lado CA, vista dos terminais CA do MMC.

através do controle de chaveamento dos SMs do MMC, como é mostrado no Capítulo 4.

2.3.10 Relação entre as tensões e correntes CC e CA

Nas seções anteriores foram calculadas as tensões e correntes no braço superior e inferior do MMC, aqui repetidos por conveniência, apenas para a fase a :

$$\begin{aligned} i_{+a} &= \frac{i_{CC}}{3} + \frac{i_a}{2} + i_{cira}, \\ i_{-a} &= \frac{i_{CC}}{3} - \frac{i_a}{2} + i_{cira}. \end{aligned} \quad (2.68)$$

Por outro lado, a tensão no braço superior e inferior, também para a fase a é dada por:

$$\begin{aligned} v_{+a} &= \frac{v_{CC}}{2} - v_a - v_{cira} \\ v_{-a} &= \frac{v_{CC}}{2} + v_a - v_{cira}, \end{aligned} \quad (2.69)$$

onde v_{cira} representa a tensão na indutância e na resistência do braço por efeito da corrente i_{cira} . A tensão $v_a = V \sin(\omega t)$ representa a tensão interna do MMC (2.27).

A fim de simplificar as relações mostradas em (2.68) e (2.69), é definida a razão n_i entre a metade do valor de pico da corrente CA e um terço da corrente CC e a razão m_v entre o valor de pico da tensão CA e a metade da tensão do elo CC:

$$n_i = \frac{I/2}{i_{CC}/3} \quad (2.70)$$

$$m_v = \frac{V}{v_{CC}/2}.$$

Com estas considerações, as correntes e tensões no braço se resumem a:

$$\begin{aligned} i_{+a} &= \frac{i_{CC}}{3} [1 + n_i \sin(\omega t + \varphi)] + i_{cira} \\ i_{-a} &= \frac{i_{CC}}{3} [1 - n_i \sin(\omega t + \varphi)] + i_{cira}, \end{aligned} \quad (2.71)$$

e

$$\begin{aligned} v_{+a} &= \frac{v_{CC}}{2} [1 - m_v \sin(\omega t)] - v_{cira} \\ v_{-a} &= \frac{v_{CC}}{2} [1 + m_v \sin(\omega t)] - v_{cira}, \end{aligned} \quad (2.72)$$

Como pode se observar em (2.71), as correntes nos braços superior e inferior são definidas pela corrente no elo CC, e o fator n_i e a corrente i_{cira} . Da mesma forma, as tensões nos braços superior e inferior dependem da tensão no elo CC, o fator m_v e a tensão v_{cira} . Porém, a corrente i_{cira} e a tensão v_{cira} são pequenas e podem ser desprezadas para a análise.

A fim de determinar a relação entre os fatores n_i e m_v , considera-se que o MMC não possui perdas, portanto, a potência que entra pelo lado CC é a mesma que sai pelo lado CA (desprezando a variação da energia nos reatores) ou vice-versa, assim:

$$i_{CC}v_{CC} = 3 \left(\frac{V}{\sqrt{2}} \frac{I}{\sqrt{2}} \cos(\varphi) \right). \quad (2.73)$$

Substituindo (2.70) em (2.73), tem-se:

$$i_{CC}v_{CC} = \frac{3}{2} \left(\frac{1}{2} m_v v_{CC} \frac{2}{3} n_i i_{CC} \cos(\varphi) \right), \quad (2.74)$$

logo, a relação entre n_i e m_v é dada por:

$$n_i = \frac{2}{m_v \cos \varphi}. \quad (2.75)$$

Deste resultado, considerando que o máximo valor de $\cos \varphi$ e de m_v é 1.0, o valor mínimo de n_i é 2. A Figura (2.17) mostra a variação de n_i em função φ tendo m_v

como parâmetro. Por exemplo, isto significa que, para o fator de potência unitário e índice de modulação unitário, a amplitude da corrente CA no máximo é 4/3 da corrente i_{CC} , caso contrario, as tensões nos capacitores podem ficar desbalanceadas.

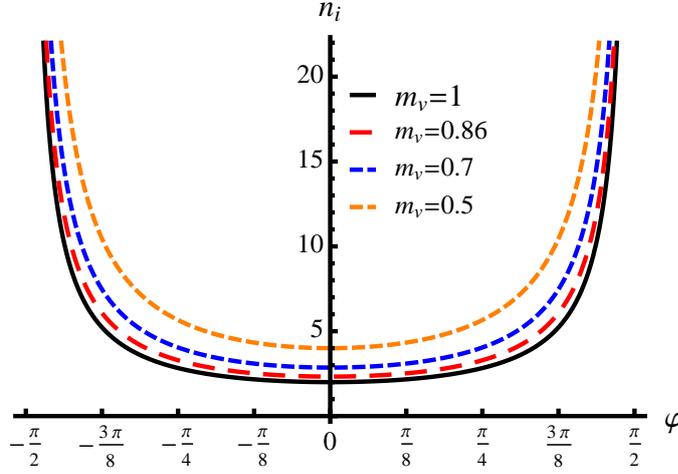


Figura 2.17: Variação da razão n_i em função de φ tendo m_v como parâmetro.

Substituindo (2.75) em (2.71), a corrente do braço superior e inferior passa a ser dada por:

$$\begin{aligned} i_{+a} &= \frac{i_{CC}}{3} \left[1 + \frac{2}{m_v \cos \varphi} \sin(\omega t + \varphi) \right] + i_{cira} \\ i_{-a} &= \frac{i_{CC}}{3} \left[1 - \frac{2}{m_v \cos \varphi} \sin(\omega t + \varphi) \right] + i_{cira} \end{aligned} \quad (2.76)$$

Desta forma, tanto a tensão quanto a corrente no braço superior e inferior são dadas em função de m_v .

A potência no braço superior e inferior (fase a), em função de n_i e m_v e desprezando a tensão v_{cirk} é dada por:

$$p_{+a} = \frac{v_{CC} i_{CC}}{6} (1 + n_i \sin(\omega t + \varphi)) (1 - m_v \sin(\omega t)), \quad (2.77)$$

e

$$p_{-a} = \frac{v_{CC} i_{CC}}{6} (1 - n_i \sin(\omega t + \varphi)) (1 + m_v \sin(\omega t)). \quad (2.78)$$

Na Figura 2.18 é mostrada a tensão, corrente e a potência no braço superior do MMC.

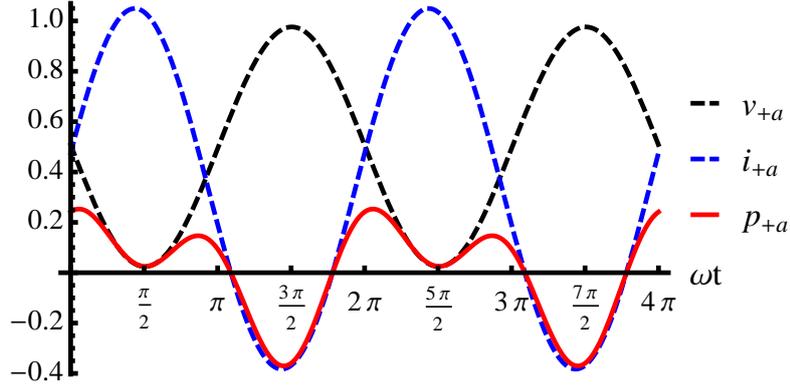


Figura 2.18: Exemplo de tensão, corrente e potência no braço superior da fase a do MMC.

2.3.11 Energia no Braço e Perna do MMC

Supondo que a energia armazenada em cada braço é distribuída de forma uniforme no capacitor dos SMs, para n_{SM} SMs por braço, tem-se que a energia é calculada pela soma das energias individuais, no braço superior e_{+a} , inferior e_{-a} e na perna da fase a , estas são dadas por:

$$e_{+a} = \frac{C}{2} \sum_{j=1}^{n_{SM}} (v_{Cj})^2, \quad (2.79)$$

$$e_{-a} = \frac{C}{2} \sum_{j=n_{SM}+1}^{2n_{SM}} (v_{Cj})^2,$$

$$e_a = e_{+a} + e_{-a}. \quad (2.80)$$

A energia e a carga no capacitor do submódulo j de uma perna é dada por:

$$e_{SM_j} = \frac{1}{2} C v_{Cj}^2 \quad (2.81)$$

$$q_{SM_j} = C v_{Cj},$$

onde v_{Cj} é a tensão instantânea no capacitor.

Também é possível calcular considerando o capacitor equivalente do braço, logo:

$$e_k = \frac{C_{eq}}{2} (v_{+k} + v_{-k})^2, \quad (2.82)$$

onde $C_{eq} = \frac{C}{n_{SM}}$ e n_{SM} representa o número de SMs em Modo 1 (capacitor inserido).

Por outro lado, a energia instantânea pode ser calculada por: $e = \int p dt$. Desprezando a tensão na indutância (e seu resistor) do braço e que não há corrente circulante (chaveamento perfeitamente balanceados), a energia nos braços do MMC são calculadas integrando (2.77) e (2.78), de $t = 0$ a t e condição inicial zero. Dessa

forma:

$$\begin{aligned}
e_{+a} &= \\
&= \frac{v_{cc}i_{cc}}{24\omega} [4\omega t - 2n_i m_v \omega t \cos(\varphi) + 4m_v \cos(\omega t) - 4n_i \cos(\omega t + \varphi) + n_i m_v \sin(2\omega t + \varphi)] \\
e_{-a} &= \\
&= \frac{v_{cc}i_{cc}}{24\omega} [4\omega t - 2n_i m_v \omega t \cos(\varphi) - 4m_v \cos(\omega t) + 4n_i \cos(\omega t + \varphi) + n_i m_v \sin(2\omega t + \varphi)].
\end{aligned} \tag{2.83}$$

Observa-se que as parcelas constantes devido à p_{CC} e \bar{p} se anulam, ficando somente as parcelas oscilantes, portanto, esta energia oscilante pode se denominar de variação da energia numa perna do MMC.

Assim, aplicando (2.75) em (2.83), este se reduz a:

$$\begin{aligned}
\Delta e_{+a} &= \frac{v_{cc}i_{cc}}{24\omega} [4m_v \cos(\omega t) - 4n_i \cos(\omega t + \varphi) + n_i m_v \sin(2\omega t + \varphi)] \\
\Delta e_{-a} &= \frac{v_{cc}i_{cc}}{24\omega} [-4m_v \cos(\omega t) + 4n_i \cos(\omega t + \varphi) + n_i m_v \sin(2\omega t + \varphi)].
\end{aligned} \tag{2.84}$$

Com estes resultados, a variação da energia na perna do MMC é dada por:

$$\Delta e_a = e_{+a} + e_{-a}. \tag{2.85}$$

Substituindo (2.84) em (2.85), a energia na perna da fase a do MMC em função de n_i e m_v é dado por:

$$\Delta e_a = \frac{v_{cc}i_{cc}}{12\omega} n_i m_v \sin(2\omega t + \varphi), \tag{2.86}$$

sendo esta relação equivalente ao resultado mostrado em (2.67). Na Figura 2.19 são mostrados os resultados de exemplo simulado de potência nos braços e na perna do MMC

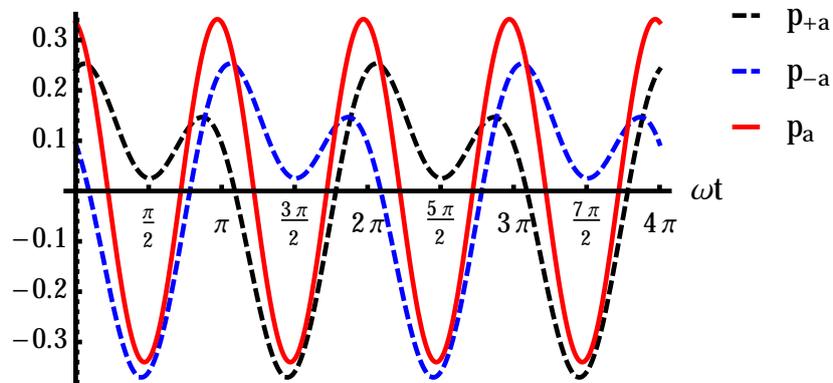


Figura 2.19: Potência no braço superior e inferior e em uma perna do MMC.

$$\Delta e_a = \frac{v_{cc} i_{cc}}{6\omega} \sin(2\omega t + \varphi). \quad (2.87)$$

Re-escrevendo (2.87) em função da potência do lado CC do MMC, a variação da energia na perna resume-se a:

$$e_a = \frac{p_{CC}}{6\omega} \sin(2\omega t + \varphi). \quad (2.88)$$

Na Figura 2.20 é mostrada a variação da energia no braço superior e_{+a} , inferior e_{-a} e na perna da fase a do MMC, com fator de potência $\cos(\varphi) = 0.866$ e $m_v = 0.9$.

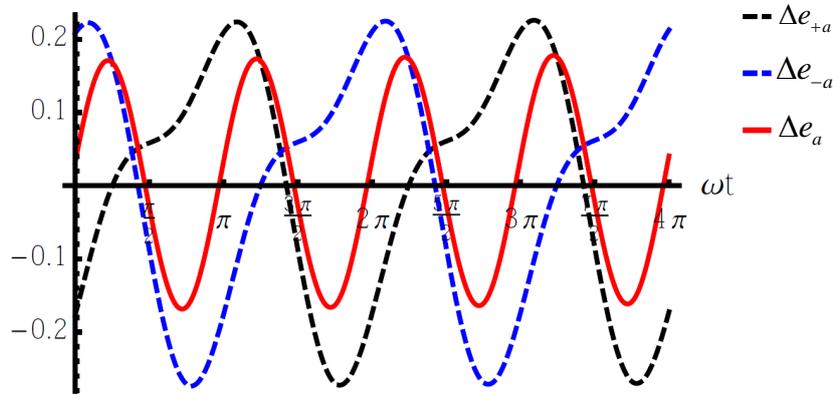


Figura 2.20: Variação da energia no braço superior Δe_{+a} e inferior Δe_{-a} e na perna Δe_a do MMC.

2.3.12 Variação da Energia e a Carga no Capacitor dos SMs

Na Figura 2.21 é mostrada a variação da tensão no capacitor do submódulo e nesta figura, Δv_C é dada pela diferença entre o valor máximo e mínimo da tensão - conhecido como *ripple* -, ou seja, $\Delta v_C = 2rv_C$, onde $0 \leq r \leq 0.5$ que representa o fator do *ripple* em pu. Desta forma, a máxima e mínima tensão no capacitor são dadas por:

$$\begin{aligned} v_{C_{\max}} &= v_C + \Delta v_C = v_C(1 + r) \\ v_{C_{\min}} &= v_C - \Delta v_C = v_C(1 - r). \end{aligned} \quad (2.89)$$

A variação da energia e carga no capacitor é dada por:

$$\begin{aligned} \Delta e_{SM} &= \frac{1}{2}C((v_{C_{\max}})^2 - (v_{C_{\min}})^2) \\ \Delta q_{SM} &= C(v_{C_{\max}} - v_{C_{\min}}). \end{aligned} \quad (2.90)$$

Substituindo (2.89) em (2.90) e fazendo as operações de simplificação, resulta:

$$\begin{aligned}\Delta e_{SM} &= \frac{1}{2}C(v_C^2(1+r)^2 - v_C^2(1-r)^2) \\ \Delta e_{SM} &= \frac{1}{2}Cv_C^2 4r \\ \Delta q_{SM} &= 2rCv_C.\end{aligned}\tag{2.91}$$

A partir de (2.91) e (2.81) pode-se estabelecer a relação entre a energia no capacitor e sua variação - de forma similar para a carga -, assim:

$$\begin{aligned}e_{SM} &= \frac{1}{4r}\Delta e_{SM} \\ q_{SM} &= \frac{1}{2r}\Delta q_{SM}.\end{aligned}\tag{2.92}$$

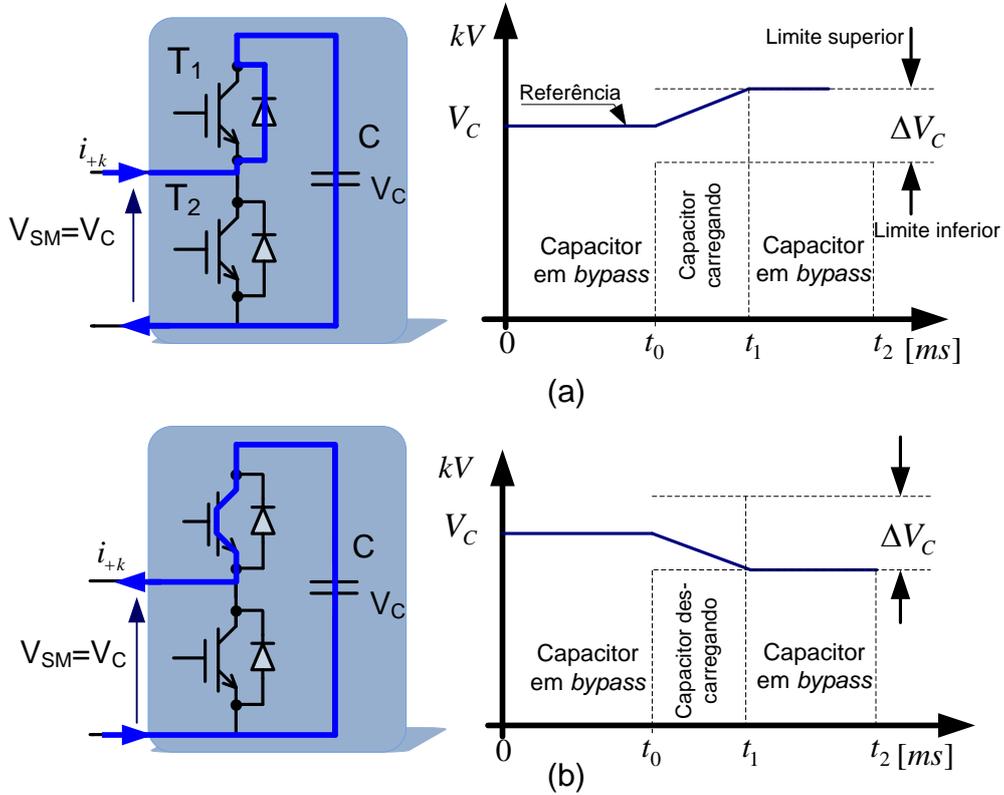


Figura 2.21: Variação da tensão no capacitor do SMs.(a) carregando e (b) descarregando.

A partir de (2.91) também pode se estabelecer a relação entre a variação da carga e a energia no capacitor, assim:

$$\Delta q_{SM} = \frac{1}{v_C}\Delta e_{SM},\tag{2.93}$$

A carga instantânea em função da corrente que circula pelo capacitor do SM é dada por:

$$q_{SM} = \int s_j i_{+k} dt, \quad (2.94)$$

onde s_j representa a função de chaveamento do SM_j .

2.3.13 Cálculo do Capacitor do SM

A tensão do capacitor C de um SM deve variar entre uma faixa limitada. Esta limitação é necessária a fim de gerar a onda de tensão CA com forma desejada próximo à senoidal pura, mediante o chaveamento das chaves T_1 e T_2 dos SMs. O esquema mostrado na Figura 2.21 representa o processo de *carga* e *descarga* do *Capacitor*. A descrição desses processos são resumidos nos pontos a seguir.

- No intervalo de tempo $0-t_0$ o capacitor apresenta uma carga inicial constante devido à operação do *SM* em Modo 2 de capacitor em *bypass* (T_2 fechado e T_1 aberto conforme Figura 2.2, a corrente i_{+k} no braço circula pela chave T_2 ou pelo diodo anti-paralelo).
- Na Figura 2.21-a, no intervalo de tempo t_0-t_1 o SM opera no Modo 1 ou capacitor inserido (Figura 2.2). Nesta figura o capacitor pode ser carregado pela passagem da corrente i_{+k} positiva que circula através do diodo anti-paralelo a T_1 , e pode ser descarregado pela passagem dessa corrente i_{+k} negativa através de T_1 (Figura 2.21-b).
- No intervalo de tempo t_1-t_2 o capacitor fica no modo *bypass*, neste caso, devido ao limite superior da tensão de referência (Figura 2.21-a) e ao limite inferior da tensão de referência (Figura 2.21-b).

Considerando i_{+k} constante no intervalo t_0-t_1 , a variação da tensão no capacitor C de um SM é dada por:

$$\begin{aligned} \Delta v_C &= \frac{1}{C} \int_{t_0}^{t_1} s i_{+k} dt \\ \Delta v_C &= \frac{1}{C} s i_{+k} \Delta t \\ C &= \frac{1}{\Delta v_C} s i_{+k} \Delta t, \end{aligned} \quad (2.95)$$

onde $\Delta t = t_1 - t_0$ e $\Delta v_C = v_{C_{max}} - v_{C_{min}}$ e s é a função de chaveamento.

Outro caminho para calcular o capacitor é a partir da energia requerida ou armazenada no braço do MMC.

A Figura 2.22 mostra a potência instantânea no braço superior do MMC. As áreas hachuradas acima e abaixo do eixo do tempo, indicados por $+\Delta E_{+a}$ e $-\Delta E_{+a}$,

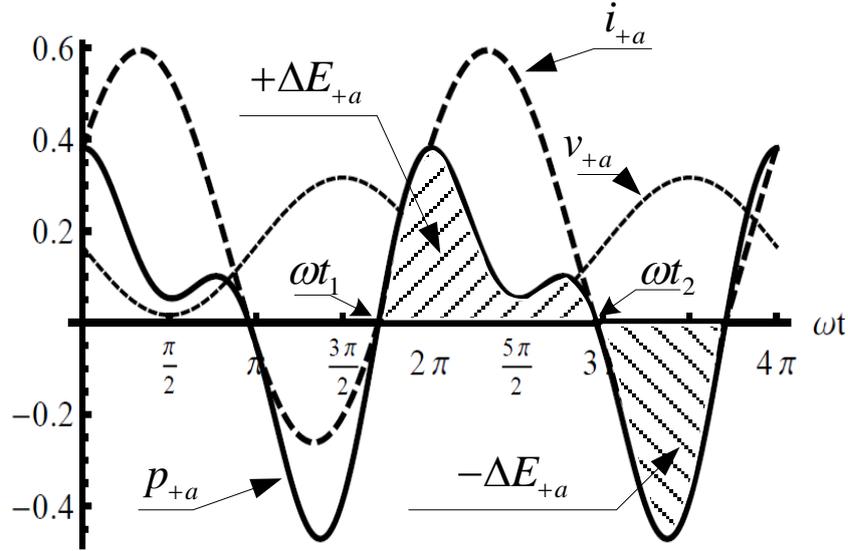


Figura 2.22: Potência instantânea no braço superior do MMC.

respectivamente, representam a energia que entra e sai dos capacitores do braço do MMC.

O MMC opera de forma satisfatória - com as tensões balanceadas em todos os capacitores - se as energias que entram e saem do conversor são iguais. Portanto, pode-se estabelecer que deve-se ter $+\Delta E_{+a} = -\Delta E_{+a}$.

Por conseguinte, o valor do capacitor equivalente de um braço do MMC deve ser projetado para armazenar ou fornecer no mínimo esta energia dada por $+\Delta E_{+a}$ mantendo a tensão dentro dos limites de $v_{C_{max}}$ e $v_{C_{min}}$.

A fim de calcular $+\Delta E_{+a}$ - área hachureada - é preciso determinar as raízes da função potência p_{+a} mostrada em (2.77), estas raízes serão os limites da integração de p_{+a} . Assim:

$$\frac{v_{CC}i_{CC}}{6} (1 + n_i \sin(\omega t + \varphi)) (1 - m_v \sin(\omega t)) = 0, \quad (2.96)$$

e fazendo:

$$1 + n_i \sin(\omega t + \varphi) = 0, \quad (2.97)$$

tal como mostrado na Figura 2.23, é possível obter duas soluções, estas são dadas por:

$$\begin{aligned} \omega t_1 + \varphi &= -\arcsin\left(\frac{1}{n_i}\right) \rightarrow \omega t_1 = -\varphi - \arcsin\left(\frac{1}{n_i}\right) \\ \omega t_2 + \varphi &= \pi + \arcsin\left(\frac{1}{n_i}\right) \rightarrow \omega t_2 = -\varphi + \pi + \arcsin\left(\frac{1}{n_i}\right). \end{aligned} \quad (2.98)$$

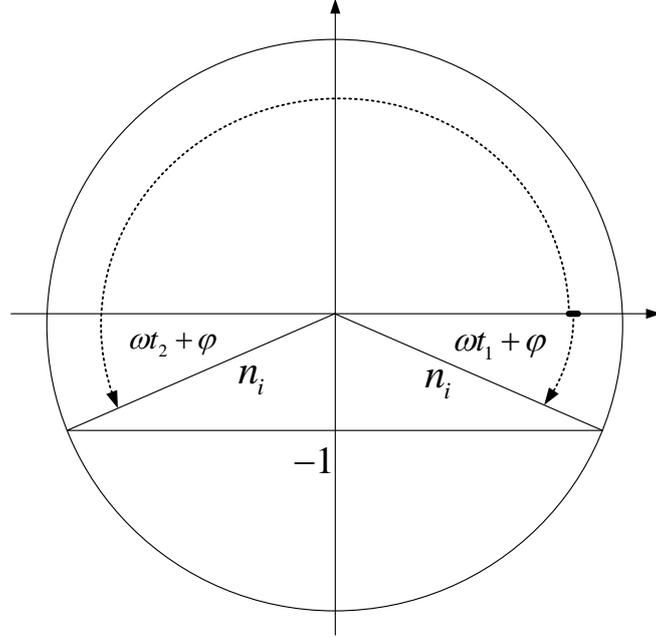


Figura 2.23: Soluções do Arco-Seno.

Para integrar p_{+a} dado em (2.77), entre ωt_1 e ωt_2 , usou-se $n_i m_v \cos(\varphi) = 2$ dada em (2.75), desta forma:

$$\Delta E_{+a} = \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} \frac{v_{CC} i_{CC}}{6} (1 + n_i \sin(\omega t + \varphi)) \left(1 - \frac{1}{n_i \cos(\varphi)} \sin(\omega t) \right), \quad (2.99)$$

resolvendo

$$\Delta E_{+a} = \frac{v_{CC} i_{CC}}{6 n_i} \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} \left[n_i - \frac{2 \sin(\omega t)}{\cos(\varphi)} + 2 n_i^2 \sin(\omega t + \varphi) + \frac{n_i}{\cos(\varphi)} \cos(2\omega t + \varphi) \right] dt, \quad (2.100)$$

que resulta em:

$$\Delta E_{+a} = \frac{v_{CC} i_{CC}}{6 n_i} \left[n_i t + \frac{2}{\omega \cos(\varphi)} \cos(\omega t) - \frac{2 n_i^2}{\omega} \cos(\omega t + \varphi) + \frac{n_i}{2 \omega \cos(\varphi)} \sin(2\omega t + \varphi) \right]_{\omega t_1}^{\omega t_2}. \quad (2.101)$$

Substituindo (2.98) em (2.101):

$$\begin{aligned}\Delta E_{+a} &= \frac{v_{cc} i_{cc}}{6\omega n_i} [-4 \cos(\varphi) + 2n_i^2 \cos(\varphi) + 2n_i \sin(\varphi) \cos(\varphi)] \\ \Delta E_{+a} &= \frac{v_{cc} i_{cc}}{3\omega n_i} \cos(\varphi) [-2 + n_i^2 + n_i \sin(\varphi)],\end{aligned}\quad (2.102)$$

onde $\sin(\omega t_1 + \varphi) = \frac{1}{n_i} \rightarrow \cos(\omega t_1 + \varphi) = \frac{\sqrt{n_i^2 - 1}}{n_i}$, para $t_1=0$, (2.102) se reduz a:

$$\Delta E_{+a} = \frac{v_{cc} i_{cc}}{3\omega n_i^2} \sqrt{n_i^2 - 1} (n_i^2 - 1). \quad (2.103)$$

Em (2.103), ΔE_{+a} representa a variação total de energia em um braço superior do MMC. Porém, a variação da energia num capacitor é dada pela n_{SM} -ésima parte do total ΔE_{+a} . Assim:

$$\Delta E_{SM} = \frac{\Delta E_{+a}}{n_{SM}}. \quad (2.104)$$

Substituindo (2.92) em (2.104), e a partir de (2.81), a variação da energia no capacitor do SM é dada por:

$$\begin{aligned}\Delta E_{SM} &= 4r e_{SM} = \frac{\Delta E_{+a}}{n_{SM}} \\ e_{SM} &= \frac{\Delta E_{+a}}{4n_{SM}r} = \frac{1}{2} C v_C^2,\end{aligned}\quad (2.105)$$

Reordenando em (2.105), o capacitor é dado por:

$$C = \frac{\Delta E_{+a}}{2n_{SM}r v_C^2}, \quad (2.106)$$

substituindo ΔE_{+a} e escrevendo em função de p_{CC} , o capacitor pode ser calculado de:

$$C = \frac{p_{CC}}{6\omega n_{SM}r v_C^2 n_i^2} \sqrt{n_i^2 - 1} (n_i^2 - 1). \quad (2.107)$$

A sensibilidade da potência em relação a m_v , considerando constante a tensão no capacitor do SM, $\cos \varphi$ unitário e $n_i = \frac{2}{m_v \cos(\varphi)}$, é mostrada na Figura 2.24.

A sensibilidade da potência em função de $\cos \varphi$, considerando constante o capacitor do SM, m_v unitário e $n_i = \frac{2}{m_v \cos(\varphi)}$, é mostrada na Figuras 2.25.

Na Figura 2.24 observa-se que, quanto maior a relação entre a tensão CA e CC (maior m_v) menor será o valor do *ripple* da tensão do capacitor do SM. E na Figura 2.25 observa-se que quanto menor o $\cos \varphi$ maior será este *ripple*.

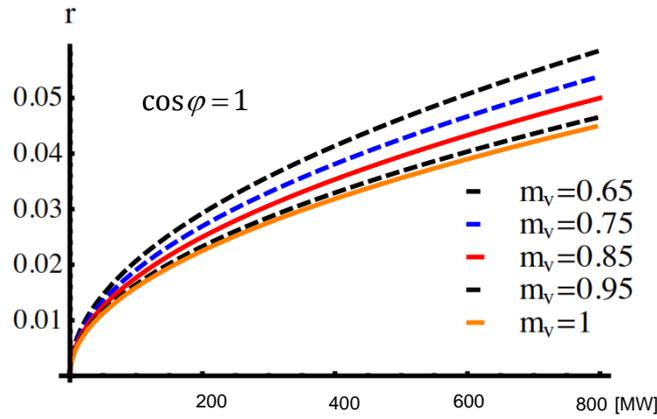


Figura 2.24: Variação do *ripple* r da tensão no capacitor em função da potência CC, para diversos valores de m_v .

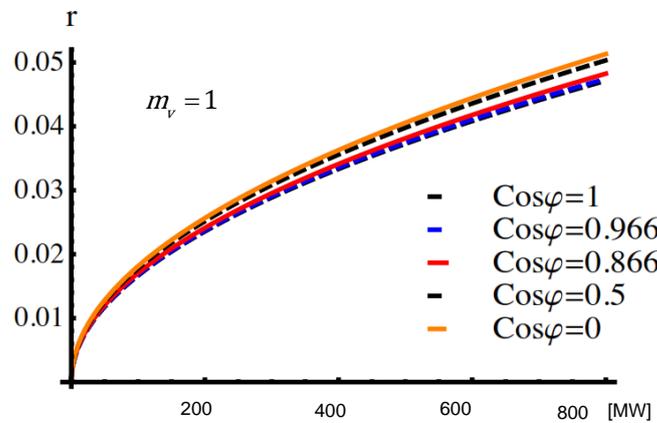


Figura 2.25: Variação do *ripple* r da tensão no capacitor em função da potência CC do MMC, para diversos valores de $\cos \varphi$.

2.3.14 Cálculo da indutância do Braço do MMC

Na Figura 2.26 observa-se as tensões v_{+k} , v_{-k} e a soma delas, equivalente à tensão na perna do MMC com $n_{SM} = 6$ (Figura 2.26(a)) e $n_{SM} = 12$ (Figura 2.26(b)), com os SMs chaveados a 60Hz. A tensão no elo é 600 kV, e a tensão no j -ésimo capacitor v_{Cj} é 100 kV e 50 kV, respectivamente. Em ambas as figuras, a tensão v_{CC} apresenta variações bruscas devido à ausência de sincronismo de chaveamento dos IGBTs. Nesse intervalo de tempo, o número de submódulos em Modo 1 varia entre $(n_{SM} + 1)$ ou $(n_{SM} - 1)$, o que significa que a tensão na perna do MMC sem considerar o indutor de braço varia em $\pm v_{Cj}$. Fica claro que o indutor do braço deve mitigar a variação brusca ($\frac{di}{dt}$) da corrente devido à variação brusca da tensão na perna do MMC.

Conforme mostra a Figura 2.27, em casos mais severos de ausência de sincronismo no chaveamento, a tensão pode variar em $\pm 2v_{Cj}$ conforme observado.

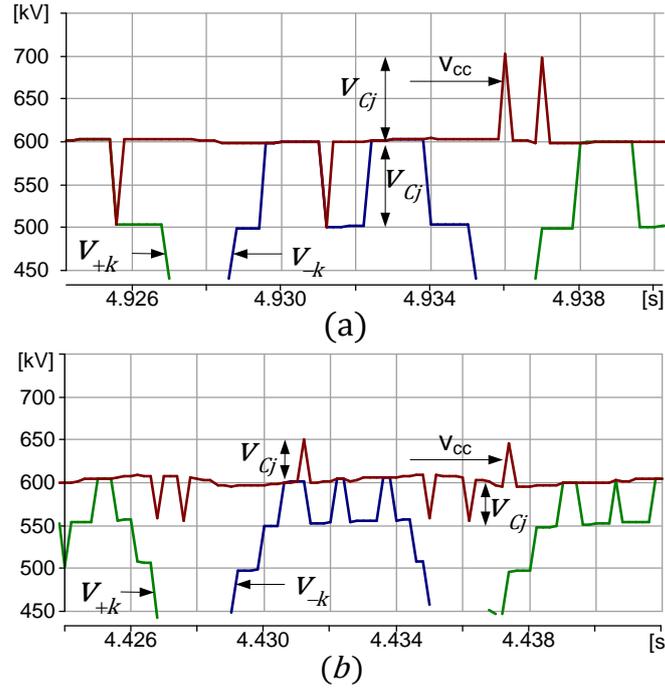


Figura 2.26: Tensão v_{+k} , v_{-k} e soma delas (tensão na perna do MMC).

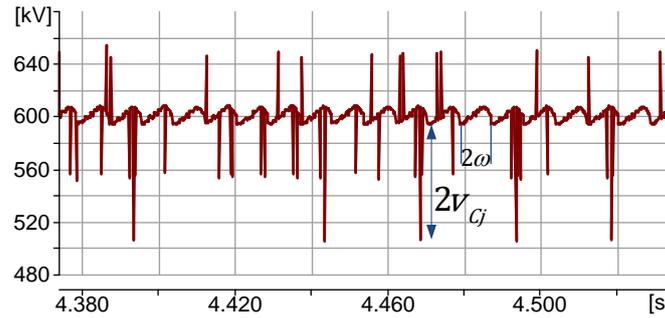


Figura 2.27: Tensão na perna MMC, sem considerar o indutor do braço.

Desta forma, o indutor L do braço pode ser calculado a partir de:

$$L = \frac{v_{CC}}{n_{SM} \frac{di}{dt}}. \quad (2.108)$$

onde $\frac{di}{dt}$ é o $\frac{A}{\mu s}$ desejado ou permitido pelas chaves.

2.3.15 Constante de inércia do MMC

A constante de inércia H de uma máquina síncrona é definida como a relação entre a energia cinética armazenada em MW.s à velocidade nominal dividido pela potência

aparente MVA nominal [73]. Assim:

$$H = \frac{\text{Energia armazenada à velocidade nominal em MW.s}}{\text{MVA nominal}}. \quad (2.109)$$

De forma similar, a constante de inércia do MMC é definida como a relação da energia armazenada nos capacitores à tensão nominal dividida pela potência nominal do MMC. Assim:

$$H_{CMM} = \frac{6 \sum_{j=1}^{n_{SM}} \frac{1}{2} C v_{Cj}^2}{MVA_{CMM}}, \quad (2.110)$$

onde v_{Cj} é a tensão nominal do capacitor dos SMs e MVA_{CMM} é a potência nominal do MMC. Dessa forma, o H_C resulta:

$$H_C = \frac{3n_{SM} C v_{Cj}^2}{MVA_{MMC}}. \quad (2.111)$$

Esta constante de inércia está em torno de dezenas de ms em um MMC, enquanto para uma máquina síncrona fica em torno de alguns segundos.

Capítulo 3

Operação do Conversor Multinível Modular

3.1 Operação dos Sub-Módulos

Para explicar a operação de um conversor modular multinível supõe-se, como exemplo, um conversor com as seguintes características:

- $n_{SM}=2$ (dois SMs por braço);
- conversor trifásico (seis braços e três pernas);
- chaves ideais (sem perda e comutação instantânea);
- tensão no capacitor do SM constante e capacitor pré-carregado;
- tensão v_{SM} do SM igual à tensão do capacitor, representado por v_C .

A operação para fins da explicação é dividida em quatro etapas. A descrição é feita para duas pernas e por um período da frequência fundamental.

3.1.1 Etapa I

A Figura 3.1 mostra uma perna do MMC acima caracterizado em quatro etapas de operação. Na Etapa I as chaves T_{11a} e T_{21a} no braço superior e as chaves T_{32a} e T_{42a} no braço inferior estão conduzindo, conforme mostrado na Figura 3.1(a). Por simplicidade, nesta explicação das Etapas de operação está sendo assumido que “chave” significa o IGBT e seu diodo antiparalelo. Portanto, a condução pode ser do IGBT ou do diodo, dependendo do sentido da corrente. Desta forma, v_{+a} é igual a $2v_c$ e v_{-a} é zero, conforme parte da onda de tensão mostrada na Figura 3.2(a) e (b). Nesta figura, o intervalo de tempo da Etapa I está indicado por (1).

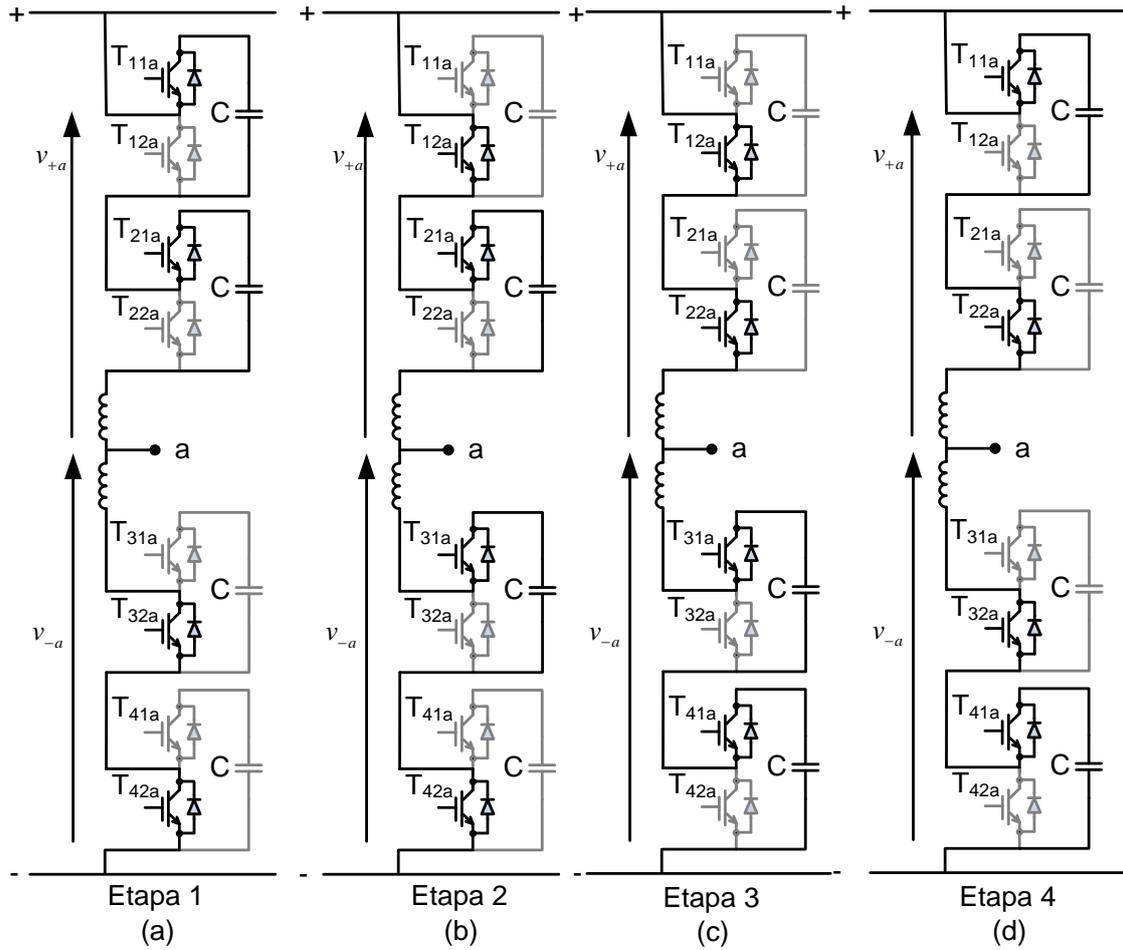


Figura 3.1: Etapas de operação de uma perna do conversor MMC com 4 SM por perna: (a) Etapa I; (b) Etapa II; (c) Etapa III e (c) Etapa IV.

3.1.2 Etapa II

Na Etapa 2 são ativados os comandados para a condução das chaves T_{12a} e T_{21a} no braço superior e as chaves T_{31a} e T_{42a} no braço inferior, conforme mostrado na Figura 3.1(b). Desta forma, v_{+a} e v_{-a} são iguais a v_C , conforme a tensão mostrada na Figura 3.2(a) e (b). Nesta figura, o intervalo de tempo desta Etapa está indicado por (2).

3.1.3 Etapa III

Nesta etapa são ativados os comandados para a condução das chaves T_{12a} e T_{22a} no braço superior e as chaves T_{31a} e T_{41a} no braço inferior, conforme mostrado na Figura 3.1(c). Desta forma, neste caso v_{-a} é igual a $2v_C$ e v_{+a} é zero, conforme o trecho de tensão mostrada na Figura 3.2(a) e (b) é indicado por (3).

3.1.4 Etapa IV

Nesta etapa são ativados os comandos para a condução das chaves T_{11a} e T_{22a} no braço superior e T_{32a} e T_{41a} no braço inferior, conforme mostrado na Figura 3.1(d). Ou seja, novamente v_{+a} e v_{-a} são iguais a v_C , conforme parte da tensão mostrada na Figura 3.2, e indicado o intervalo de tempo por (4). Para completar o ciclo, repete-se a Etapa I.

Para obter a tensão v_{ab} de linha, todas as etapas descritas acima são aplicadas na perna da fase b (com a respectiva defasagem de 120 graus). Na Tabela 3.1 são apresentados os estados de operação das chaves nas pernas a e b . Também são apresentadas a tensão dos braços superior e inferior e a tensão v_{ab} . A Figura 3.2 mostra os resultados da simulação.

Com 4 SMs por perna, de acordo com a Tabela 3.1, para gerar o nível 1 pode-se escolher para entrar em Modo 1 um SM dentre 2 SMs disponíveis. Para gerar o nível 2, tem-se disponível apenas um conjunto de SM para operar em Modo 1. Desta forma, com $2n_{SM}$ SMs por perna, para gerar o nível 1 pode-se escolher um SM para entrar em Modo 1 de n_{SM} SMs disponíveis. Para gerar o nível 2 pode-se escolher o SM de $n_{SM} - 1$ SMs disponíveis, e para gerar o penúltimo nível pode-se escolher apenas de 2 SMs disponíveis e para o último nível, está disponível apenas um SM. Esta análise é para um conversor sem SMs em *standby*.

3.2 Análise Vetorial dos Estados de Operação do MMC

De acordo com as operações possíveis para cada nível de tensão de linha, conforme mostrado na Tabela 3.1, os vetores que formam o mapa vetorial de tensões de linha para o conversor MMC, podem ser calculados a partir de uma transformação linear de sistema de coordenadas abc em um sistema de coordenadas $\alpha\beta$ (transformada de Clarke [74]):

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}. \quad (3.1)$$

Como está se considerando MMC de 3 fios a sequência zero não é considerada. Considerando o sistema equilibrado, tem-se que:

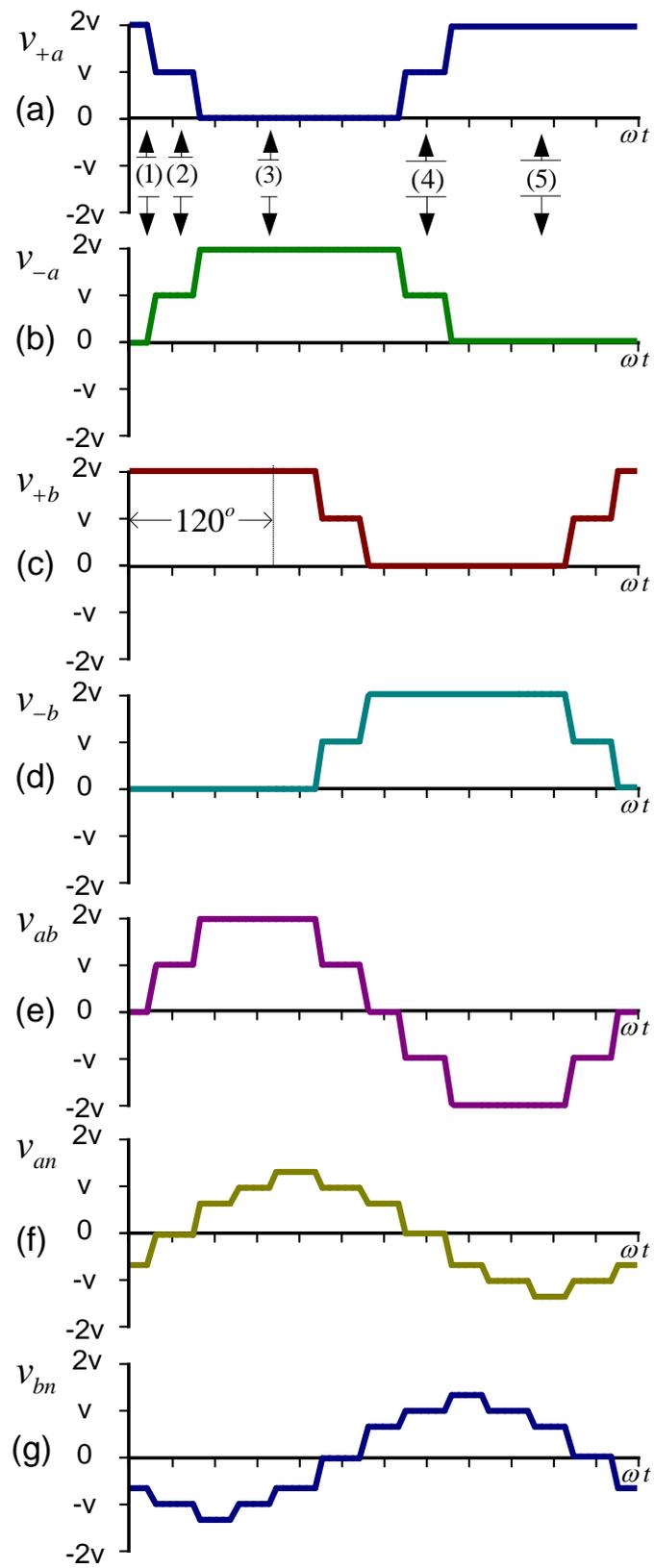


Figura 3.2: Formas de onda obtida no braço superior e inferior da perna a e b ; tensão fase-fase e fase-neutro.

Tabela 3.1: Estados de operação das chaves e tensão de linha em função da tensão do capacitor

T_{11a}	T_{12a}	T_{21a}	T_{22a}	T_{31a}	T_{32a}	T_{41a}	T_{42a}	T_{11b}	T_{12b}	T_{21b}	T_{22b}	T_{31b}	T_{32b}	T_{41b}	T_{42b}	v_{+a}	v_{-a}	v_{+b}	v_{-b}	v_{ab}
1	0	1	0	0	1	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1	$2v_C$	0	$2v_C$	0	0
0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	v_C	v_C	$2v_C$	0	v_C
0	1	0	1	1	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0	$2v_C$	$2v_C$	0	$2v_C$
0	1	0	1	1	0	1	0	1	1	0	1	0	0	0	1	0	$2v_C$	v_C	v_C	v_C
0	1	0	1	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	1	0	0	$2v_C$	0	$2v_C$	0
1	0	0	1	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	1	0	v_C	v_C	0	$2v_C$	$-v_C$
1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	1	0	1	0	$2v_C$	0	0	$2v_C$	$-2v_C$
1	0	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1	0	1	1	0	$2v_C$	0	v_C	v_C	$-v_C$
1	0	1	0	0	1	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1	$2v_C$	0	$2v_C$	0	0

$$\begin{aligned}v_a + v_b + v_c &= 0, \\v_{ab} + v_{bc} + v_{ca} &= 0,\end{aligned}\tag{3.2}$$

onde, $v_{ab} = v_a - v_b$, $v_{bc} = v_b - v_c$, $v_{ca} = v_c - v_a$.

É possível determinar as tensões de fase em função das tensões de linha. Assim:

$$\begin{aligned}v_a &= (v_{ab} - v_{ca})/3, \\v_b &= (v_{bc} - v_{ab})/3, \\v_c &= (v_{ca} - v_{bc})/3,\end{aligned}\tag{3.3}$$

considerando que $v_{ca} = -v_{ab} - v_{bc}$, obtém-se

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ -1 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \end{bmatrix}.\tag{3.4}$$

A transformada de Clarke a partir das tensões de linha é dada por:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \end{bmatrix}.\tag{3.5}$$

Com (3.5) e os resultados da Tabela 3.1, o mapa vetorial gerado pelo inversor trifásico é mostrado na Figura 3.3. Observa-se que a redundância de vetores para gerar um nível 1 é 2 (ou seja, todos os SMs estão disponíveis para serem escolhidos a entrar em Modo 1) e para o nível $n_{SM} - 1$ é 1 SM disponível. Novamente, esta análise foi feita sem considerar SMs de redundância.

3.3 Métodos de Modulação

Nas aplicações do MMC, é importante que a frequência de chaveamento dos SMs seja baixa, se possível igual à frequência da rede CA. Nesse sentido, diversas técnicas de modulações estão à disposição. Neste capítulo, cinco tipos de técnicas de chaveamento PWM foram analisados e simulados:

- Eliminação seletiva de harmônicos SHE (*Selective Harmonic Elimination*);
- Controle de ângulo α de inserção variável;

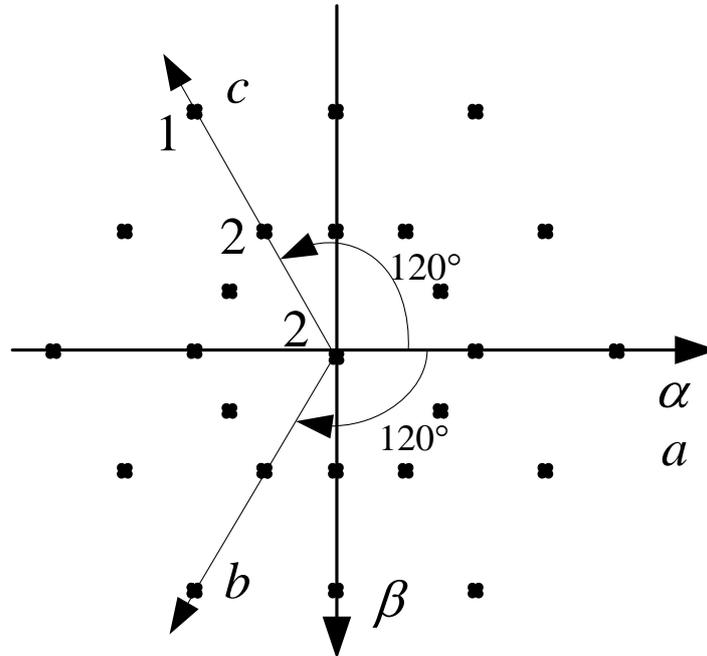


Figura 3.3: Mapa vetorial do conversor MMC para operação de 2 SMs por braço

- Controle de ângulo α de inserção constante;
- O PWM Senoidal (*Pulse Width Modulation - Sinusoidal*);
- PWM - Senoidal com terceiro harmônico.

No método de eliminação seletiva de harmônicos, os instantes de chaveamento do SM são pré-calculados para esse fim. No controle de ângulo α de inserção variável, os instantes de chaveamento do SM são pré-calculados de forma que a onda sintetizada siga a forma da onda modulante. No controle de ângulo α de inserção constante, os instantes de chaveamento do SM são pré-calculados dividindo o ciclo da tensão pelo número de submódulos por braço, desta forma, o ângulo α inserção do SM é constante. No PWM senoidal, o padrão de chaveamento é definido a partir da comparação de uma onda senoidal (sinal modulante) com uma onda triangular (portadora), neste caso, no conversor multinível, são usadas n_{SM} ondas triangulares. O último método é igual ao anterior, mas com adição de componente de terceiro harmônico na referência de tensão. A seguir é feita uma comparação entre esses cinco tipos de técnicas de modulação.

3.3.1 PWM com eliminação seletiva de harmônicos (SHE)

A Figura 3.4 mostra a referência da onda de tensão senoidal e a forma da onda da tensão sintetizado pelo conversor. Nessa figura, mostra que para cada instante

de cambio de nível existe um ângulo α pré-calculado com propósito de eliminar os harmônicos de baixa ordem. Desta forma, a tensão v_{an} de um conversor MMC com $(n_{SM} + 1)$ níveis em termos de séries de *Fourier*, é dada por:

$$v_{an} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4v_{cc}}{(p)\pi} (\cos(p\alpha'_1) + \cos(p\alpha'_2) + \dots + \cos(p\alpha'_{n_{SM}})) \sin(p\omega t) \quad (3.6)$$

onde $p = 2n - 1$, e a amplitude da fundamental é dada por: $\frac{4v_{cc}}{\pi} (\cos(\alpha'_1) + \cos(\alpha'_2) + \dots + \cos(\alpha'_{n_{SM}})) = V_{a1}$. Para eliminar os harmônicos não desejados ($5^\circ, 7^\circ, 11^\circ$ e 13°), suas respectivas amplitudes deverão ser nulas, ou seja, as amplitudes dos termos $\sin(5\omega t)$, $\sin(7\omega t)$, $\sin(11\omega t)$ e $\sin(13\omega t)$ serão nulas. O 3º harmônicos múltiplos de 3 são eliminados pela conexão *delta* do transformador, portanto, não são considerados no cálculo por método de eliminação de harmônicos. Desta forma, desenvolvendo o somatório tem-se:

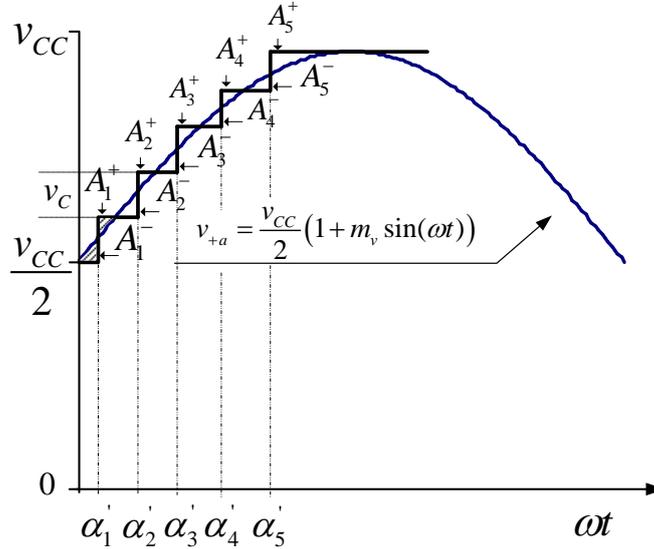


Figura 3.4: Eliminação de harmônicos de baixa ordem.

$$\begin{aligned} \cos(\alpha'_1) + \cos(\alpha'_2) + \cos(\alpha'_3) + \cos(\alpha'_5) + \cos(\alpha'_7) &= m_v \\ \cos(5\alpha'_1) + \cos(5\alpha'_2) + \cos(5\alpha'_3) + \cos(5\alpha'_5) + \cos(5\alpha'_7) &= 0 \\ \cos(7\alpha'_1) + \cos(7\alpha'_2) + \cos(7\alpha'_3) + \cos(7\alpha'_5) + \cos(7\alpha'_7) &= 0 \\ \cos(11\alpha'_1) + \cos(11\alpha'_2) + \cos(11\alpha'_3) + \cos(11\alpha'_5) + \cos(11\alpha'_7) &= 0 \\ \cos(13\alpha'_1) + \cos(13\alpha'_2) + \cos(13\alpha'_3) + \cos(13\alpha'_5) + \cos(13\alpha'_7) &= 0 \end{aligned} \quad (3.7)$$

onde $m(v) = \frac{v_{a1}}{v_{a1 \max}} = \frac{v_1 \pi}{4n_{SM} v_{CC}}$ e como a tensão é de $(n_{SM} + 1)$ níveis n_{SM} corresponde ao número de ângulos considerados em um quarto de ciclo como em (3.7). Para resolver o sistema de equações mostrados em (3.7), existem diversos procedimentos, alguns deles mostrado em [75], [76], [77]. Neste trabalho, a solução é baseada em

um processo de otimização com o pacote computacional *Mathematica*. Neste caso, para minimizar as funções em 3.7 [78].

Para encontrar os ângulos que eliminam os harmônicos em função do índice de modulação m_v , (3.7) pode ser transformado na seguinte relação:

$$f = \left(\begin{array}{l} (\cos(\alpha'_1) + \cos(\alpha'_2) + \cos(\alpha'_3) + \cos(\alpha'_5) + \cos(\alpha_7) - m_v)^2 + \\ + (\cos(5\alpha'_1) + \cos(5\alpha'_2) + \cos(5\alpha'_3) + \cos(5\alpha'_5) + \cos(5\alpha_7))^2 \\ + \dots \\ + (\cos(n\alpha'_1) + \cos(n\alpha'_2) + \cos(n\alpha'_3) + \cos(n\alpha'_5) + \cos(n\alpha_7))^2 \end{array} \right); \quad (3.8)$$

onde $0 \leq \{\alpha'_1, \alpha'_2, \dots, \alpha'_n\} \leq \frac{\pi}{2}$ e:

$$\begin{aligned} \alpha_j &= \left(\alpha'_{\frac{n_{SM}}{2}+1-j} - \frac{\pi}{2} \right), \text{ para } [j = 1, 2, 3, \dots, \frac{n_{SM}}{2}] \\ \alpha_j &= \left(\alpha'_{j-\frac{n_{SM}}{2}} + \frac{\pi}{2} \right), \text{ para } [j = \frac{n_{SM}}{2} + 1, \frac{n_{SM}}{2} + 2, \dots, n_{SM}]. \end{aligned} \quad (3.9)$$

Em (3.9), o ângulo α_j representa o instante em que um submódulo inicia a operação em modo inserido, e esta é calculada a partir de α' e n_{SM} .

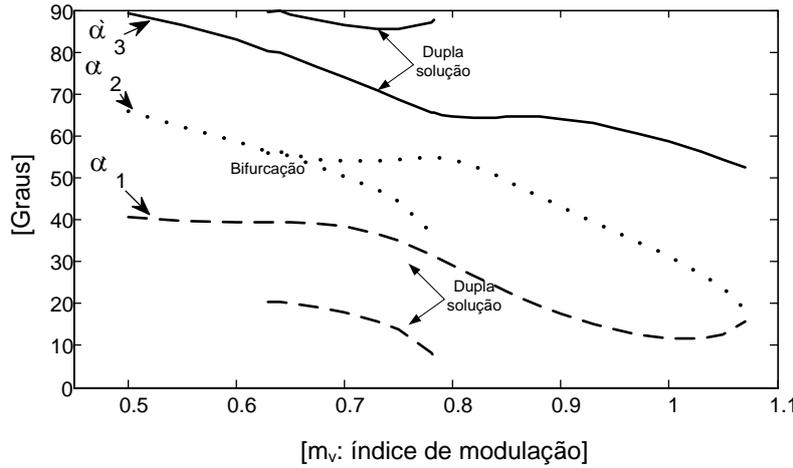


Figura 3.5: Variação dos ângulos α_k para a eliminação de harmônicos de 5° e 7° ordem em função do índice de modulação.

As Figuras 3.5 e 3.6 mostram o resultado das soluções, ou seja, a variação dos ângulos α_j ($j=1,2,\dots,n_{SM}$) em função de m_v que eliminam o 5°, 7°, 11° e 13° harmônico.

Observa-se que os resultados mostrados nas Figuras 3.5 e 3.6 apresentam deficiências nos resultados, pois apresentam bifurcações e soluções duplas para alguns ângulos. Além disso, as soluções mostrada na Figura 3.6 apresenta descontinuidade para o m_v entre 0,9 e 0,97, esta indeterminação acontece por apresentar a mesma solução para dois ângulos, ou seja, no instante da intersecção de duas soluções.

Para conferir a eliminação dos harmônicos acima indicados, foram reproduzidas

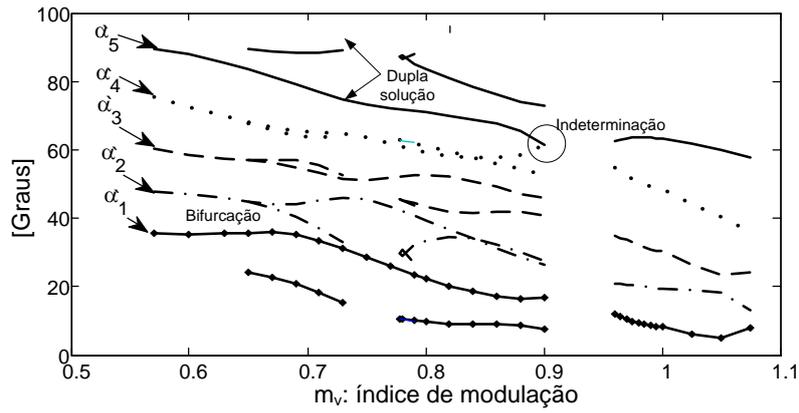


Figura 3.6: Variação dos ângulos α_k para a eliminação de harmônicos de 5°, 7°, 11° e 13° ordem.

as ondas e seus respectivos espectros de frequência de tensão de 7 e 11 níveis, com ângulos α iguais a $[11.682^\circ, 31.178^\circ, 58.578^\circ]$ e $[8.22^\circ, 19.54^\circ, 30.31^\circ, 48.38^\circ, 63.40^\circ]$ calculados para índice de modulação m_v igual a 1.

As Figuras 3.7 a 3.10 apresentam os resultados de ondas de tensão de 7 níveis no braço superior e inferior, tensão de fase, tensão de linha e seu respectivo espectro.

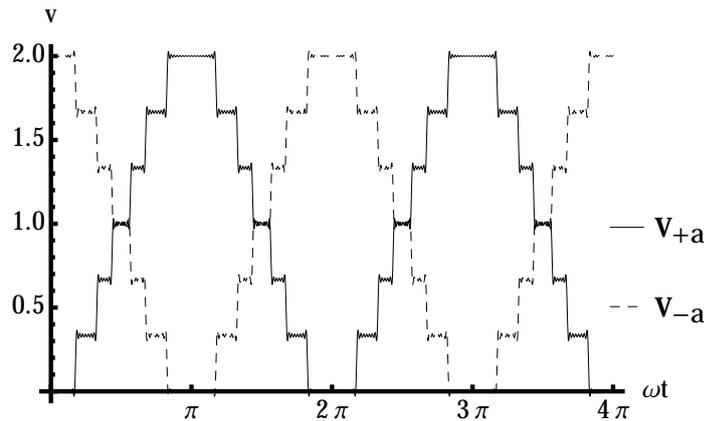


Figura 3.7: Tensão de 7 níveis do braço superior e inferior da fase a com ângulos α para a eliminação de harmônicos de 5° e 7° ordem.

Os resultados simulados das ondas de tensão de 11 níveis no braço superior e inferior são mostradas nas Figuras 3.11, tensão de fase (Figura 3.12), tensão de linha (Figura 3.13) e seu respectivo espectro de harmônicos (Figura 3.14).

3.3.2 Controle de ângulo α de inserção variável

A tensão da fase a de $(n_{SM} + 1)$ níveis na saída do conversor, pode ser aproximada a uma onda senoidal. Para deduzir a relação matemática que permite gerar os instantes (α'_n) em que os submódulos começam a operar com o capacitor em modo inserido, assume-se que a área entre a onda senoidal e a onda sintetizada, indicada

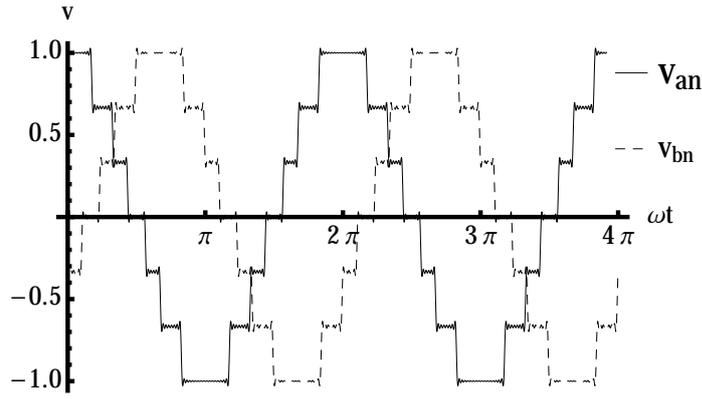


Figura 3.8: Tensão de 7 níveis de fase gerada a partir das tensões no braço superior e inferior mostrado na Figura 3.7.

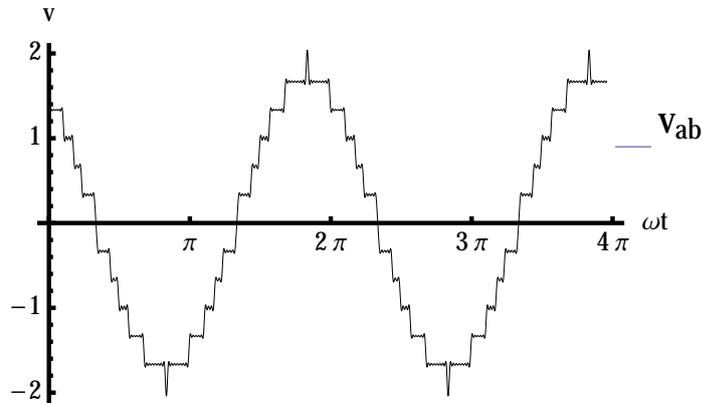


Figura 3.9: Tensão de linha gerada a partir das tensões de fase mostrada na Figura 3.3.1.

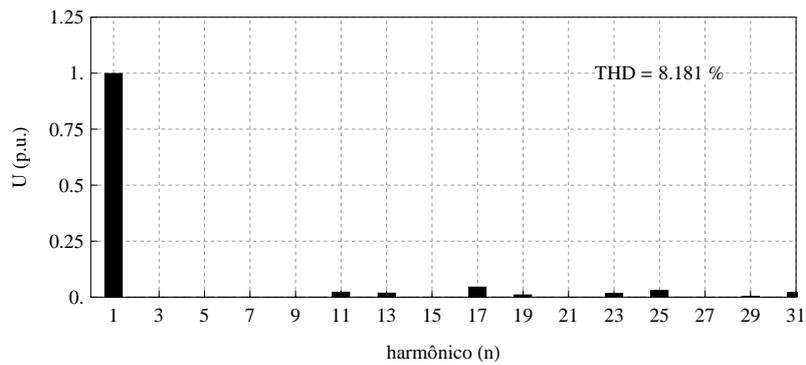


Figura 3.10: Espectro de harmônicos da tensão de linha mostrada na Figura 3.9.

por A_n^+ , e a área indicada por A_n^- devem ser iguais. Para isto, adotou-se que, o ponto p que indica o ponto de intersecção entre a onda senoidal e a onda sintetizada representa a metade da tensão entre o nível $n-1$ e o nível n (n : número qualquer). E esta diferença de tensão entre dois níveis é equivalente a v_C , mostrado na Figura 3.15. Como o ponto p faz parte da onda senoidal e da onda sintetizada, o ângulo α'_n pode ser calculado em função do nível n , do número de SM n_{SM} e do índice de modulação

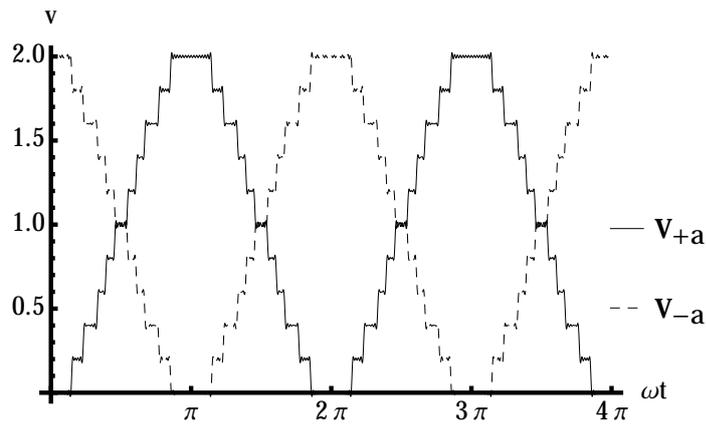


Figura 3.11: Tensão de 11 níveis do braço superior e inferior com ângulos α para a eliminação de harmônicos de 5° , 7° , 11° e 13° ordem.

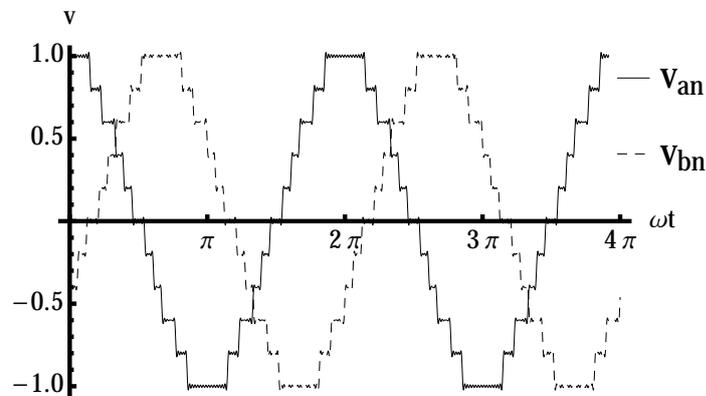


Figura 3.12: Tensão de 11 níveis de fase com ângulos α para a eliminação de harmônicos de 5° , 7° , 11° e 13° ordem.

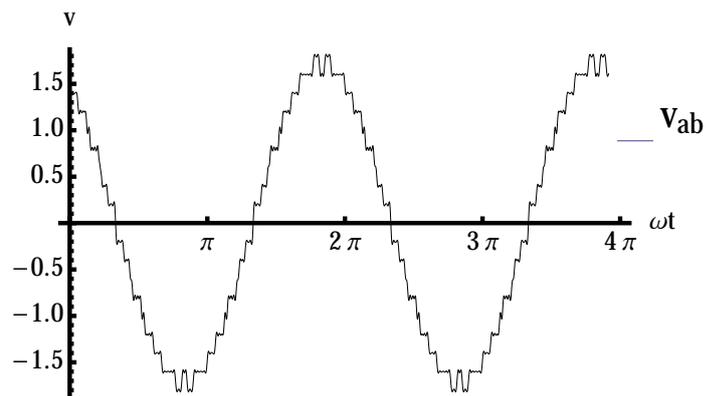


Figura 3.13: Tensão de linha com ângulos α para a eliminação de harmônicos de 5° , 7° , 11° e 13° ordem.

m_v resolvendo as equações:

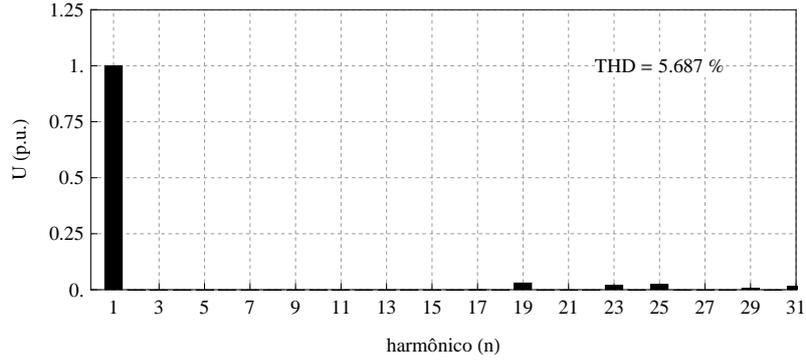


Figura 3.14: Espectro da Tensão de linha com ângulos α para a eliminação de harmônicos de 5° , 7° , 11° e 13° ordem.

$$p = \frac{n + (n - 1)}{2} v_C, \quad (3.10)$$

e

$$v_{+a} = \frac{n_{SM} v_C}{2} (1 + m_v \sin(\omega t)), \quad (3.11)$$

onde a amplitude da tensão de referência v_{+a} em função de n_{SM} e v_C é dada por: $v_{CC} = n_{SM} v_C$.

Desta forma, conforme mostrado na Figura 3.15, tem-se que, igualando-se as equações (3.10) e (3.11), a tensão de referência para α'_n é dada por:

$$\frac{n_{SM} v_C}{2} (1 + m_v \sin(\alpha'_n)) = \frac{n + (n - 1) v_C}{2}, \quad (3.12)$$

onde n representa o nível instantâneo em que se encontra a tensão sintetizada pelo MMC. De (3.12) o ângulo α'_n , que define o instante do pulso para adicionar um nível à tensão sintetizada pelo MMC, é dado por:

$$\alpha'_n = \arcsin \left[\frac{2n - 1 - n_{SM}}{n_{SM} m_v} \right]. \quad (3.13)$$

A partir de (3.13), foram calculados os ângulos para uma onda de 100 níveis e para três diferentes valores do m_v , cujos resultados são mostrados na Figura 3.16.

Para conferir o conteúdo harmônico e comparar com a técnica de eliminação de harmônicos de baixa frequência, ou seja, de 5° , 7° , 11° e 13° ordem, foram reproduzidas as ondas e seus respectivos espectros de frequência de tensão de 11 níveis, com ângulos α [5.74° , 17.46° , 30.00° , 44.43° , 64.16°], calculados aplicando (3.13), para

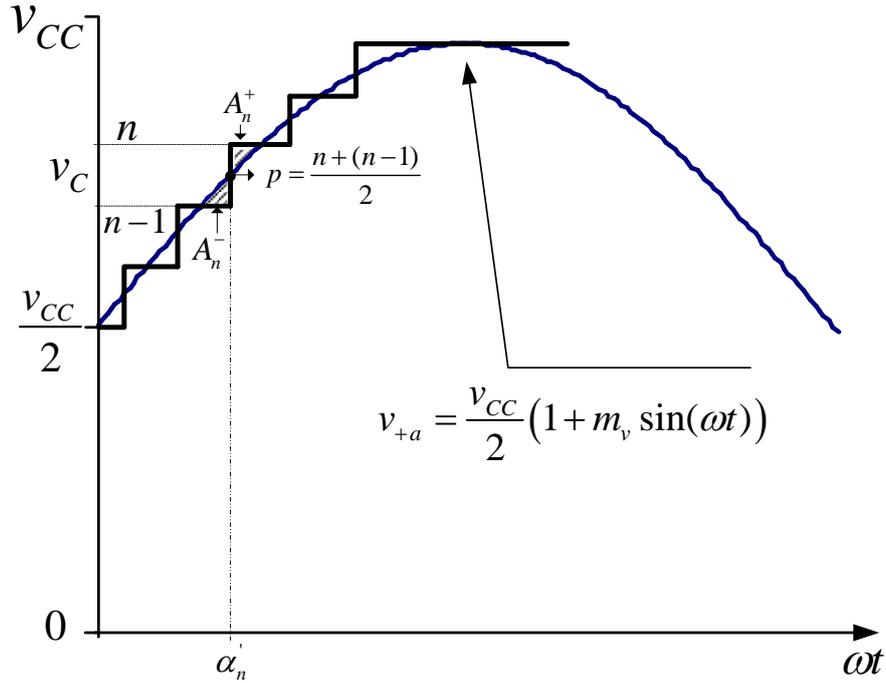


Figura 3.15: Tensão no braço superior da fase a, v_{+k} , do MMC.

índice de modulação m_v igual a 1.

As Figuras 3.17, 3.18, 3.19 e 3.20 apresentam os resultados de ondas de tensão no braço superior, braço inferior, tensão fase-neutro e tensão fase-fase, respectivamente.

3.3.3 Controle de ângulo α de inserção constante

Com esta técnica, o ângulo (α'_n) é calculado dividindo o tempo de um ciclo em partes iguais, conforme a Figura 3.21, desta forma, o ângulo será igual para todos os submódulos, e este é calculado mediante:

$$\alpha'_n = \frac{\pi}{2(n_{SM} + 1)m_v}. \quad (3.14)$$

A fim de verificar o conteúdo harmônico de 5°, 7°, 11° e 13° ordem são reproduzidas as ondas e seus respectivos espectros de frequência da tensão de 11 níveis, com variação dos ângulos α iguais a 15 graus para m_v unitário. As Figuras 3.22, 3.23, 3.24 e 3.25 apresentam os resultados de ondas de tensão no braço superior, inferior, tensão fase-neutro e tensão fase-fase, respectivamente.

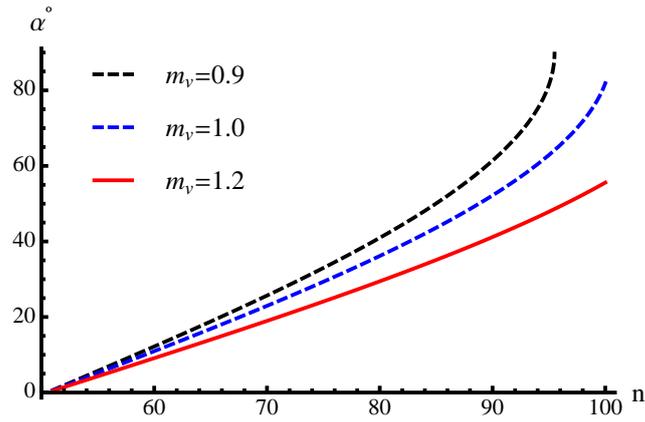


Figura 3.16: Variação do ângulo α para uma onda de 100 níveis.

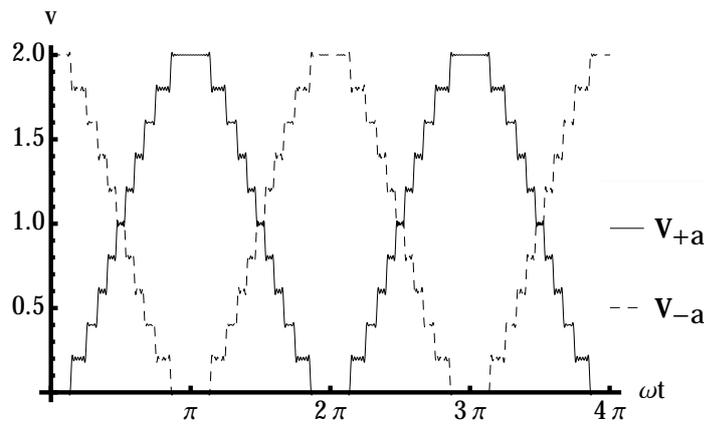


Figura 3.17: Tensão de 11 níveis do braço superior e inferior para o método de controle de ângulo α de inserção variável.

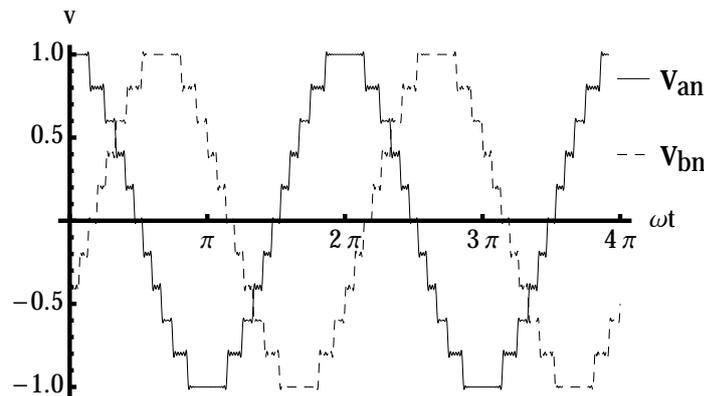


Figura 3.18: Tensão fase-neutro gerada a partir das tensões mostradas na Figura 3.17.

3.3.4 Método PWM-Senoidal

Para operar n_{SM} submódulos no braço do MMC em modo capacitor inserido, gera-se o sinal de controle PWM através da comparação entre n_{SM} portadoras triangulares e tensões de referência v_{+k}^* e v_{-k}^* , conforme mostrado na Figura 3.26 [51]. Nesta

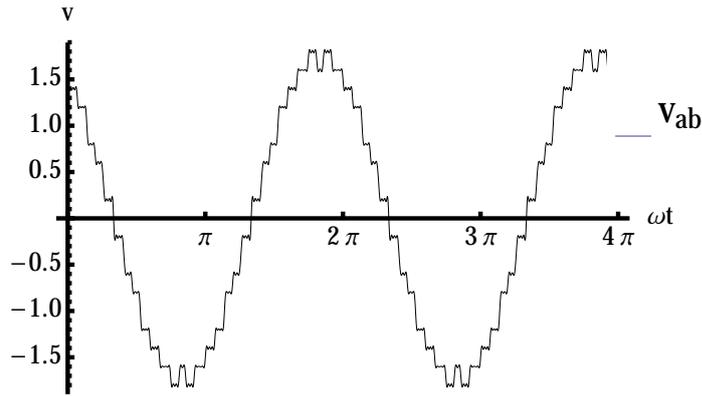


Figura 3.19: Tensão fase-fase gerada a partir das tensões na Figura 3.18.

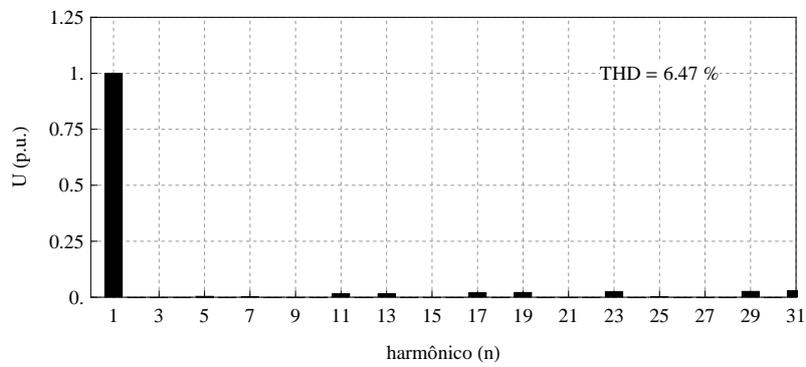


Figura 3.20: Espectro de frequência da tensão de linha mostrada na Figura 3.19.

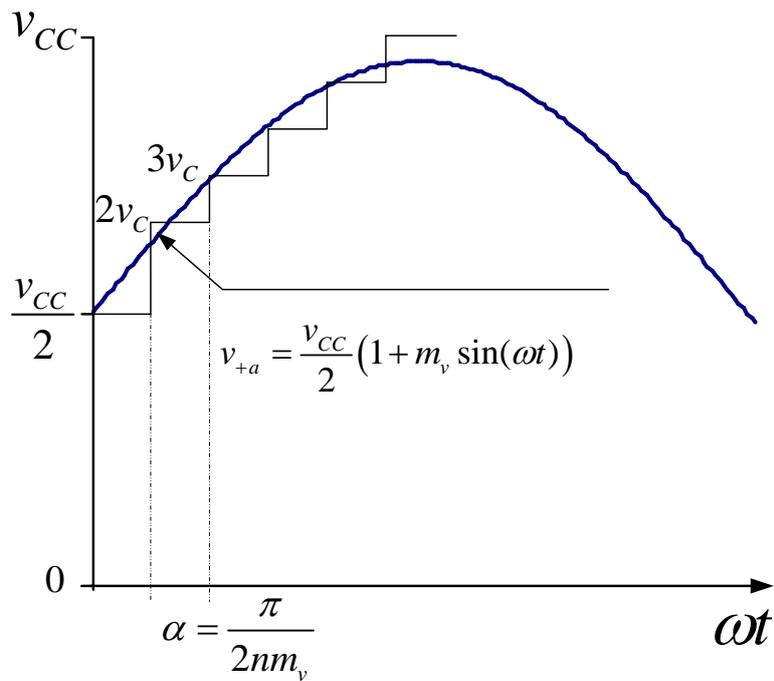


Figura 3.21: Controle de ângulos α de inserção constante.

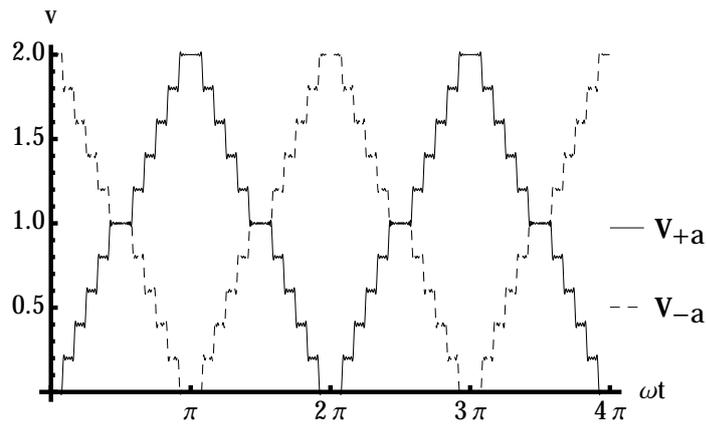


Figura 3.22: Tensão de 11 níveis do braço superior e inferior com variação do ângulo α iguais.

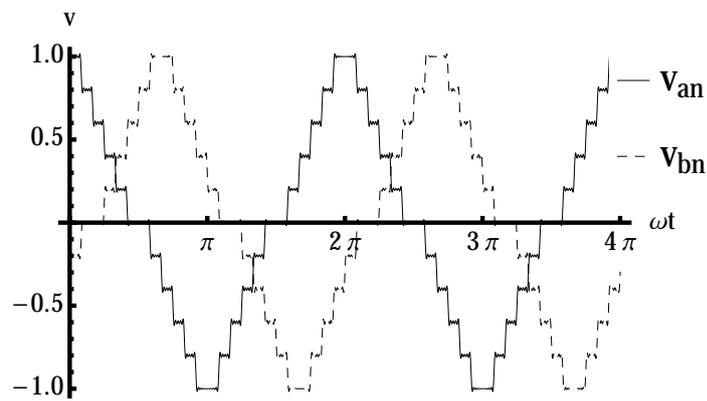


Figura 3.23: Tensão de fase de 11 níveis com variação do ângulo α iguais.

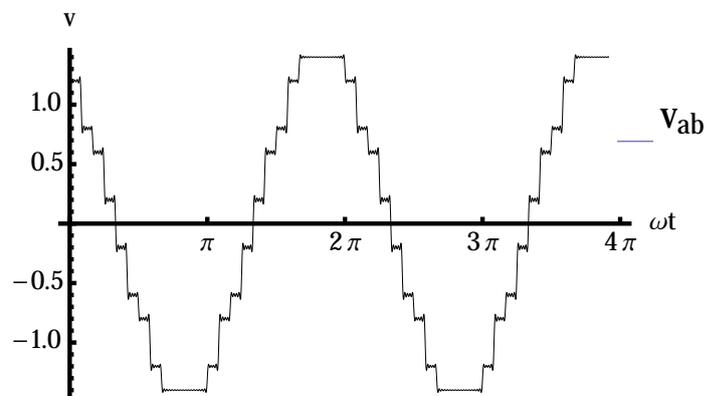


Figura 3.24: Tensão de linha com variação do ângulo α iguais.

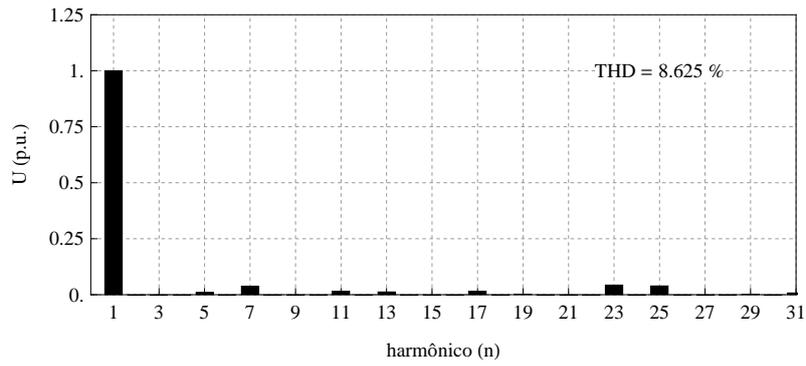


Figura 3.25: Espectro de frequência da tensão fase-fase mostrada na Figura 3.24.

figura, é mostrada para $n_{SM}=10$, um total de 10 ondas triangulares defasadas entre si com um ângulo de valor igual a $\frac{360^\circ}{n_{SM}}$. A frequência das portadoras triangulares é igual à frequência da rede.

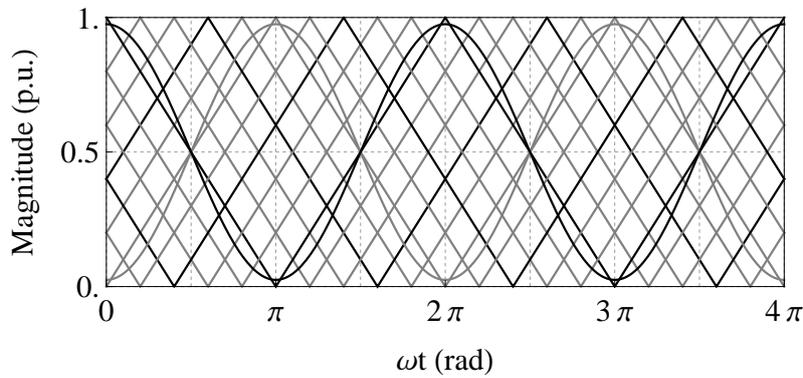


Figura 3.26: Ondas triangulares, tensão de referência do braço superior e inferior.

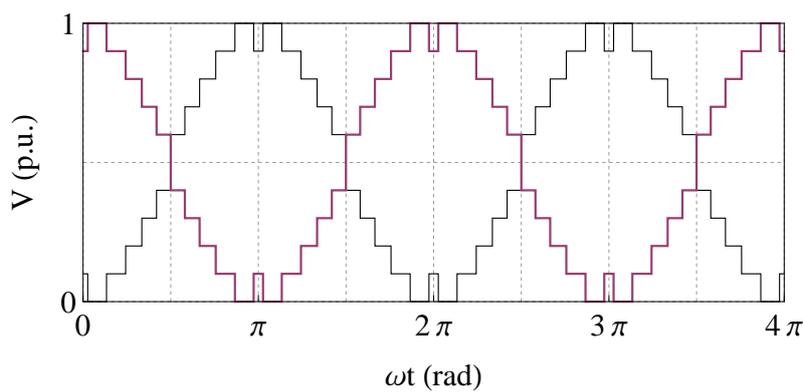


Figura 3.27: Tensão de 11 níveis no braço superior e inferior do MMC.

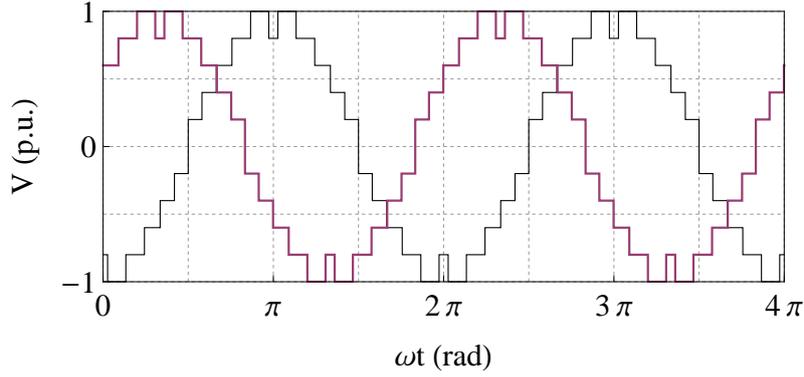


Figura 3.28: Tensão fase-neutro de 11 níveis gerada a partir das tensões mostradas na Figura 3.27.

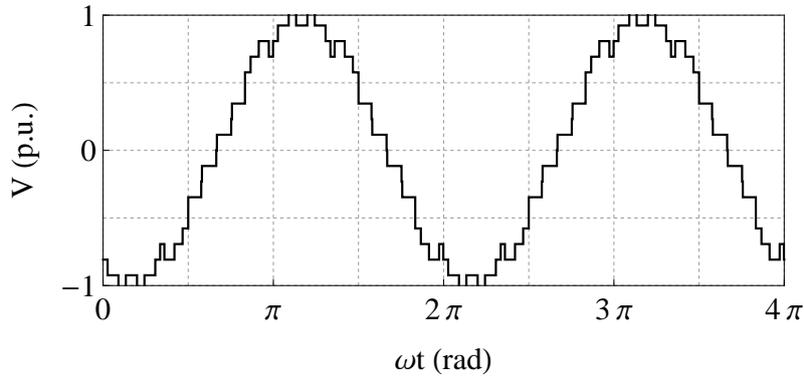


Figura 3.29: Tensão fase-fase gerada a partir das tensões mostrada na Figura 3.28.

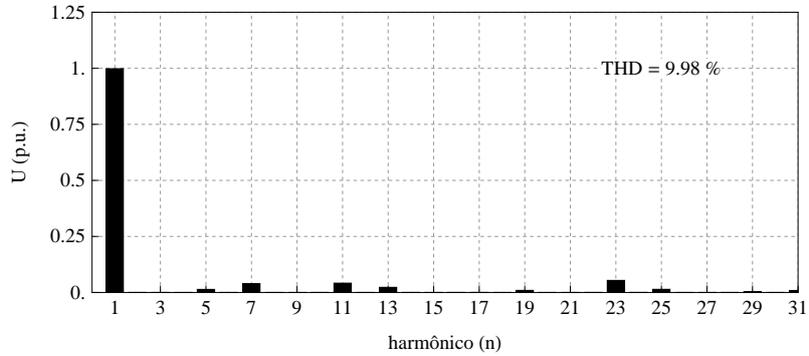


Figura 3.30: Espectro de frequência da tensão fase-fase mostrada na Figura 3.29.

3.3.5 Método PWM-Senoidal com Terceiro Harmônico

De forma similar ao método anterior, para operar n_{SM} submódulos no braço do MMC em modo capacitor inserido, gera-se o sinal PWM através da comparação de n_{SM} ondas triangulares com a tensão v_{+k}^* e v_{-k}^* como referência, compensada com o harmônico de 3ª ordem equivalente a 15% de v_{+k}^* ou v_{-k}^* , conforme mostrado na Figura 3.31 [51]. As ondas portadoras utilizadas neste método tem as mesmas características das ondas portadoras utilizadas no método anterior.

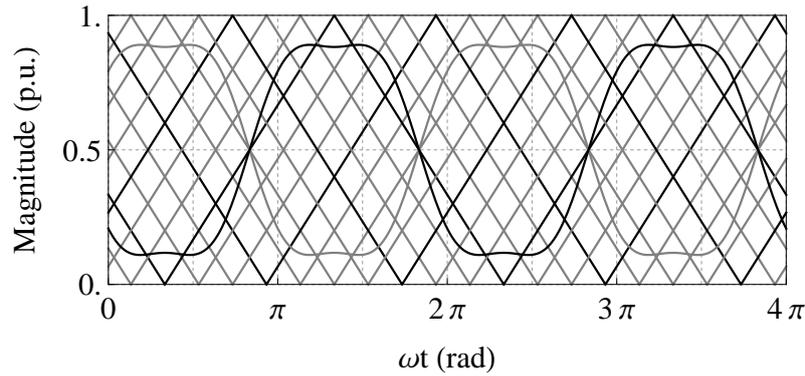


Figura 3.31: Ondas triangulares e tensão de referência do braço superior e inferior.

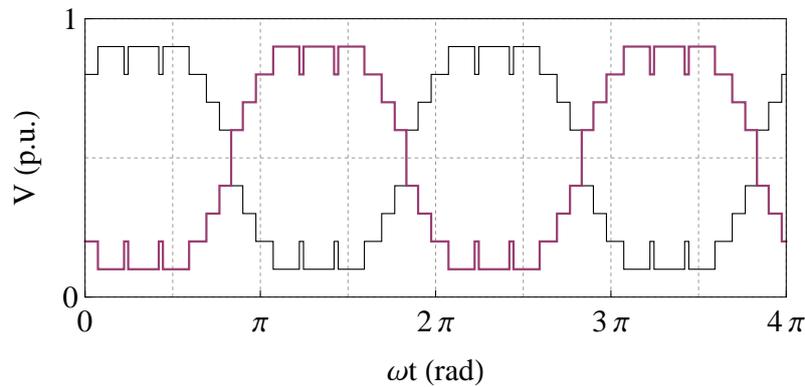


Figura 3.32: Tensão de 11 níveis no braço superior e inferior gerada pelo MMC.

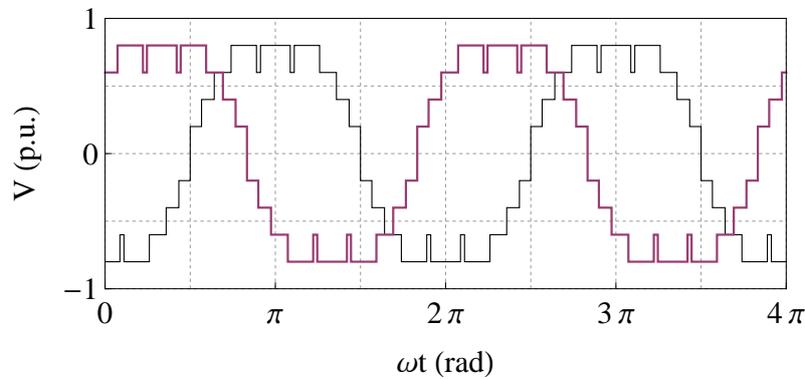


Figura 3.33: Tensão de fase-neutro de 11 níveis gerada pelo método PWM.

3.3.6 Tensão com número de níveis maior que 11

A fim de avaliar os métodos acima explanados, para gerar a tensão com o número de níveis maior que 11, considera-se uma tensão de 21 níveis, pois no conversor MMC aplicados em alta tensão, conforme o escopo deste trabalho, o número de níveis é maior 21 níveis.

O PWM com eliminação seletiva de harmônicos, cujo cálculo dos ângulos α é baseado na técnica de eliminação de harmônicos de baixa frequência, é de aplicação difícil para conversores com número de níveis maiores que 11, devido à complexi-

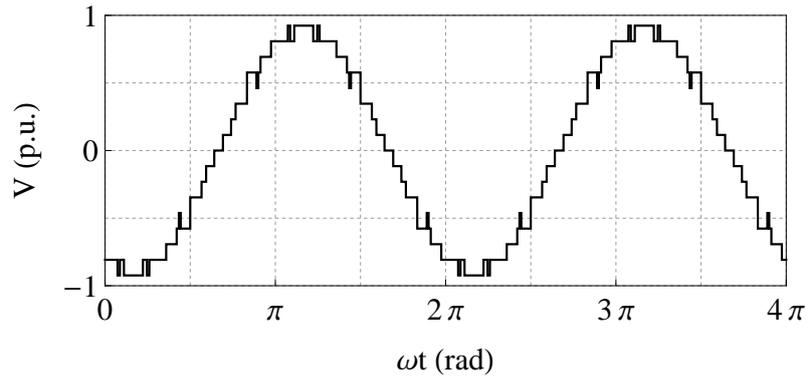


Figura 3.34: Tensão fase-fase gerado pelo MMC através do método de PWM senoidal em terceiro harmônico.

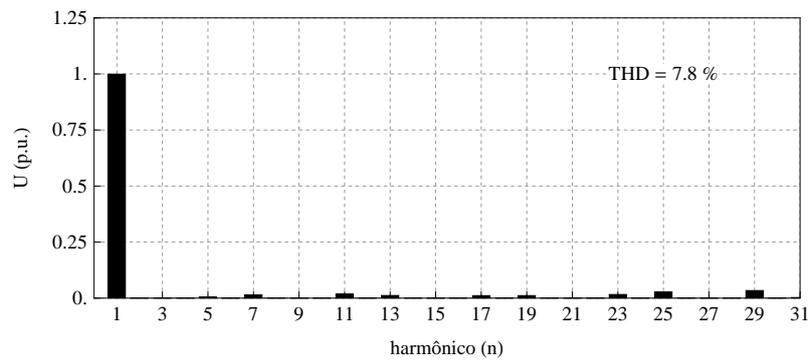


Figura 3.35: Espectro da tensão de linha mostrada na Figura 3.34.

dade da solução do sistema de equações para determinar os respectivos ângulos. Desta forma, para gerar a tensão de 21 níveis foram aplicados o método com ângulo variável, ângulo constante, PWM-senoidal e pelo método PWM-Senoidal com terceiro harmônico.

Pelo método α variável

As Figuras 3.36, 3.37, 3.38 e 3.39 mostram os resultados obtidos aplicando (3.13).

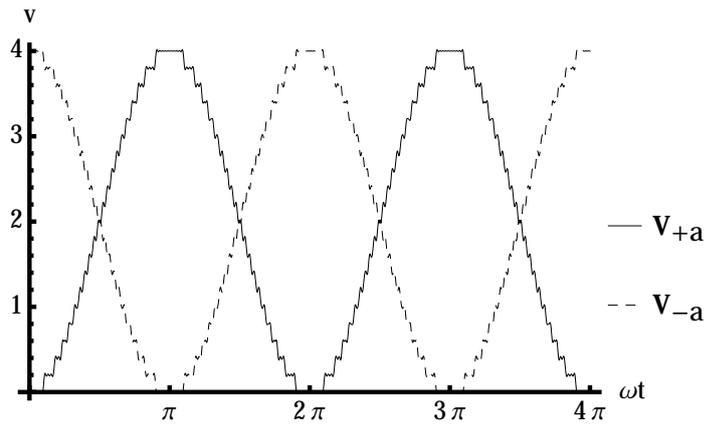


Figura 3.36: Tensão de 21 níveis do braço superior e inferior com ângulos α calculados pela técnica adaptativa.

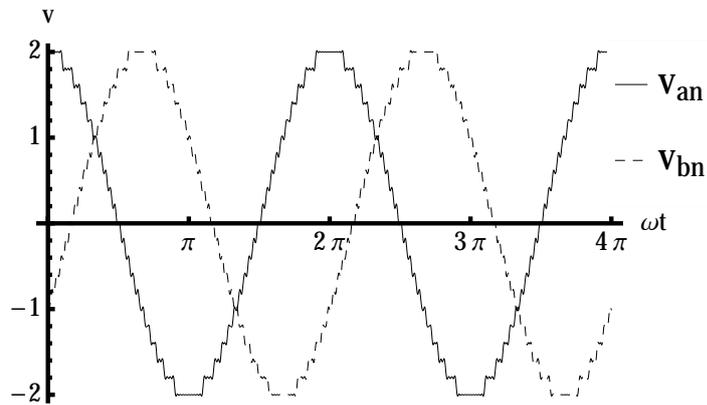


Figura 3.37: Tensão de fase-neutro de 21 níveis com ângulos α calculados pela técnica adaptativa.

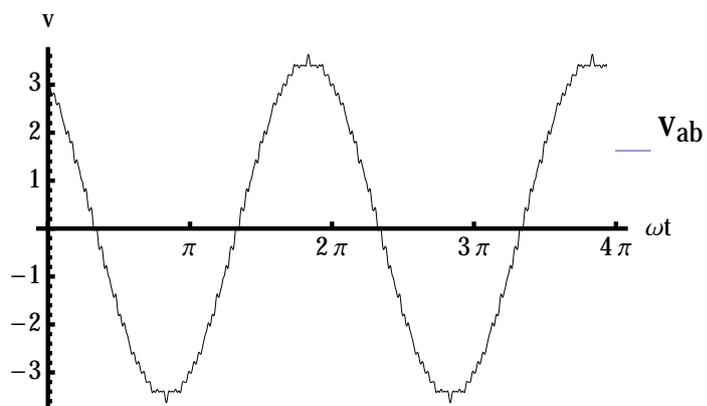


Figura 3.38: Tensão fase-fase com ângulos α calculados pela técnica adaptativa.

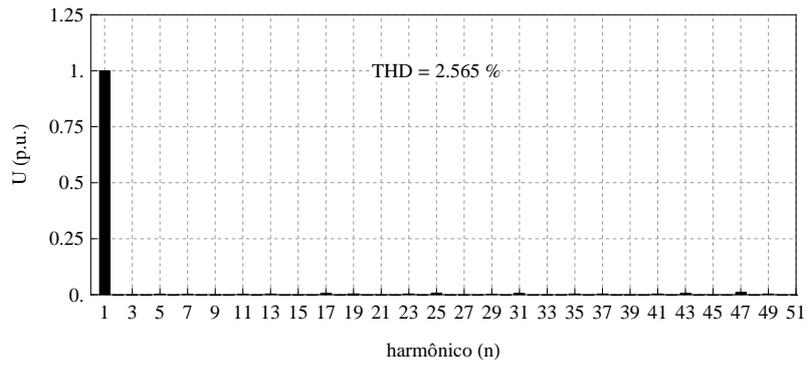


Figura 3.39: Espectro de frequência da Tensão fase-fase mostrada na Figura 3.38.

Pelo método α constante

As Figuras 3.40, 3.41, 3.42 e 3.43 mostram os resultados obtidos aplicando (3.14).

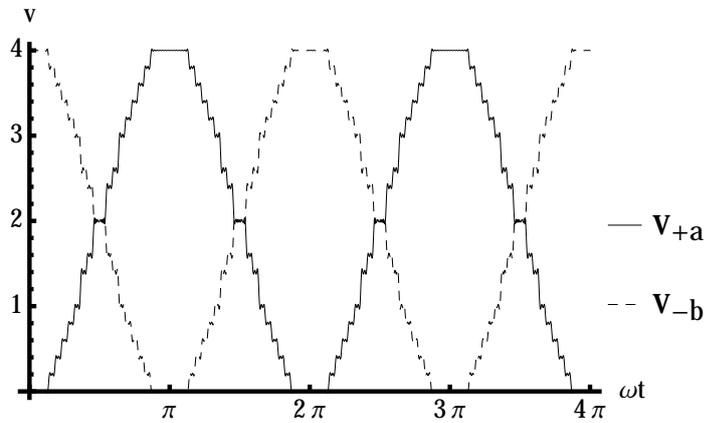


Figura 3.40: Tensão de 21 níveis do braço superior e inferior com ângulos α iguais.

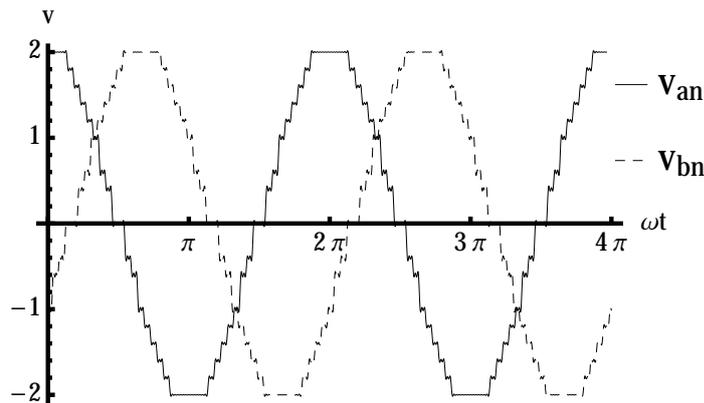


Figura 3.41: Tensão de fase-neutro de 21 níveis com ângulos α iguais.

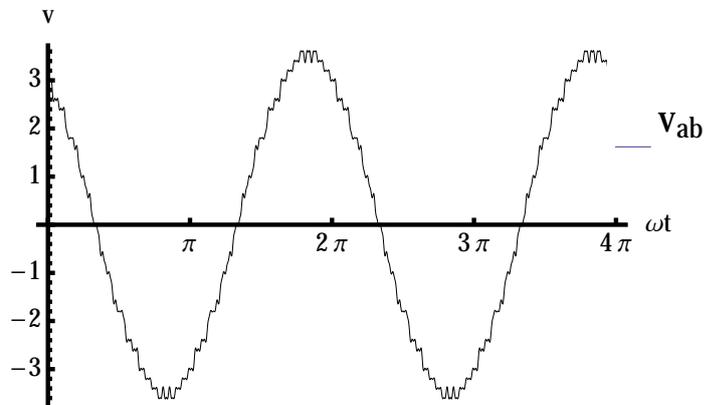


Figura 3.42: Tensão fase-fase com ângulos α iguais.

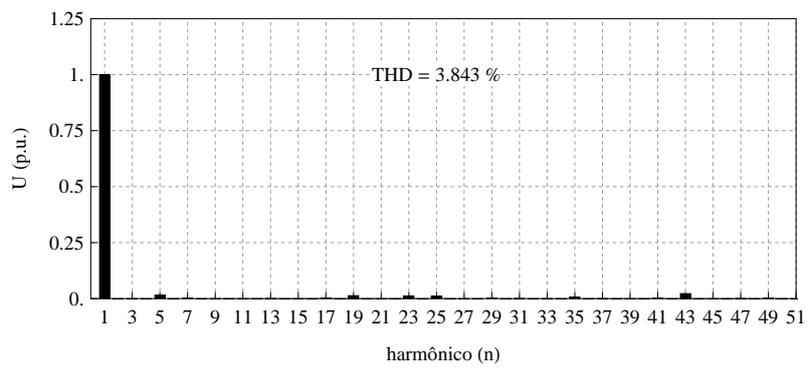


Figura 3.43: Espectro de frequência da tensão de linha mostrada na Figura 3.42.

Pelo método PWM-Senoidal

As Figuras 3.44, 3.45, 3.46 e 3.47 mostram os resultados obtidos aplicando o método PWM-Senoidal.

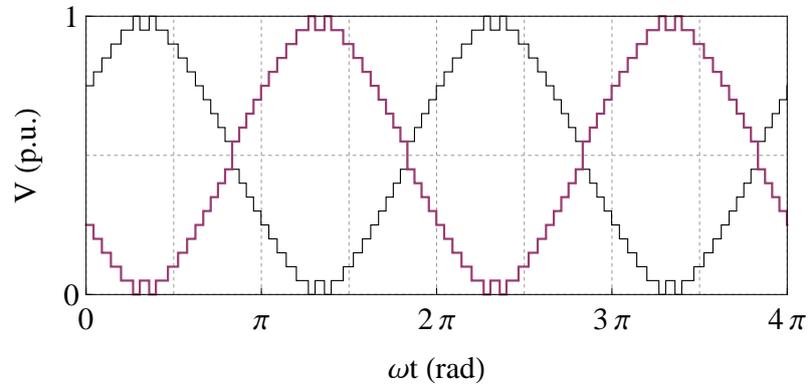


Figura 3.44: Tensão de 21 níveis do braço superior e inferior obtido com PWN- senoidal.

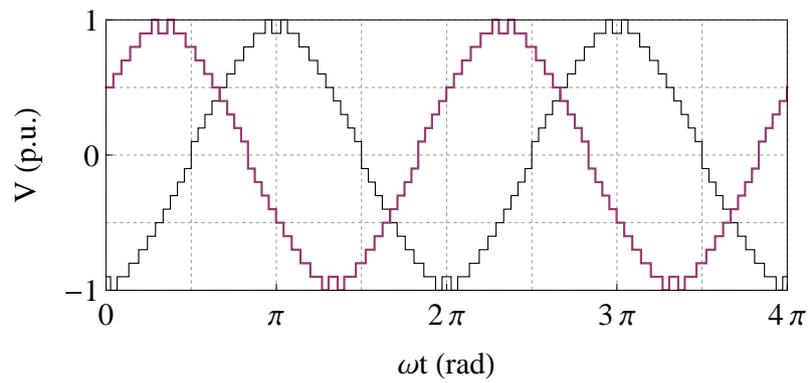


Figura 3.45: Tensão de fase-neutro de 21 níveis.

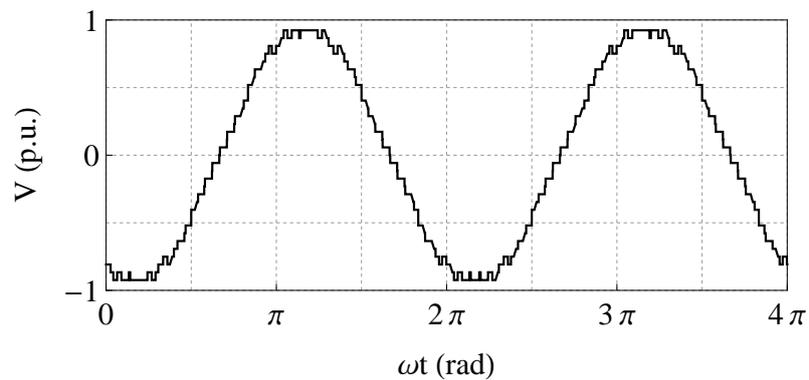


Figura 3.46: Tensão de fase-fase.

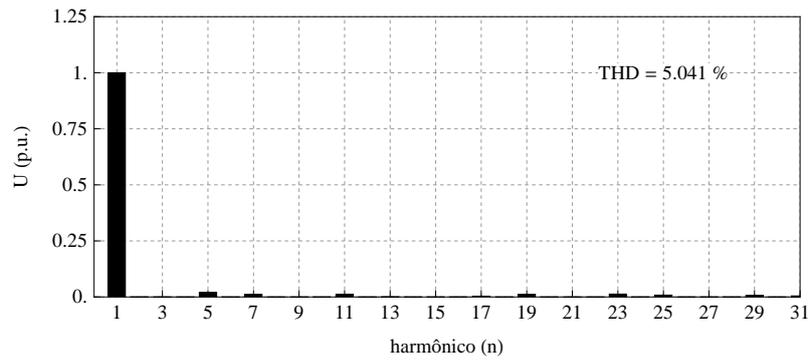


Figura 3.47: Espectro da Tensão de fase-fase mostrada na Figura 3.46.

Pelo método PWM-Senoidal com Terceiro Harmônico

As Figuras 3.48, 3.49, 3.50 e 3.51 mostram os resultados obtidos aplicando o método PWM com modulante compensado com terceiro harmônico.

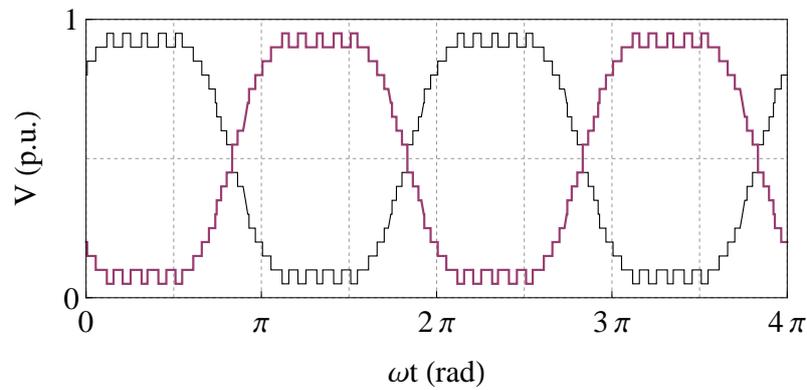


Figura 3.48: Tensão de 21 níveis do braço superior e inferior para PWN-senoidal com terceiro harmônico.

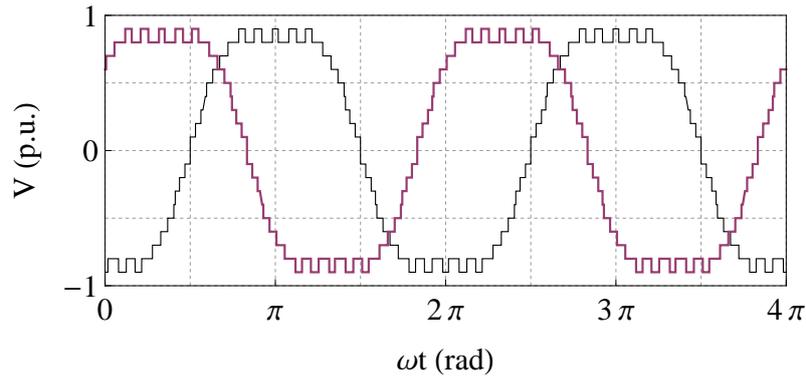


Figura 3.49: Tensão de fase-neutro de 21 níveis para PWN-senoidal com terceiro harmônico.

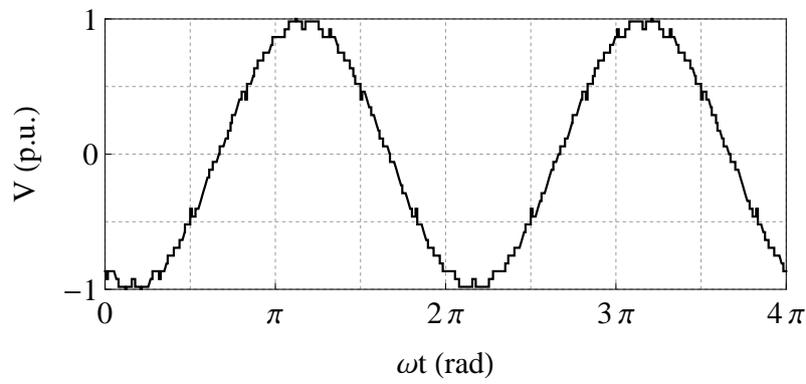


Figura 3.50: Tensão fase-fase para PWN-senoidal com terceiro harmônico.

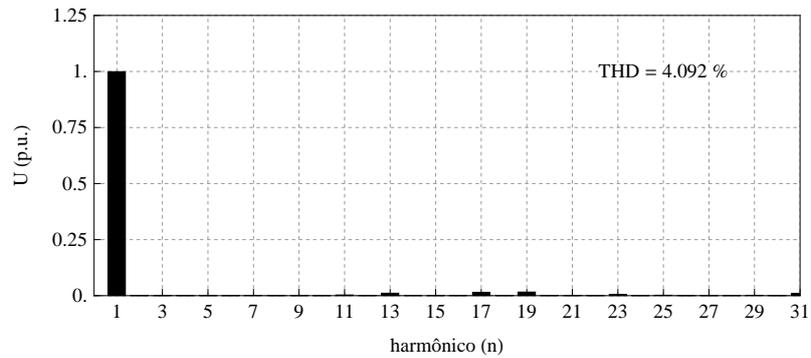


Figura 3.51: Espectro da Tensão fase-fase mostrada na Figura 3.50.

Na Tabela 3.2 mostra-se o resumo dos resultados de THD obtidos com a aplicação dos métodos analisados. Conforme os resultados, para a tensão com o número de níveis acima de 11, o THD para o método de α variável resultou menor. O segundo menor THD foi obtido aplicando o método de α constante. A modulação da tensão através dos métodos Adaptativo e α constante precisam de valores dos ângulos α pré-calculados *off-line*, estes valores são armazenados em tabelas para diferentes valores de n_i e m_v .

Em princípio, o método adaptativo funciona bem e reduz bastante o THD da tensão. Para o número de níveis maiores do que 100, por exemplo, o método PWM-Senoidal com terceiro harmônico tem uma aplicação mais simples de aplicar, pois não precisa de ângulos pré-calculados. Neste método os instantes de chaveamento (ângulos α) são calculados *on-line*, de acordo com o procedimento explicado no início deste item. Ressalta-se que neste trabalho, foram utilizados o método Adaptativo e o PWM-Senoidal com terceiro harmônico. Avaliando o conteúdo harmônico de baixa ordem, o SHE apresenta menor THD.

Tabela 3.2: Tabela comparativa de distorção harmônica na tensão de linha do MMC.

Método	Número de níveis	THD (%)
SHE	7	8.18
	11	5.68
Adaptativo	11	6.47
	21	2.56
α constante	11	8.62
	21	3.84
PWM-Senoidal	11	9.98
	21	5.05
PWM-Senoidal com 3ro Harmônico	11	7.80
	21	4.09

3.4 Controle de Tensão do Capacitor do SM

Como indicado no capítulo anterior, o SM pode operar basicamente em dois modos de operação, cuja descrição é repetida a seguir:

- Modo 1 - Modo capacitor inserido: Neste modo a corrente circula pelo capacitor e a tensão nele pode ser reduzida ou incrementada dependendo do sentido dessa corrente. Em outras palavras, o capacitor pode ser carregado ou descarregado e a tensão nos terminais do SM será igual a tensão no capacitor.
- Modo 2 - Modo capacitor em *bypass*: Neste modo o capacitor fica desligado, portanto, a corrente não circula por ele e a carga no capacitor permanece invariável.

A idéia de manter balanceada a tensão no capacitor dos SMs implica manter o valor dessas tensões iguais ou próximos em todos os SMs. Para isso é necessário escolher o SM que mudará de Modo 1 para o Modo 2 ou vice-versa cada vez que for necessário.

Por outro lado, o MMC deve gerar a tensão CC e simultaneamente deve sintetizar a tensão CA . Para gerar a tensão CC é necessário fazer com que o número de SMs em Modo 1 seja constantemente igual a n_{SM} . Por outro lado, para sintetizar a tensão CA varia-se o número de SMs em Modo 1 de zero até o n_{SM} no braço superior ou no braço inferior, de forma que o número de SMs no braço superior e no braço inferior sejam complementares e iguais a n_{SM} , atendendo assim, a geração da tensão CC e síntese da tensão CA .

Com o objetivo de explicar o sistema de controle define-se o parâmetro $n_{SM}(t)$. Este parâmetro indica o nível instantâneo da tensão e varia de zero a n_{SM} . Além disso, o $n_{SM}(t)$ também indica o número de SMs necessários que devem operar em Modo 1. Isto é, dependendo da tensão de referência, o $n_{SM}(t)$ pode aumentar até n_{SM} ou diminuir até zero. Por exemplo, se o nível instantâneo na tensão no braço superior é definido por $n_{SM}(t)$, no braço inferior será definido por $n_{SM} - n_{SM}(t)$, desta forma, o número de SMs totais em modo 1 em cada perna será constante, pois a soma de SMs em Modo 1 do braço superior e inferior será sempre igual a n_{SM} submódulos.

A fim de explicar os critérios para a escolha do SM que deve mudar de Modo de operação, considera-se as seguintes condições, mas antes de dar início aos detalhes dos critérios, é necessário ressaltar que foram definidos dois parâmetros em relação ao número de SMs no braço, descritos a seguir:

- n_{SM} representa o número total de SMs por braço. Ao mesmo tempo representa o número de SMs por perna, operando em Modo 1;
- $n_{SM}(t)$ que indica a quantidade instantânea de SMs operando em Modo 1 em um braço, e como foi dito, esta varia de zero a n_{SM} , desta forma, se para um

determinado instante, estão em Modo 1 $n_{SM}(t)$ SMs no braço superior, então no braço inferior estarão $n_{SM} - n_{SM}(t)$ SMs em Modo 1. Como o $n_{SM}(t)$ varia durante um ciclo, aumentando ou diminuindo, para explicar os critérios de seleção dos SMs para mudarem de Modo de operação, a seguir considera-se duas situações, a primeira quando $n_{SM}(t)$ está em aumento, denominado de $n_{SM}(t)$ *crescente* e a segunda situação quando o $n_{SM}(t)$ está se reduzindo, denominado de $n_{SM}(t)$ *decrecente*.

3.4.1 Para $n_{SM}(t)$ crescente

Nesta condição, por ser $n_{SM}(t)$ crescente, é necessário escolher os SMs que mudará o modo de operação de Modo 2 para o Modo 1. Desta forma, identificam-se duas situações, quando a corrente no braço for positiva e quando a corrente no braço for negativa, ou seja:

1. **Corrente no braço positiva** - Uma vez que o $n_{SM}(t)$ muda de valor, neste caso de n para $(n + 1)$, onde n é um número qualquer entre 0 e $n_{SM} + 1$, o sistema de controle verifica a tensão no capacitor de todos os SMs e escolhe para colocar em modo 1 o SM com menor tensão.
2. **Corrente no braço negativa** - Da mesma forma que o caso anterior, uma vez que o $n_{SM}(t)$ muda de valor, neste caso de n para $(n + 1)$, o sistema de controle verifica a tensão no capacitor de todos os SMs e escolhe para colocar em modo 1 o SM com maior tensão.

3.4.2 Para $n_{SM}(t)$ decrescente

Nesta condição, por ser $n_{SM}(t)$ decrescente, precisa-se escolher os SMs que mudará o modo de operação de Modo 1 para o Modo 2. Desta forma, identificam-se duas situações iguais ao caso de $n_{SM}(t)$ crescente, ou seja:

1. **Corrente no braço positiva** - Uma vez que o $n_{SM}(t)$ muda de valor, neste caso de n para $(n - 1)$, onde n é um número qualquer entre 1 e n_{SM} , o sistema de controle verifica a tensão no capacitor de todos os SMs organizando de maior a menor tensão e escolhe para colocar em modo 2 o SM com maior tensão.
2. **Corrente no braço negativa** - Da mesma forma que o caso anterior, uma vez que o $n_{SM}(t)$ muda de valor, neste caso de n para $(n - 1)$, o sistema de controle verifica a tensão no capacitor de todos os SMs e escolhe para colocar em Modo 2 o SM com menor tensão.

Para executar o algoritmo de controle com as condições acima descritas, é necessário monitorar a tensão no capacitor em todos os SMs, além de monitorar o sentido da corrente nos braços do MMC e determinar o nível instantâneo da tensão. Para determinar o $n_{SM}(t)$ é necessário aplicar as técnicas de modulação descritas na seção anterior.

Desde o ponto de vista analítico, para manter as tensões balanceadas em todos os SMs, é necessário manter a variação da energia no braço igual a zero. Caso a frequência de chaveamento for muito maior do que a frequência da rede, é possível fazer com que a variação da energia seja igual a zero ao final de um ciclo da tensão de referência. Por outro lado, se a frequência de chaveamento for igual à frequência da rede, pode ser necessário uma quantidade de até n_{SM} vezes o ciclo da tensão de referência. Durante esse período, a energia que entra no capacitor deverá ser igual à energia que sai, tal como mostrado na Figura 2.22 no Capítulo anterior. Desta forma, a condição necessária para o balanço da tensão nos SMs é dada por:

$$+\Delta e_{+a} = -\Delta e_{+a}. \quad (3.15)$$

Por outro lado, a relação entre a variação da energia e a variação da carga no capacitor do SM foi definido em (2.93), repetido aqui:

$$\Delta q_{SM} = \frac{1}{v_C} \Delta e_{SM}. \quad (3.16)$$

Baseado nestas relações, a análise será feita em função da variação da carga e esta será analisada em função de s , definida no capítulo anterior.

A função s é mostrada na Figura 3.52, com isto, a corrente que circula pelo capacitor do SM, localizado por exemplo na braço superior e na fase a é dada por:

$$i_C = s_j i_{+a}. \quad (3.17)$$

Substituindo a corrente i_{+a} definida em (2.68) e desconsiderando a componente de segundo harmônico (3.17) resulta:

$$i_C = s_j \left(\frac{i_{CC}}{3} + \frac{I}{2} \sin(\omega t + \varphi) \right), \quad (3.18)$$

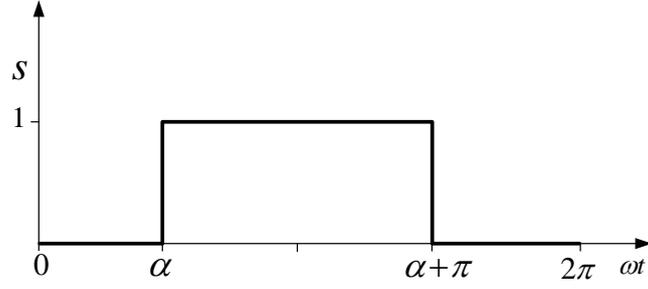


Figura 3.52: Função de Chaveamento para um SM.

de (3.18) a carga no capacitor é dada por:

$$\begin{aligned} q_C &= \int_0^{2\pi} i_C dt \\ q_C &= \int_0^{2\pi} s_j \left(\frac{i_{CC}}{3} + \frac{I}{2} \sin(\omega t + \varphi) \right) dt. \end{aligned} \quad (3.19)$$

Antes de resolver (3.19), a função s mostrada na Figura 3.52 é expandida em termos de séries de Fourier, assim:

$$F(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \cos \frac{n\pi x}{T/2} + b_n \sin \frac{n\pi x}{T/2} \right), \quad (3.20)$$

onde:

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{1}{T/2} \int_c^{c+T} F(x) \cos \frac{n\pi x}{T/2} dx \\ b_n &= \frac{1}{T/2} \int_c^{c+T} F(x) \sin \frac{n\pi x}{T/2} dx, \end{aligned} \quad (3.21)$$

e a_0 é calculado para $n = 0$ em a_n . Resolvendo a função $s(t)$ da Figura 3.52 temos que, para $c = 0$ e $T = 2\pi$ os coeficientes de Fourier para n par são zeros e para n ímpar são dados por:

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} F(x) \cos \frac{n\pi x}{\pi} dx \\ a_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\alpha} F(x) \cos \frac{n\pi x}{\pi} dx + \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} F(x) \cos \frac{n\pi x}{\pi} dx + \frac{1}{\pi} \int_{\alpha+\pi}^{2\pi} F(x) \cos \frac{n\pi x}{\pi} dx \\ a_n &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} \cos \frac{n\pi x}{\pi} dx = \frac{1}{n\pi} [\sin n(\alpha + \pi) - \sin n(\alpha)] \\ a_n &= -\frac{2}{n\pi} \sin n\alpha, \end{aligned} \quad (3.22)$$

e

$$\begin{aligned}
b_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} F(x) \sin \frac{n\pi x}{\pi} dx \\
b_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^\alpha F(x) \sin \frac{n\pi x}{\pi} dx + \frac{1}{\pi} \int_\alpha^{\alpha+\pi} F(x) \sin \frac{n\pi x}{\pi} dx + \frac{1}{\pi} \int_{\alpha+\pi}^{2\pi} F(x) \sin \frac{n\pi x}{\pi} dx \\
b_n &= \frac{1}{\pi} \int_\alpha^{\alpha+\pi} \sin \frac{n\pi x}{\pi} dx = \frac{1}{n\pi} [\cos(n\alpha) - \cos n(\alpha + \pi)] \\
b_n &= \frac{2}{n\pi} \cos n\alpha.
\end{aligned} \tag{3.23}$$

substituindo (3.22) e (3.23) em (3.20) resulta em:

$$F(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left(-\frac{2}{n\pi} \sin n\alpha \cos nx + \frac{2}{n\pi} \cos n\alpha \sin nx \right). \tag{3.24}$$

Para simplificar (3.24) aplica-se a identidade trigonométrica definida por: $\cos(x) \sin(y) = \frac{1}{2} [\sin(x+y) - \sin(x-y)]$, onde $F(x) = s(t)$, e inserindo ω no resultado tem-se:

$$s = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{(2n-1)} \sin [(2n-1)(\omega t - \alpha)]. \tag{3.25}$$

Na Figura 3.53 é mostrada s a partir de (3.25) para α igual a $\pi/6$. De fato, α pode ser qualquer valor e conforme mostrado anteriormente, pode ser calculado utilizando os diversos métodos explicados.

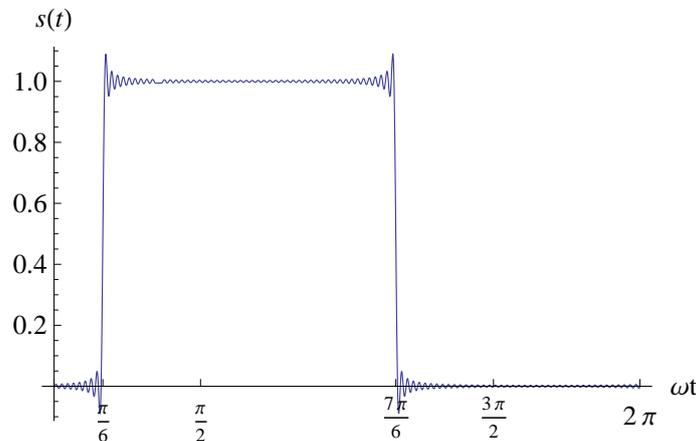


Figura 3.53: Função de Chaveamento reproduzida a partir da série de Fourier.

Para determinar a carga no capacitor, o resultado de (3.25) é substituído em (3.19), assim:

$$q_C = \int_0^{2\pi} \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{(2n-1)} \sin[(2n-1)\omega t - \alpha] \right) \left(\frac{i_{CC}}{3} + \frac{I}{2} \sin(\omega t + \varphi) \right) dt, \quad (3.26)$$

resolvendo a integral em (3.26), esta se reduz a:

$$q_C = \frac{i_{CC}}{3} \pi - I \cos(\alpha + \varphi). \quad (3.27)$$

Expandindo (3.27), a carga no capacitor é dada por:

$$q_C = \frac{i_{CC}}{3} \pi - I \cos(\varphi) \cos(\alpha) + I \sin(\varphi) \sin(\alpha). \quad (3.28)$$

A fim de simplificar a análise, as duas primeiras parcelas de (3.28) são relacionadas com a potência ativa, ou seja, a parcela da carga no capacitor do SM proporcional à potência ativa e o último termo de (3.28) representa a parcela da carga proporcional à potência reativa, assim:

$$\begin{aligned} p_C &= \frac{i_{CC}}{3} \pi - I \cos(\varphi) \cos(\alpha) \\ q_C &= I \sin(\varphi) \sin(\alpha). \end{aligned} \quad (3.29)$$

Considerando $2 = n_i m_v \cos(\varphi)$ e $n_i = \frac{3}{2} \frac{I}{i_{CC}}$ definidos no Capítulo anterior, p_C e q_C passam a:

$$\begin{aligned} p_C &= \left(\frac{m_v \pi}{4} - \cos(\alpha) \right) I \cos(\varphi) \\ q_C &= I \sin(\alpha) \sin(\varphi). \end{aligned} \quad (3.30)$$

onde $\frac{i_{CC}}{3} = \frac{I}{4} m_v \cos(\varphi)$ e m_v índice de modulação.

A Figura 3.54 mostra a variação da carga para o α ângulo de condução igual a $\pi/6$ e $\cos \varphi = 0.866$.

A Figura 3.55 mostra a variação da carga para o α entre $[0 \ a \ \pi]$ e $\cos \varphi = 0.866$. Nesta figura observa-se que a média da carga q_C no capacitor é zero para um α na proximidade do zero.

Na Figura 3.56 mostra a variação da carga Δq_C no capacitor em função do ângulo α para diferentes valores de $\cos \varphi$ no sistema CA . Nesta figura observa-se que para cada $\cos \varphi$, o Δq_C é zero apenas para um valor de α . Este resultado reforça o resultado mostrado na Figura 3.55.

Porém, os resultados mostrados nas duas últimas figuras sugerem as seguintes conclusões:

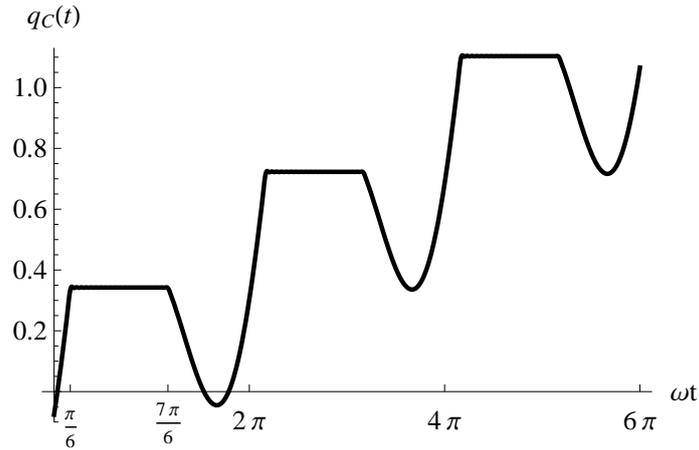


Figura 3.54: Carga no capacitor para $\alpha = \pi/6$ e $\cos \varphi = 0.866$.

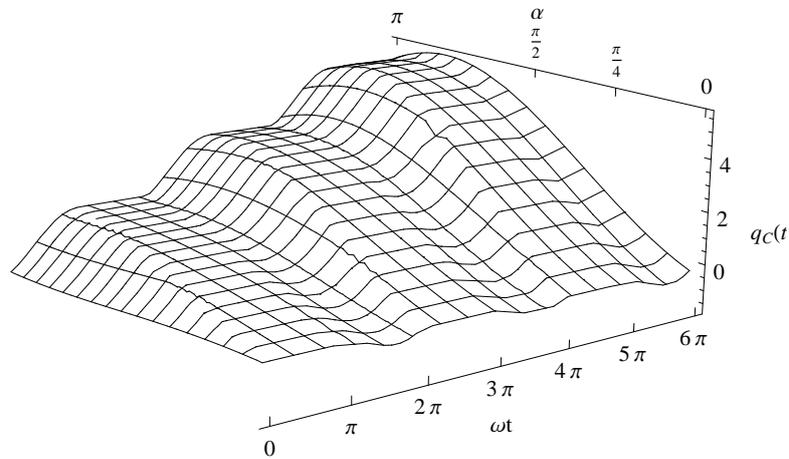


Figura 3.55: Carga no capacitor em função de α e $\cos \varphi = 0.866$.

- Chaveando o SM à frequência da rede CA e colocando o SM em Modo 1 (Modo inserido) para o mesmo instante (para o mesmo ângulo) em todos os ciclos, não seria possível manter a tensão balanceada nos capacitores dos SMs, ou então, seria possível apenas para alguns SMs.
- Desta forma, é necessário adotar uma estratégia de chaveamento em 60 Hz de tal forma que o balanço da tensão nos capacitores dos SMs seja atingida.

3.5 Chaveamento do SM em 60 Hz

Na seção anterior foram descritos diversos métodos para determinar os ângulos α ou os instantes em que o sinal s é 1, onde um SM é chaveado para operar em Modo 1 durante o tempo equivalente a meio ciclo.

Em princípio, em regime permanente, cada ângulo α corresponde a um SM, e

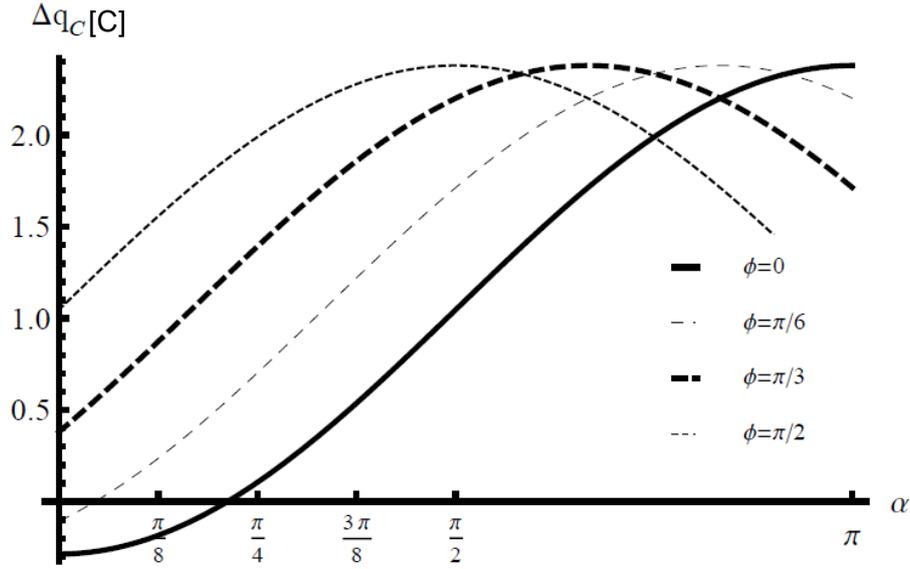


Figura 3.56: Variação da carga no capacitor em função de α e $\cos \varphi$.

assume-se que este ângulo é *constante*, ou seja, para todos os ciclos da tensão o SM passará a operar em Modo 1 na mesma posição em relação à fase da respectiva tensão de referência. Desta forma, o sinal s de cada SMs será um trem de pulsos, com amplitude e posição do pulso constante (APPC).

A variação da carga em cada capacitor de um braço do MMC (neste caso, o cálculo é mostrado para o braço superior) é dada por:

$$q_{Cj} = \int s_j i_{+a} dt, \quad (3.31)$$

onde $j = 1, 2, 3 \dots n_{SM}$, i_{+a} é a corrente no braço superior do MMC e s a função de chaveamento definida em (3.25). O resultado da carga nos SMs chaveados através de s_j com APPC é mostrado na Figura 3.57. Observa-se que a carga em todos os capacitores aumenta positivamente ou negativamente divergindo do valor inicial, e apenas um se mantém com média zero.

No entanto, a média da carga total, dada pela soma das cargas dos capacitores dos SMs de uma perna é zero para cada ciclo, conforme apresentado na Figura 3.58 que mostra a variação da carga do braço q_b , dada por:

$$q_b = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n q_{Cj} = \frac{1}{n_{SM}} \sum_{j=1}^{n_{SM}} \int_0^{2\pi} s_j i_{+a} dt = 0. \quad (3.32)$$

Este resultado significa que: se o chaveamento for em alta frequência com PWM, a carga pode ser distribuída de forma uniforme em todos os capacitores mantendo balanceada a tensão neles. No entanto, chaveando em 60 Hz essa distribuição, para

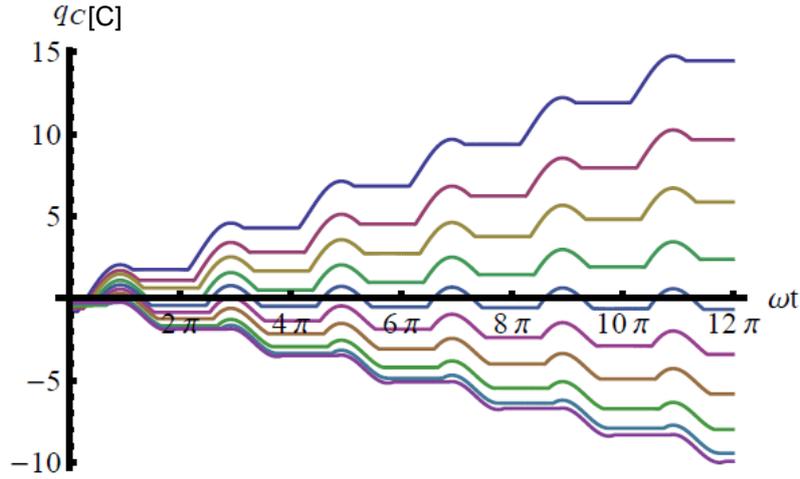


Figura 3.57: Carga nos capacitores de um braço para α constante.

manter balanceada a tensão em todos os capacitores em um ciclo, resulta em uma tarefa complexa.

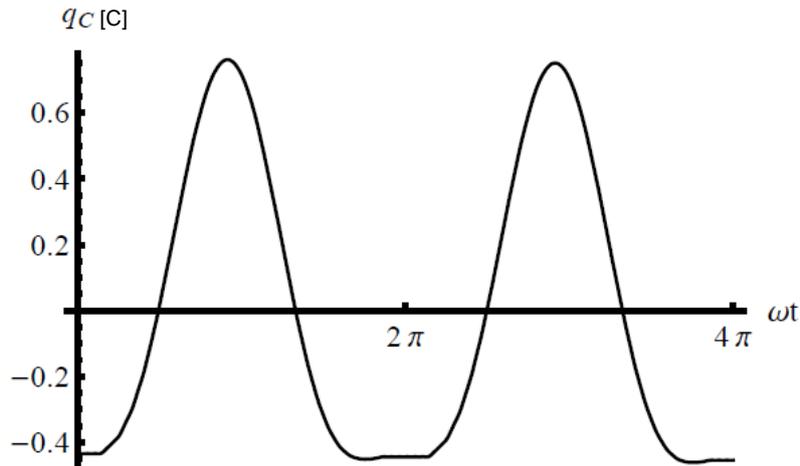


Figura 3.58: Carga no braço do MMC.

Não obstante, chaveando os SMs em 60 Hz, essa distribuição pode ser uniformizada em alguns ciclos da tensão, isto é possível aplicando a técnica PPM [79] (em inglês: *Pulse-Position Modulation*) que consiste em variar a posição de um pulso relativo ao seu tempo de ocorrência não modulado. Uma das formas para transformar as funções de chaveamento com APPC em PPM é combinar os pulsos das n_{SM} funções de chaveamento s para criar outras n_{SM} funções, mas com PPM. Por exemplo, chavea-se o SM_1 com o pulso dado por s_1 em um ciclo e pelo pulso dado por $s_{n_{SM}}$, no ciclo seguinte, conforme mostra a Figura 3.59. Na prática isso é equivalente a mudar a posição de um SM. No exemplo, em um dado ciclo, um SM estará na posição 1 e no ciclo seguinte este mesmo SM passa para a posição $s_{n_{SM}}$.

A Figura 3.59 mostra a corrente i_{+a} do braço do MMC, a função de chaveamento s_1 e $s_{n_{SM}}$ que correspondem ao primeiro e último nível da tensão, respectivamente.

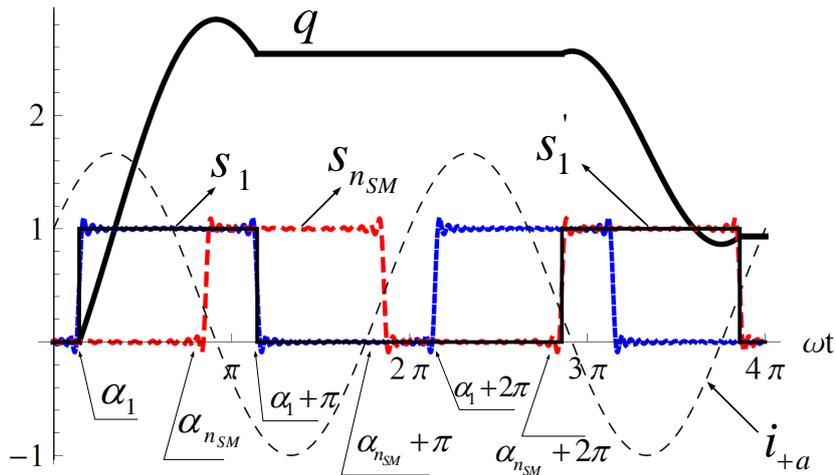


Figura 3.59: Mudança de ângulo α .

Também está mostrada a nova função de chaveamento s'_1 composto por uma nova seqüência de pulsos dada pela combinação de s_1 e $s_{n_{SM}}$.

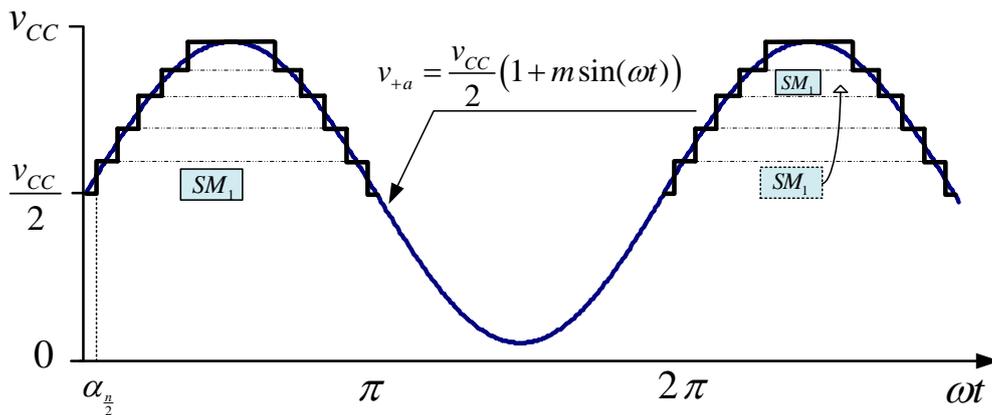


Figura 3.60: Significado físico de mudança no ângulo de disparo à frequência da rede CA.

Fisicamente, isto significa que um SM deve ser inserido para fazer todos os níveis da tensão sintetizada em um determinado número de ciclos da tensão da rede.

Na Figura 3.60 mostra-se que a tensão do SM_1 durante o primeiro ciclo, sintetiza o primeiro nível da tensão gerada pelo MMC, e no ciclo seguinte, sintetiza o último nível. Na realidade, a tensão do SM, pode sintetizar qualquer outro nível no qual ele seja chaveado no Modo 1.

A fim de resumir, pode-se dizer que:

- O SM pode ser inserido para fazer qualquer nível da tensão em um determinado número de ciclos, de tal forma que ele tenha a variação nula da sua carga durante esse período.
- Chaveando um SM com a função de chaveamento com a posição do pulso

modulada, o capacitor é inserido para diferentes valores de corrente, entre semi-ciclo positivo ou negativo, desta forma, a variação da carga pode ser nula em um número determinado de ciclos.

A Figura 3.61(a) mostra n_{SM} funções de chaveamento ($s_1, s_2, \dots, s_{n_{SM}}$), cada função composta por trem de pulsos com amplitude e posição do pulso constante. Fazendo a combinação dos pulsos correspondentes às funções de chaveamento da Figura 3.61(a) gera-se uma nova função de chaveamento com a posição dos pulsos moduladas, conforme mostrado na Figura 3.61(b). Esta nova função de chaveamento com PPM pode chavear um SM qualquer.

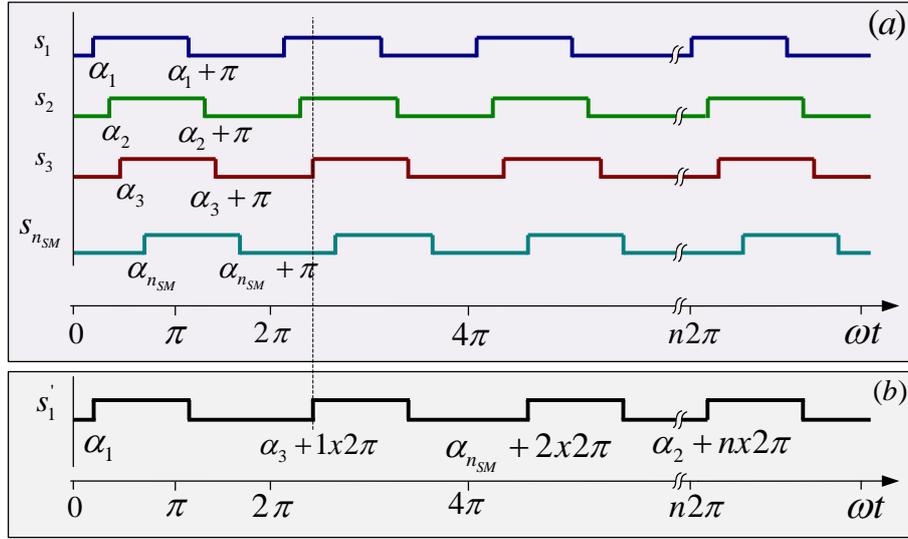


Figura 3.61: (a) Função de chaveamento dos SMs em 60 Hz e com amplitude e posição de pulso constante; (b) Função de chaveamento em 60 Hz com PPM.

A nova s'_1 com PPM é representada pela série de Fourier:

$$s'_1 = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \cos\left(\frac{n\pi\omega t}{L}\right) + b_n \sin\left(\frac{n\pi\omega t}{L}\right) \right), \quad (3.33)$$

onde

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{1}{L} \sum_{n=1}^k \int_{(n-1)\pi}^{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi\omega t}{L}\right) d\omega t \\ b_n &= \frac{1}{L} \sum_{n=1}^k \int_{(n-1)\pi}^{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi\omega t}{L}\right) d\omega t, \end{aligned} \quad (3.34)$$

Esta nova função de chaveamento “plotada” a partir da série de Fourier é dada na Figura 3.62.

Como exemplo, para reduzir o *ripple* da tensão, foram considerados três funções

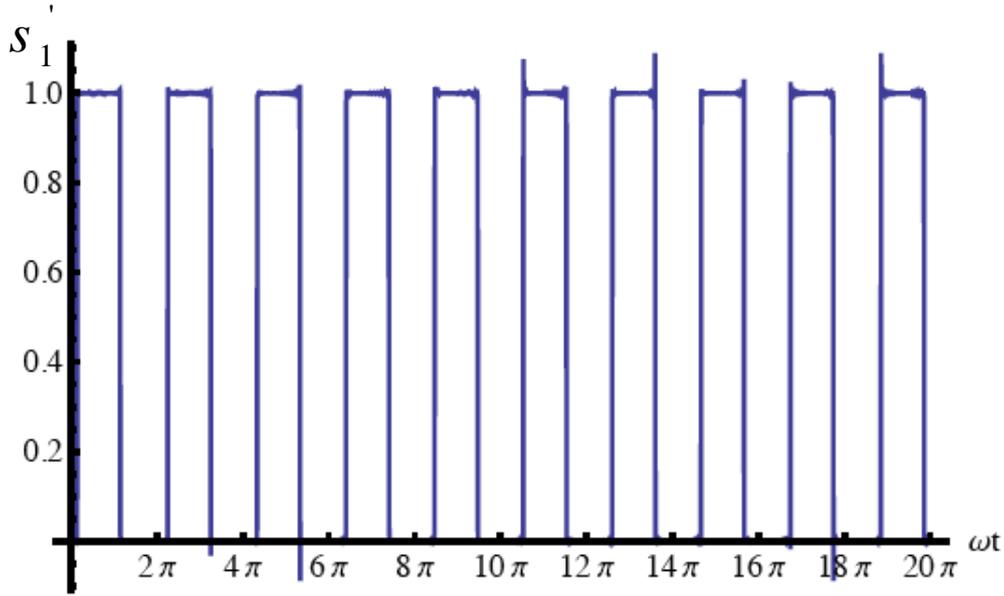


Figura 3.62: Função de chaveamento do SMs à frequência da rede CA baseada em PPM.

de chaveamento para diferentes arranjos de ângulos α dados por:

$$\begin{aligned}
 \alpha_1 &= [\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_{n_{SM}}] \\
 \alpha_2 &= [\alpha_1, \alpha_{\frac{n_{SM}}{2}+1}, \alpha_2, \alpha_{\frac{n_{SM}}{2}+2}, \dots, \alpha_{\frac{n_{SM}}{2}}, \alpha_{n_{SM}}] \\
 \alpha_3 &= [\alpha_1, \alpha_{n_{SM}}, \alpha_2, \alpha_{n_{SM}-1}, \dots, \alpha_{\frac{n_{SM}}{2}}, \alpha_{\frac{n_{SM}}{2}-1}] \\
 & ,
 \end{aligned} \tag{3.35}$$

onde n_{SM} é o número de SM por braço.

Substituindo s'_1 dado em (3.33) em (3.26), é possível determinar a variação da carga Δq , ou seja:

$$\begin{aligned}
 0 &= I \sum_{k=1}^{n_{SM}} \sin(\alpha_{n_{SM}}) \sin(\varphi) \\
 0 &= \left(\frac{m_v \pi}{4} - \sum_{k=1}^{n_{SM}} \cos(\alpha_{n_{SM}}) \right) I \cos(\varphi).
 \end{aligned} \tag{3.36}$$

Destas relações em (3.36), para fazer que $\Delta q=0$, os termos $\sum_{k=1}^{n_{SM}} \sin(\alpha_{n_{SM}})$ e $\left(\frac{m_v \pi}{4} - \sum_{k=1}^{n_{SM}} \cos(\alpha_{n_{SM}}) \right)$ deverão ser zeros. Assim, o índice de modulação m_v é dado pela média do somatório dos cossenos dos ângulos procurados, assim:

$$m_v = \frac{1}{n_{SM}} \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{n_{SM}} \cos(\alpha_{n_{SM}}). \tag{3.37}$$

Os resultados da variação de carga nos SMs chaveados por s'_1 , s'_2 e s'_3 são mostra-

dos na Figura 3.63. Esta figura mostra que, conforme aumenta a media da variação da carga Δq é nula para os três casos.

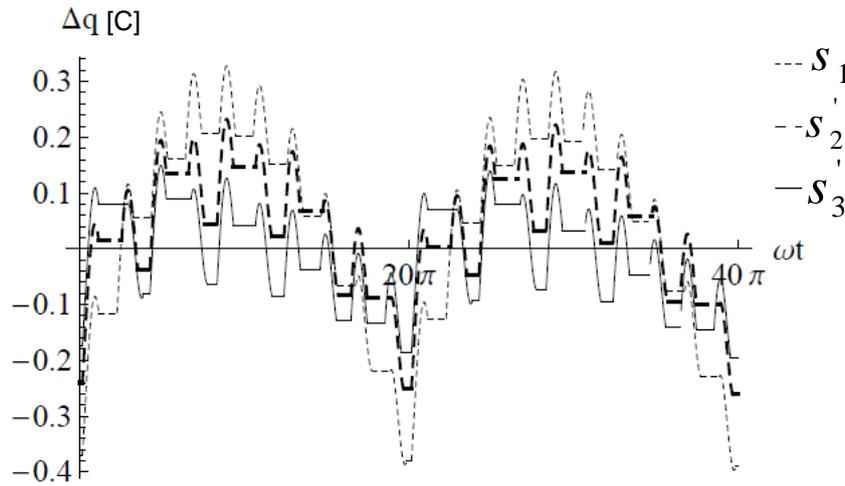


Figura 3.63: Variação de carga no capacitor do SM para as novas funções de chaveamento s'_1 , s'_2 e s'_3 .

Na Figura 3.64 mostra-se a tensão instantânea de um SM qualquer, chaveado em 60 Hz através de PPM [80], a Figura 3.64(a) mostra a tensão do capacitor chaveado com PPM e com medição da tensão em todos os capacitores. A Figura 3.64(b) mostra a tensão do capacitor chaveado com PPM sem medição das tensões. Em ambos os casos, a tensão nos capacitores são semelhantes, porém, é necessário aprofundar o estudo afim de confirmar a viabilidade do controle sem medição das tensões nos capacitores.

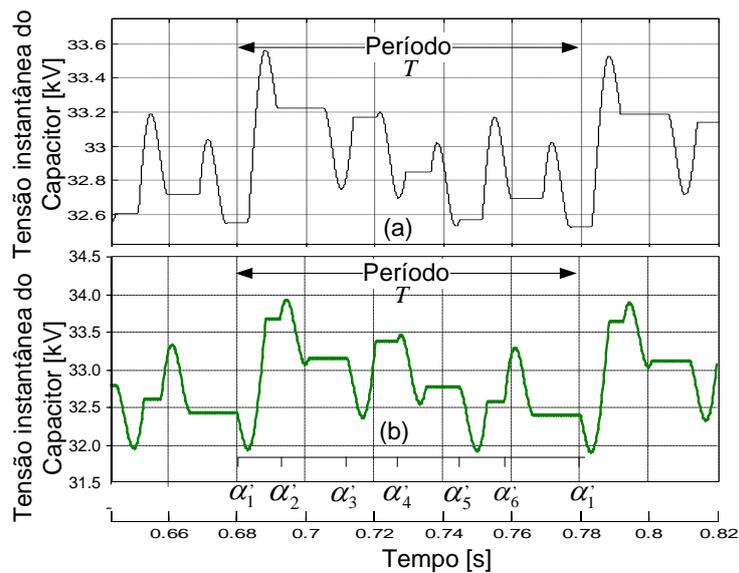


Figura 3.64: Tensão instantânea do capacitor: (a) o SM chaveado com PPM e com medição da tensão nos SMs; (b) o SM chaveado com PPM e sem medição da tensão nos SMs.

Capítulo 4

Controle e Operação do HVDC Baseado em MMC

Em geral, existem dois tipos de controle que podem ser aplicados a conversores fonte de tensão, estes são: o *Modo Controle de Tensão (MCT)* e o *Modo Controle de Corrente (MCC)*.

O *MCT* é mais simples, não tem controle sobre a corrente mas pode chavear para limitar a corrente nas chaves, portanto, o conversor pode ter problemas por exemplo, de sobrecorrentes nos IGBTs durante curto-circuito no lado CA e consequentemente contribuir para a corrente de curto-circuito no ponto de defeito. Este tipo de controle não é usado em certas aplicações como é o caso de conversores para conexão de geradores eólicos à rede. Isso vale também para o caso de energia solar. Não obstante, o VSC com *MCT* pode ter melhor desempenho no caso de conversores conectados a sistemas fracos, pois, nesse caso, ele controla a tensão no ponto de conexão.

No que diz respeito ao controle por *MCC*, este pode limitar possíveis sobrecorrentes nos IGBTs do conversor, também pode limitar contribuições de correntes de curto-circuito. O MCC atua no controle da potência ativa e reativa através do controle de ângulo de fase e magnitude da corrente em relação à tensão CA no ponto de conexão comum. O conversor com este tipo de controle, precisa de suporte de tensão na barra de conexão. Uma vantagem de conversores com este tipo de controle é que eles podem ser conectados em paralelo com facilidade, sem interações entre eles. Neste tipo de controle, os mais conhecidos são o controle de corrente adaptativo (ou controle por histereses) e o controle vetorial de corrente. Neste trabalho é utilizado o controle vetorial.

Em um sistema HVDC em BTB o controle de potência ativa é assumido por um dos conversores, e o controle da tensão no elo CC pelo outro conversor, e este, deve manter a tensão no elo CC, v_{CC} , constante. A tensão v_{CC} é constante se a potência no elo CC p_{CC} é mantida igual à potência p_t nos terminais CA do MMC.

A potência reativa dos lados CA não se transfere pelo elo CC, pois ela representa apenas uma troca de energia entre as fases do lado CA do conversor. A potência reativa é independente de um lado e do outro do HVDC e da potência ativa. A potência reativa também pode ser controlada pelos conversores do HVDC a fim de controlar a tensão nos terminais CA dos conversores. A sensibilidade do controle depende da indutância de acoplamento que interliga o HVDC com o SEP. O sistema HVDC-MMC tem mais facilidade para controlar a tensão CA se a potência de curto-circuito da rede CA no ponto de conexão for relativamente menor quando comparada à potência do HVDC.

A Figura 4.1 mostra o sistema HVDC em *Back-to-Back* (BTB) baseado em MMC, isto é, dois conversores MMC conectados em BTB. As potências nos terminais CA do HVDC são definidas como p_{t1} no lado do sistema de potência 1 (SEP-1) e p_{t2} no lado do SEP-2. Também mostra a potência pelo elo CC denominado por p_{CC} ; as potências nos SEPs são denominadas de p_{G1} e p_{G2} , conforme mostrado na Figura 4.1. O conversor MMC-1 controla v_{CC} e o MMC-2 controla a potência ativa injetada no ou absorvida do SEP-2. A potência reativa é controlada pelos MMCs de forma independente.

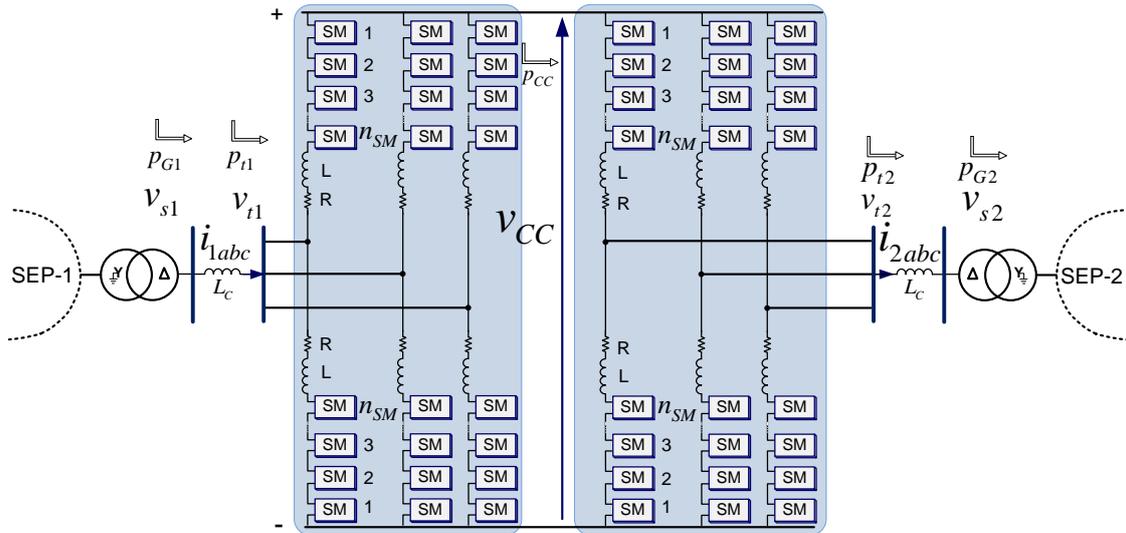


Figura 4.1: Configuração de sistema HVDC baseado em VSC MMC em BTB.

4.1 Potência Instantânea (Ativa e Reativa)

Conforme a teoria de Potência Instantânea [81], a potência real (p) e imaginária (q) são dadas por:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (4.1)$$

Onde, as tensões e correntes nas coordenadas α - β são obtidas através da transformada de *Clarke*. Assim:

$$\begin{bmatrix} y_0 \\ y_\alpha \\ y_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad (4.2)$$

onde y pode ser a tensão ou corrente na referência α - β e x pode ser a tensão ou corrente na referência abc . Para rede de três fios, desconsidera-se a corrente e/ou tensão de sequência zero.

As correntes de referência do MMC em α - β são calculadas a partir de

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{Ref} \\ q_{Ref} \end{bmatrix}. \quad (4.3)$$

onde p_{Ref} e q_{Ref} são, respectivamente, a potência ativa e potência reativa de referência.

A tensão na referência $d - q$ a partir das tensões em referência α - β é dada por:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}, \quad (4.4)$$

onde (ωt) é dado por um circuito PLL definido em [82].

A transformada de *Park* é definida por:

$$\begin{bmatrix} y_0 \\ y_d \\ y_q \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad (4.5)$$

onde $[T]$ é dada por:

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos(n\omega t) & \cos(n\omega t - 2\pi/3) & \cos(n\omega t + 2\pi/3) \\ -\sin(n\omega t) & -\sin(n\omega t - 2\pi/3) & -\sin(n\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix}. \quad (4.6)$$

A transformada inversa de *Park* é dada por:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [T]^{-1} \begin{bmatrix} y_0 \\ y_d \\ y_q \end{bmatrix}, \quad (4.7)$$

onde $[T]^{-1}$ é definido por:

$$[T]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos(n\omega t) & -\sin(n\omega t) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(n\omega t - 2\pi/3) & -\sin(n\omega t - 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(n\omega t + 2\pi/3) & -\sin(n\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix}. \quad (4.8)$$

Em (4.5) e (4.8), n é igual a “1” se a tensão ou corrente em transformação é oscilante à frequência da rede CA. n é igual a “2” se a tensão ou corrente é oscilante a duas vezes a frequência da rede CA.

4.2 Controle das Potências Ativa e Reativa

Na Figura 4.1 os dois conversores podem controlar a potência ativa. Neste caso, o conversor MMC-1 fornece a tensão v_{CC} controlada aos terminais CC do MMC-2. Esta tensão é controlada através do controle da potência p_{t1} e esta é a potência de intercâmbio entre o MMC e o SEP-1 (p_{G1}). A potência no lado do SEP-2 (p_{t2}) é uma variável de controle livre que pode ser definida pelo operador. Na Figura 4.2 é mostrado o sistema principal de controle que pode ser utilizado para os conversores mostrados na Figura 4.1. Se o controle é usado para o MMC-1, então a chave SW1 se encontra na posição “1” e a chave SW2 pode estar na posição “1” ou “2” dependendo se o objetivo é controlar a tensão CA (posição “1”) ou a potência reativa (posição “2”). No caso em que o objetivo é controlar a tensão CA, o erro da tensão é compensado através de um controle PI (Proporcional - Integral) para gerar a potência reativa de referência q_{Ref} . Os controladores PI1 e PI2 são para controlar a tensão do elo CC e tensão CA, respectivamente. Para o conversor MMC-2, a posição da chave SW1 deve estar na posição “2”, e a chave SW2 pode estar em “1” ou “2” conforme a necessidade do controle. As correntes de referência α - β são calculadas através de (4.3). Além do controle externo da corrente, na Figura 4.2, observa-se o controle interno da corrente onde as correntes de referência em α - β foram transformadas em uma referência síncrona em d - q usando a frequência angular da rede ω como frequência de transformação, conforme mostrado em (4.5). Nesses sistemas de controle, os controladores PI3 e PI4 geram como saída as tensões de referência v_a^* , v_b^* e v_c^* , depois de serem desacopladas e compensadas entre o eixo

d e q .

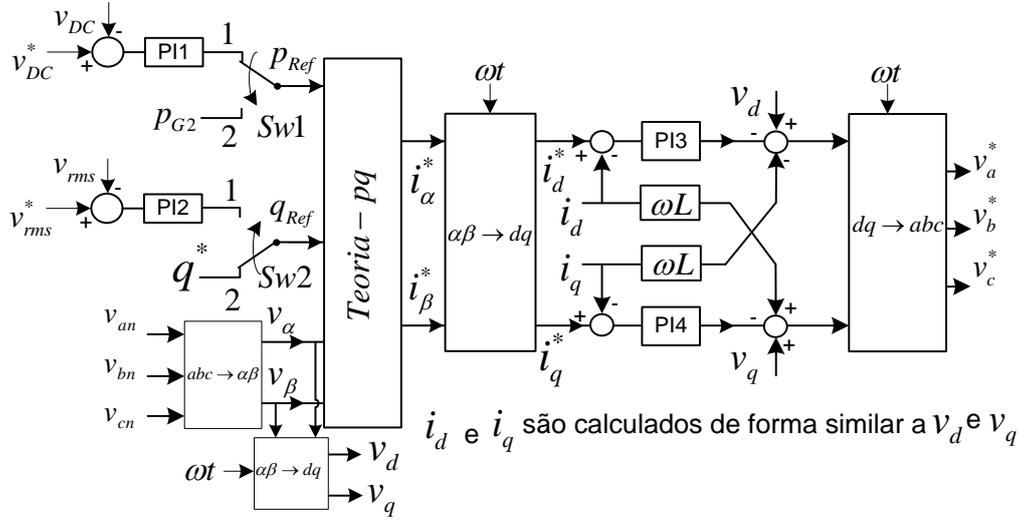


Figura 4.2: Sistema de controle principal do MMC-HVDC: Controle vetorial na referência dq.

O controle da tensão (ou potência reativa) é feito através da mudança da amplitude da tensão CA de referência conforme mostrado na Figura 4.3 e 4.4. Observa-se nas duas figuras que o SM que faz o último nível da tensão é chaveado em PWM e desta forma a amplitude da tensão sintetizada pelo conversor pode ter um controle mais fino. Outra característica deste controle é que à medida que a tensão de referência é reduzida, para fazer o pico máximo da tensão, o número de SMs de um braço em Modo 1 diminui e compensa com o SM em Modo 1 no braço oposto. Desta forma mantém-se constante o número de SMs inseridos na perna do conversor, conforme mostrado na Figura 4.4. Este tipo de controle, pode ser considerado chaveamento em PAM (*Pulse Amplitude Modulation*) [51], porém com controle discreto pelo fato de acontecer só em casos de adição ou diminuição de um ou mais níveis. Em princípio não vale a pena controlar (modular) a tensão nos capacitores.

Os outros SMs são chaveados em 60 Hz, mas para manter as tensões balanceadas, a função de chaveamento dada por trem de pulsos com amplitude e posição do pulso constante é transformada em PPM (vide Capítulo 3, seção 3.5) através do algoritmo balanceador detalhado mais a frente.

4.3 Controle de corrente circulante (i_{circ})

No Capítulo 2, foi mostrado que nas pernas do MMC, podem aparecer tensões oscilantes em 2ω devido ao efeito da potência oscilante 2ω denominado de \tilde{p}_k . Essa tensão também pode gerar correntes circulantes oscilantes em 2ω entre as pernas do MMC. Também foi dito que, é conveniente reduzir ou eliminar essa corrente através

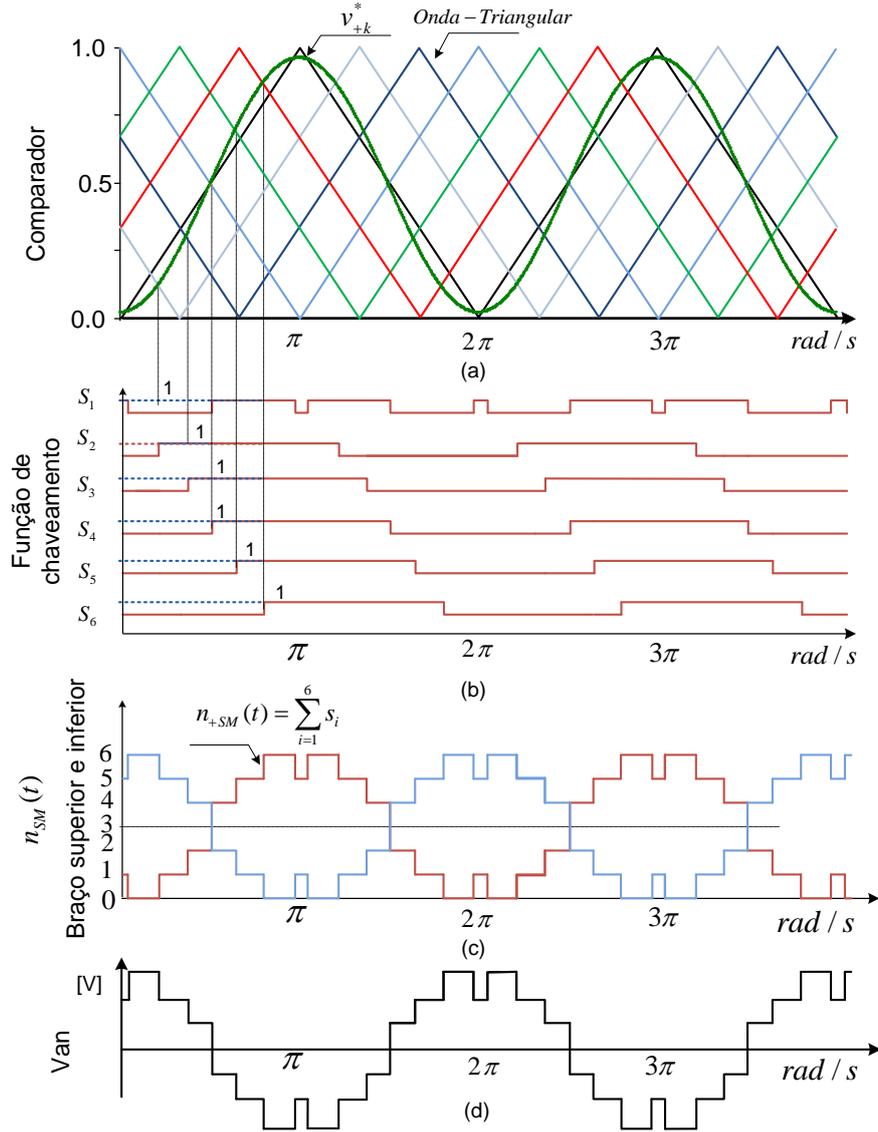


Figura 4.3: (a) tensão de referência de 0.98 pu e ondas portadoras; (b) funções de chaveamento; (c) número de SMs no braço superior e inferior; (d) tensão fase-neutro.

de um sistema de controle explicado a seguir. Na Figura 4.5 é mostrado o sistema de controle que elimina a corrente circulante 2ω , mas não outras componentes.

O controle é baseado em (2.41) repetidos aqui por conveniência.

$$i_{cir_k} + \frac{i_{CC}}{3} = \frac{i_{+k} + i_{-k}}{2}. \quad (4.9)$$

De acordo com esta equação 4.9, a corrente $\frac{i_{CC}}{3}$ e a corrente circulante podem ser calculadas diretamente da soma das correntes no braço superior i_{+k} e inferior i_{-k} .

No sistema de controle da corrente circulante, para eliminar a parcela constante $\frac{i_{CC}}{3}$ aplica-se a transformada direta e inversa de *Park* com a frequência de trans-

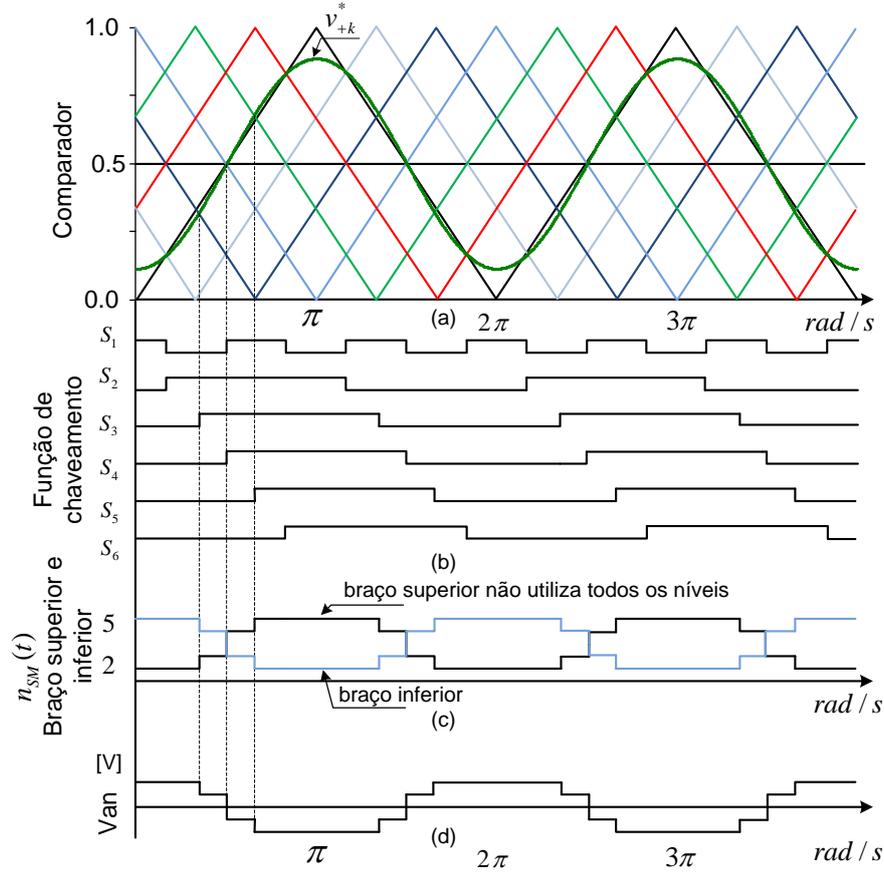


Figura 4.4: (a) tensão de referência de 0.95 pu e ondas portadoras; (b) funções de chaveamento; (c) número de SMs no braço superior e inferior; (d) tensão fase-neutro.

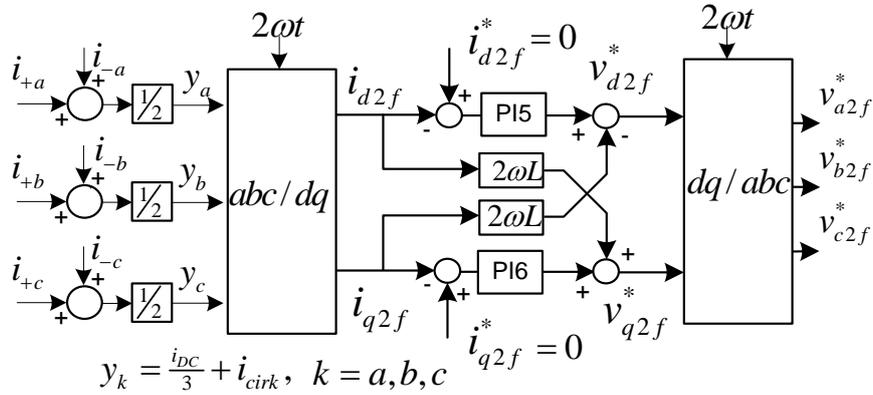


Figura 4.5: Sistema de controle da corrente circulante em 2ω .

formação em 2ω . Desta forma, as correntes i_{d2f} e i_{q2f} na Figura 4.5 são devidas à corrente circulante em 2ω . A fim de eliminar as correntes circulantes em 2ω , as referências i_{d2f}^* e i_{q2f}^* são nulas. Depois de comparar as medidas com as respectivas referências, aplica-se um compensador Proporcional-Integral. Depois dos PI5 e PI6 do mesmo sistema de controle, obtém-se as tensões v_{d2f}^* e v_{q2f}^* e através da transformação inversa de Park (4.8) obtém-se as tensões v_{a2f}^* , v_{b2f}^* e v_{c2f}^* .

A seguir é testado o sistema de controle da corrente circulante através de simulações do MMC com e sem controle da corrente circulante. As simulações são feitas chaveando os SMs em frequência nominal e em 15 vezes a frequência da rede.

A Figura 4.6 mostra os resultados de tensões e correntes para chaveamento dos SMs em 60 Hz e o MMC com 20 SMs por braço. Observa-se que neste caso, o sistema de controle da corrente circulante é muito importante, pois se desativar esse controlador, o desbalanço nas tensões dos capacitores é evidente e este tem efeito no lado CC e, em menor grau, no lado CA.

A Figura 4.7 mostra os resultados de tensões e correntes para chaveamento dos SMs em alta frequência para o mesmo MMC. Observar-se que neste caso, ao desativar o controlador da corrente circulante as tensões nos capacitores ainda se mantém balanceadas. E fica claro que o *ripple* aumenta e não tem efeito no lado CC e CA. Em ambos os casos, a corrente circulante em 2ω aparece imediatamente depois de desativado o sistema de eliminação do componente 2ω .

4.4 Controle das tensões dos braços superior v_{+k} e inferior v_{-k} do MMC

A Figura 4.8 mostra o sistema que gera os sinais de disparo para os IGBTs dos SMs. Na primeira parte deste sistema de controle determina-se as tensões de referência dos braços superior v_{+k}^* e inferior v_{-k}^* baseado em (4.10), definido no Capítulo 2 e aqui repetido por conveniência:

$$\begin{aligned} v_{+k} &= \frac{v_{CC}}{2} - v_k - v_{circ} \\ v_{-k} &= \frac{v_{CC}}{2} + v_k - v_{circ}. \end{aligned} \quad (4.10)$$

onde v_{circ} é considerado como a componente em 2ω e dado por v_{k2f} . As tensões de referência v_k^* e v_{k2f}^* são provenientes dos sistemas de controle mostrado na Figura 4.2 e na Figura 4.5 respectivamente.

O sistema de controle da tensão nos braços é mostrado na Figura 4.8. Nessa figura é mostrado um *Comparador*, que faz a comparação entre n_{SM} ondas portadoras triangulares em 60 Hz com v_{+k}^* para determinar o número instantâneo de SM no modo inserido, $n_{SM}(t)$. As ondas triangulares são defasadas em $\frac{360^\circ}{n_{SM}}$ conforme explicado para o Método PWM Senoidal com e sem terceiro harmônico, no Capítulo 3. O sistema de controle mostrado na Figura 4.8 é para o PWM sem terceiro harmônico. Além de $n_{SM}(t)$, o *Comparador* define um sinal chamado de *Ordem* que indica ou define os instantes em que os capacitores são organizados de forma crescente ou decrescente conforme a tensão neles. Mais à frente são explicados os detalhes referentes

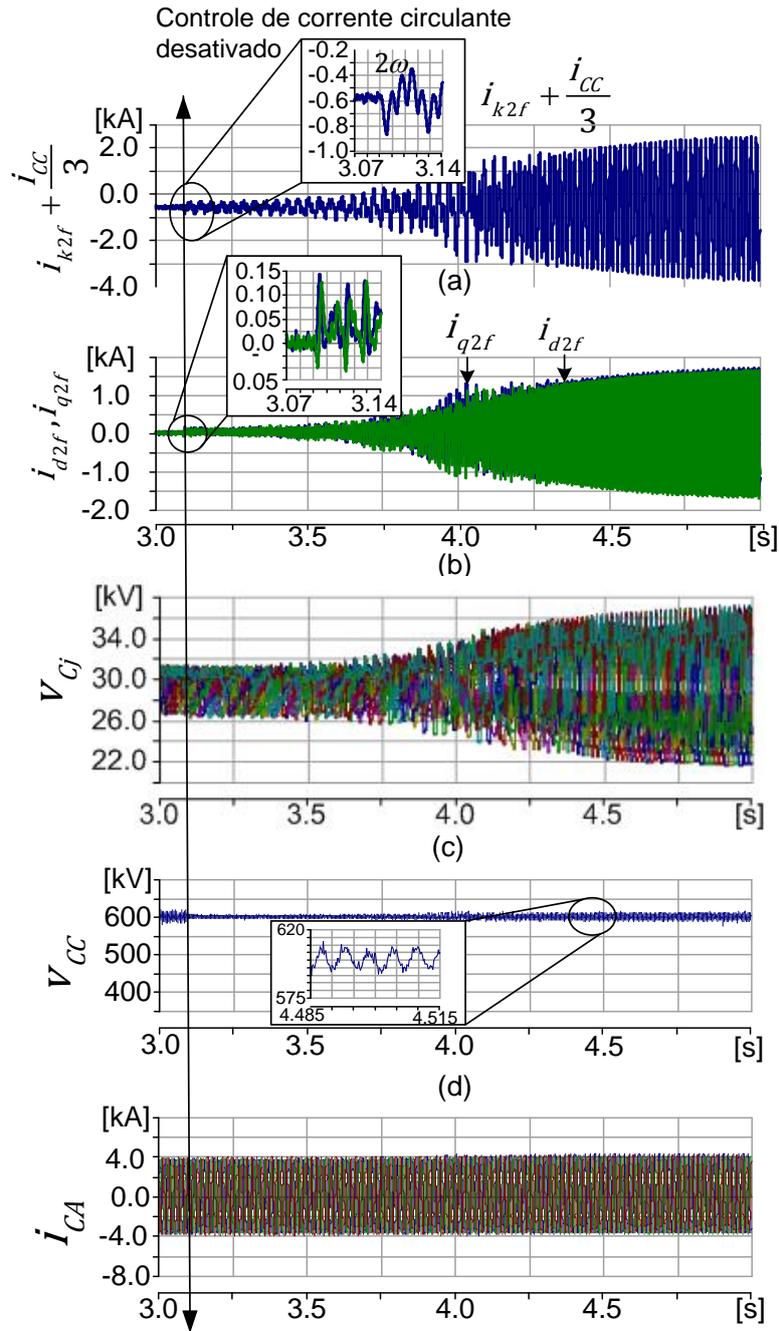


Figura 4.6: Resultados ao desativar o sistema de controle da corrente circulante em 2ω e SMs chaveados em 60 Hz: (a) $i_{circ} + \frac{i_{CC}}{3}$; (b) a corrente $i_{circ} + \frac{i_{CC}}{3}$ em referência $d - q$; (c) Tensão nos capacitores do braço superior e inferior; (d) tensão no elo CC; (e) corrente CA.

a esse comparador.

O Comparador é utilizado por cada braço do MMC, com as mesmas ondas portadoras, comparando com v_{+k}^* para o braço superior e com v_{-k}^* para o braço inferior ($k = a, b$ e c). Desta forma gera-se o sinal $n_{SM}(t)$ para o braço superior e $(n_{SM} - n_{SM}(t))$ para o braço inferior, de tal forma que a soma dos SMs em Modo 1 na perna

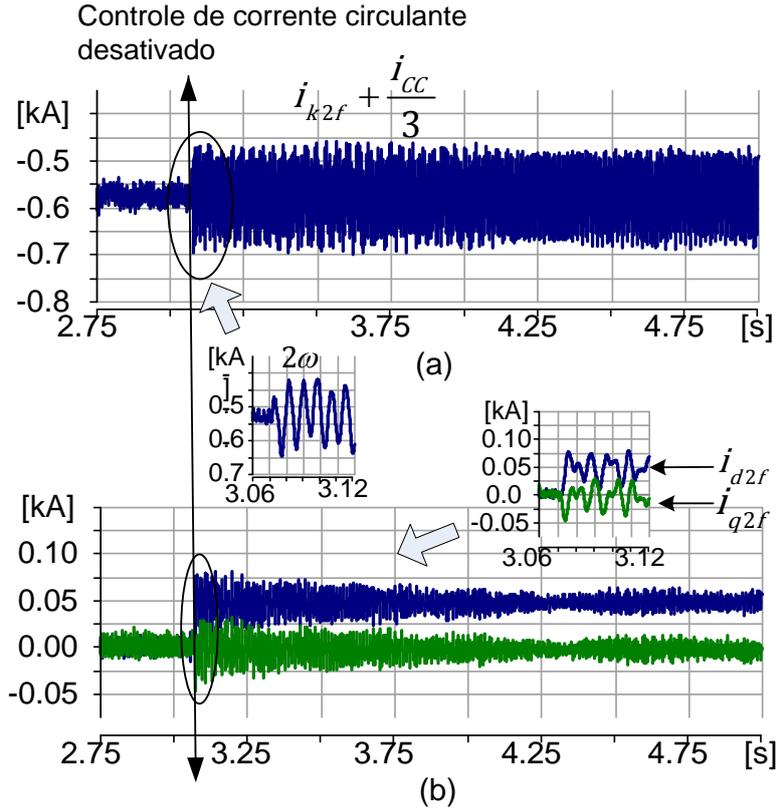


Figura 4.7: Resultados ao desativar o sistema de controle da corrente circulante em 2ω e SMs chaveados em alta frequência: (a) $i_{circ_k} + \frac{i_{CC}}{3}$; (b) a corrente $i_{circ_k} + \frac{i_{CC}}{3}$ referência $d - q$

sempre seja igual a n_{SM} . O sinal $n_{SM}(t)$ é calculado somando as funções de chaveamento S_j geradas da comparação das ondas portadoras com as ondas modulantes. Não obstante, por erro no chaveamento, este número de SMs em Modo 1 na perna do MMC pode variar entre 1 ou 2 SMs a mais ou a menos, conforme mostrado na última parte do Capítulo 2.

4.5 Controle de balanço de tensão no capacitor dos SMs

Como dito nos Capítulos anteriores, é importante manter balanceada a tensão no capacitor dos SMs do MMC. Nesta seção são explicados os detalhes de duas estratégias de balanceamento. A primeira é o balanço das tensões através de chaveamento dos IGBTs dos SMs à frequência da rede CA. A segunda estratégia é o balanço das tensões através de chaveamento dos IGBTs dos SMs em alta frequência (15 vezes a nominal).

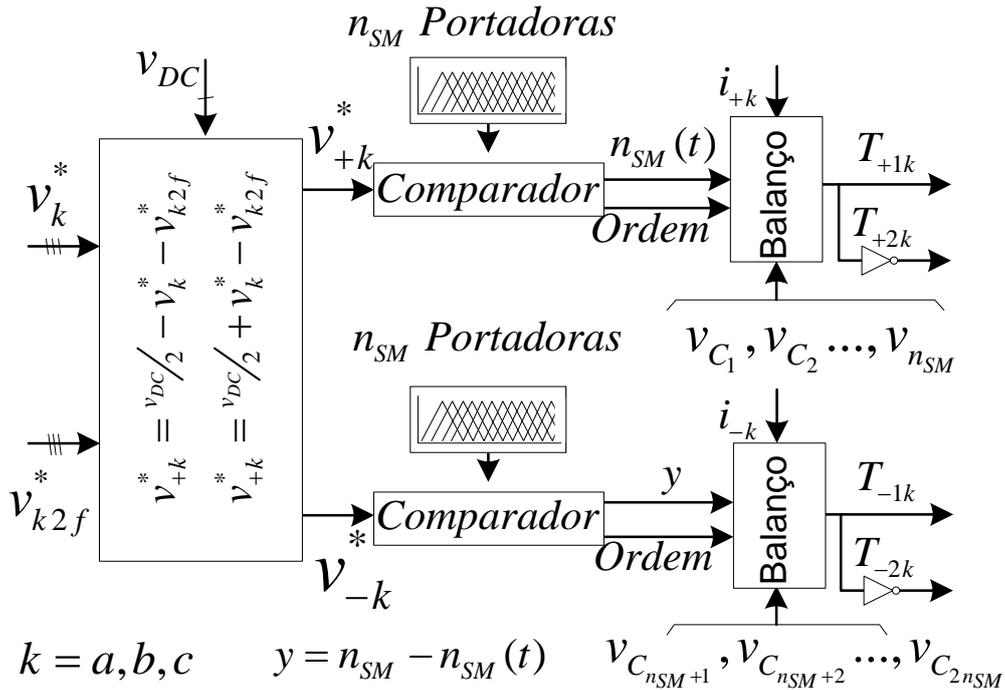


Figura 4.8: Sistema de controle das tensões do braço do MMC.

4.5.1 Chaveamento à frequência fundamental

A Figura 4.9 mostra o bloco com o nome de *Ordenador/Balaceador*. Olhando este bloco por dentro, conforme mostrado na Figura 4.9 temos o bloco *Ordenador* e o bloco *Balaceador*. O *Ordenador* é responsável por ordenar os capacitores dos SMs de menor para maior tensão neles cada vez que o sinal *Ordem* é igual a “1”. Além de ordenar, cria um número (índice) de identificação para cada capacitor ou SM.

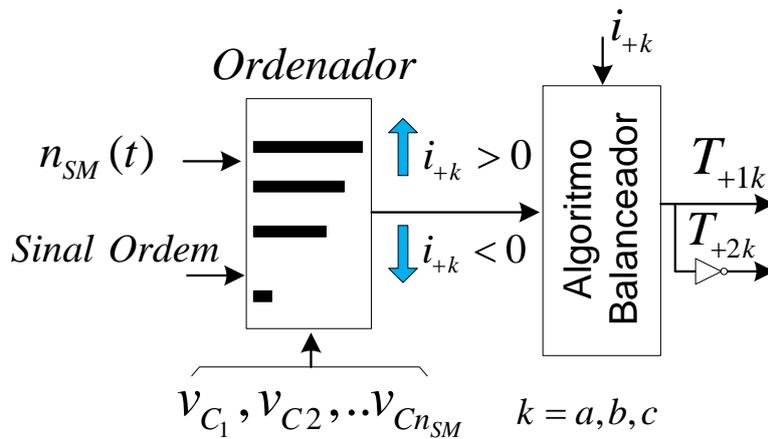


Figura 4.9: Sistema de controle das tensões dos capacitores.

A saída do *Ordenador* são os SMs devidamente identificados e ordenados conforme a tensão no seus capacitores de menor para maior. Estas informações, $n_{SM}(t)$

e a corrente do respectivo braço i_{+k} (ou i_{-k} segundo seja o braço) entram no bloco *Balanceador*. Neste bloco *Balanceador* executa-se o algoritmo explicado no Capítulo 3, seção 3.4.

Na Figura 4.10 são ilustradas todas as etapas acima descritas. A Figura 4.10(a) mostra o processo da comparação de n_{SM} portadoras com a referência v_{+k}^* . A seguir, na Figura 4.10(b) mostra-se as funções de chaveamento geradas pela comparação das portadoras com a modulante. A Figura 4.10(c) mostra o sinal $n_{SM}(t)$, resultado da soma dos S_j s. A Figura 4.10(d) mostra o sinal *Ordem* e observa-se que neste caso, para chaveamento à frequência fundamental, o sinal *Ordem* é “1” a cada um ciclo de 60 Hz. A Figura 4.10(e) mostra a forma como o bloco *Ordenador* executa a ordenação dos capacitores dos SMs conforme as suas respectivas tensões. Para esta ordenação é necessário a medida da tensão do capacitor dos SMs.

Por exemplo, nessa figura observa-se que para o tempo próximo ao zero, uma vez que *Ordem* é “1”, o *Ordenador* identificou o Capacitor 1 com menor tensão, ou seja, $C_1 - 1$, portanto, para o próximo ciclo da tensão este deverá entrar em Modo 1 antes de todos os outros capacitores se a corrente i_{+k} for positiva e entrará em último em Modo 1 caso essa corrente seja negativa. Para o tempo próximo a 2π rad esse capacitor foi identificado com maior tensão e ele, no próximo ciclo, deve entrar em Modo 1 por último se a corrente i_{+k} for positiva e entrará em Modo 1 antes de todos os outros capacitores se essa corrente for negativa. Observe que o sinal *Ordem* é “1” cada vez que o $n_{SM}(t)$ é zero e uma vez por ciclo, daí a denominação *próximo ciclo*, pois os SMs entram em Modo 1 no próximo ciclo, após a ordenação. A Figura 4.10(f) mostra a tensão instantânea no capacitor dos SMs.

4.5.2 Chaveamento em alta frequência

Na maioria dos trabalhos publicados, a estratégia de chaveamento dos SMs é em alta frequência e identificou-se duas formas de chavear os SMs entre Modo 1 e Modo 2 e estes são:

1. **Primeiro Método de Chaveamento a alta frequência:** Este método com a portadora em frequências múltiplas de 60 Hz, por exemplo 3 a 5 vezes. Com isto, a função de chaveamento não será mais um pulso unitário durante meio período de 60 Hz, ela será um conjunto de pulsos unitários. Além disso, o sinal *Ordem* pode ter valor unitário cada vez que houver variação no $n_{SM}(t)$, ou seja, várias vezes num período de 60 Hz. A função *Ordenador* também reorganizará os SMs cada vez que a *Ordem* é 1. Para n_{SM} grande, por exemplo 100, o sinal *Ordem* será 1 conforme o seguinte critério: Em cada instante de variação de $n_{SM}(t)$ é verificado se a tensão em todos os capacitores encontram-se dentro do limite desejado. Se essas tensões estiveram dentro do limite então

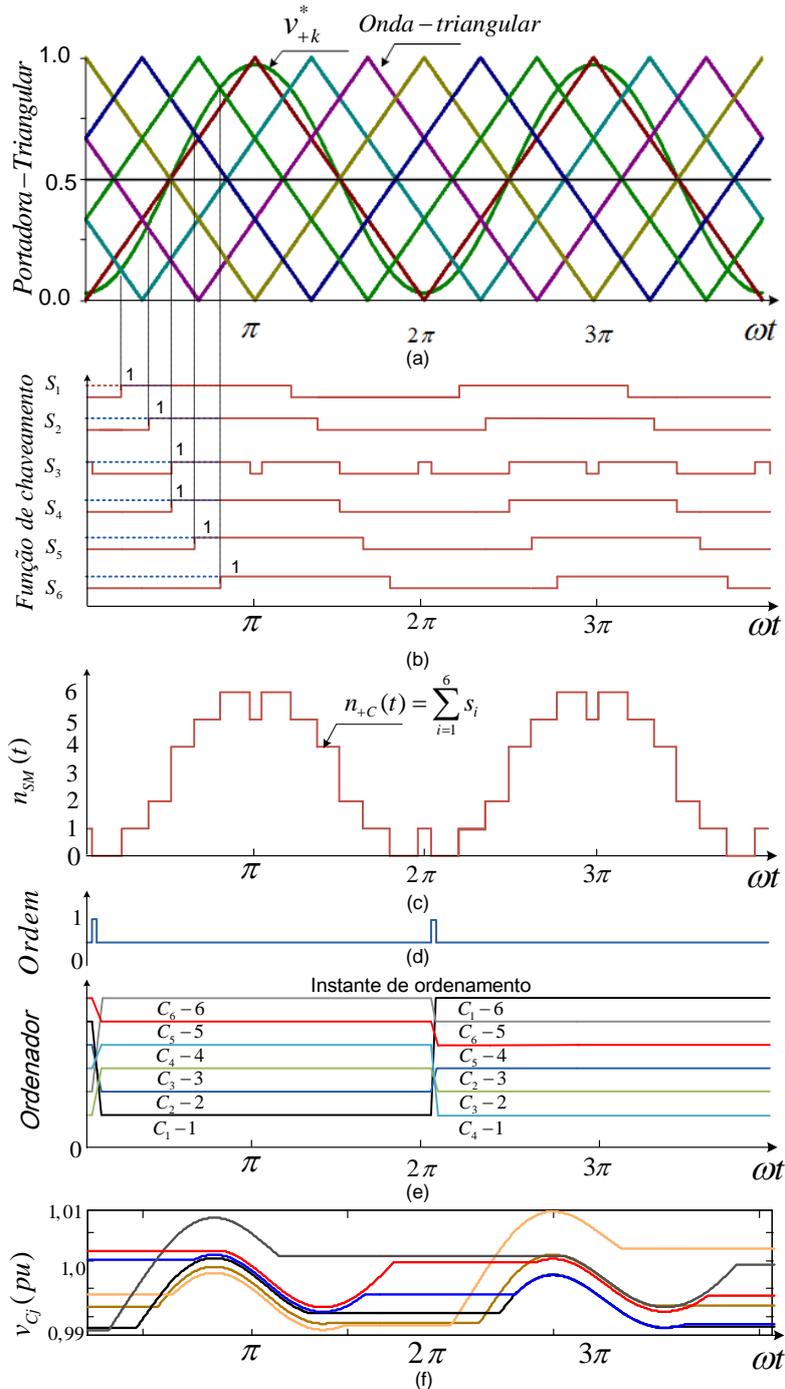


Figura 4.10: Resultados por chaveamento em 60 Hz: (a) Ondas triangulares portadoras e onda modulante; (b) Sinas de chaveamento; (c) Número de SMs em Modo 1 $n_{SM}(t)$; (d) Sinal *Ordem*; (e) Ordenamento dos capacitores; (f) tensão instantânea nos capacitores.

o sinal *Ordem* continua em zero. Caso contrário, passa a ser 1 apenas por um instante (normalmente 2 vezes o passo do cálculo) e será executado o algoritmo de balanço da tensão.

2. **Segundo Método de Chaveamento em alta frequência:** Este método é

executado com as ondas portadoras à frequência fundamental e com o sinal *Ordem* igual a 1 cada vez que há mudança no $n_{SM}(t)$. A Figura 4.11 mostra o resultado deste método. A Figura 4.11(a) mostra o sinal $n_{SM}(t)$ e na Figura 4.11(b) mostra o sinal de *Ordem* e observa-se que este é igual a 1 várias vezes durante um ciclo de 60 Hz. Nesse exemplo, para $n_{SM} = 6$, o sinal *Ordem* altera de valor em torno de 15 vezes durante um ciclo. A Figura 4.11(b) mostra a tensão nos capacitores dos SMs chaveando os SMs com este método.

Uma das principais diferenças entre as tensões nos capacitores por chavear em alta e baixa frequência é o *ripple*. Quanto maior a frequência de chaveamento, menor é o *ripple*. Outra diferença nas tensões dos capacitores por efeito da frequência de chaveamento é o conteúdo de harmônicos, sendo que, quanto maior a frequência de chaveamento, a tensão no capacitor tem menor conteúdo harmônico e é predominante o harmônico de segunda ordem. Quanto menor a frequência de chaveamento a tensão no capacitor tem maior conteúdo harmônico de baixa frequência e o harmônico em 2ω aumenta. Para o chaveamento a 60 Hz, cria-se o harmônico de ordem $\frac{f_n}{n_{SM}}$, onde f_n é a frequência nominal, conforme mostrado no Capítulo 3.

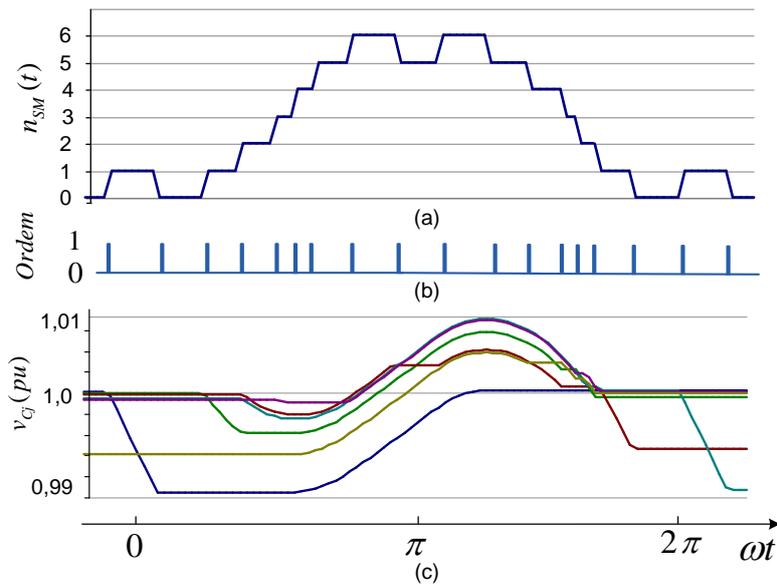


Figura 4.11: Resultados de chaveamento em alta frequência: (a) Número de SMs em Modo 1 $n_{SM}(t)$; (b) Sinal *Ordem*; (c) tensão instantânea nos capacitores.

A Figura 4.12 (a) e (b) mostra as tensões nos capacitores dos braços superior e inferior do MMC e o sinal *Ordem* respectivamente, resultados obtidos aplicando o primeiro método, com a onda portadora a 300 Hz.

A Figura 4.13(a) e (b) mostram os resultados de tensões e o sinal *Ordem* para onda portadora a 180 Hz.

A Figura 4.14(a) e (b) mostram as tensões nos capacitores dos braços superior e inferior e o sinal *Ordem* gerados através do chaveamento usando o segundo método.

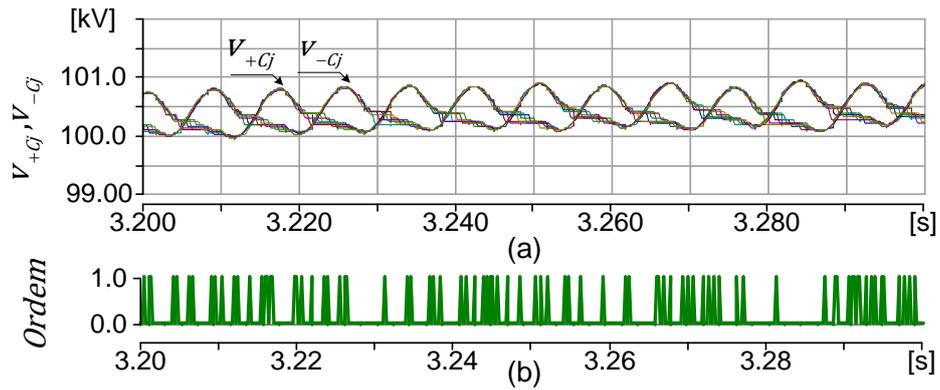


Figura 4.12: (a) Tensão nos capacitores dos braços superior e inferior do MMC e (b) o sinal *Ordem* para $n_{SM} = 6$ para a onda portadora com frequência de 300 Hz.

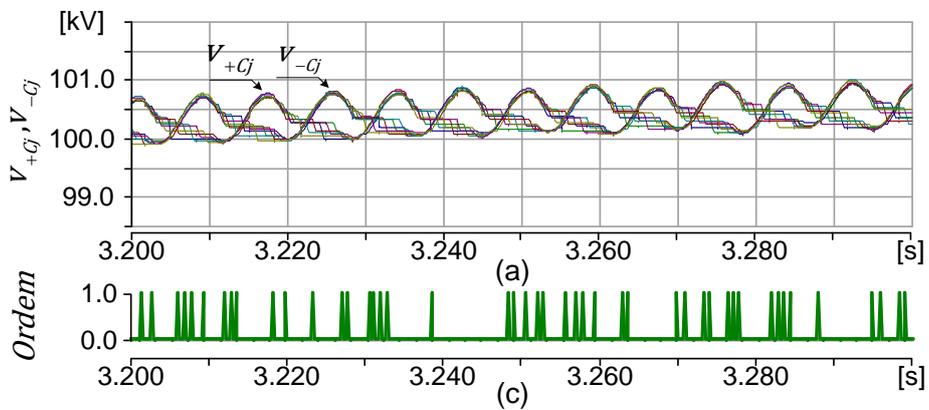


Figura 4.13: (a) Tensão nos capacitores dos braços superior e inferior do MMC e (b) o sinal *Ordem* para $n_{SM} = 6$ para a onda portadora com frequência de 180 Hz.

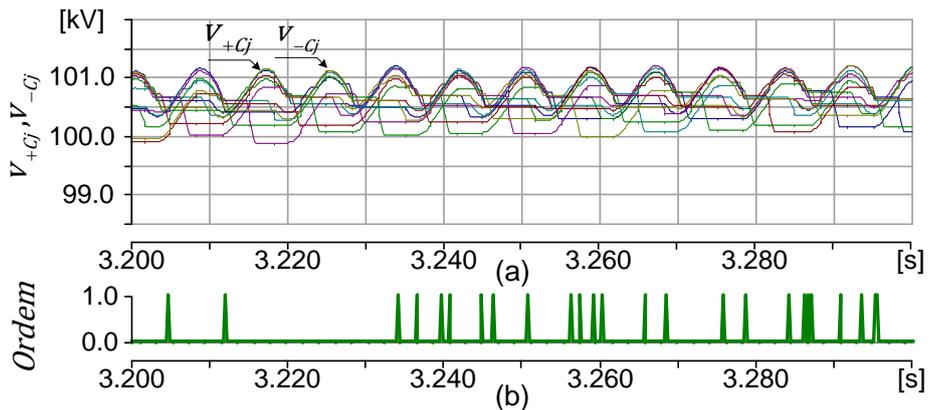


Figura 4.14: (a) Tensão nos capacitores dos braços superior e inferior do MMC e (b) o sinal *Ordem* para $n_{SM} = 6$ para a onda portadora com frequência de 60 Hz, aplicando o segundo método.

A Figura 4.15(a) e (b) mostram as tensões nos capacitores dos braços superior e inferior e o sinal *Ordem* gerados através do chaveamento a 60 Hz.

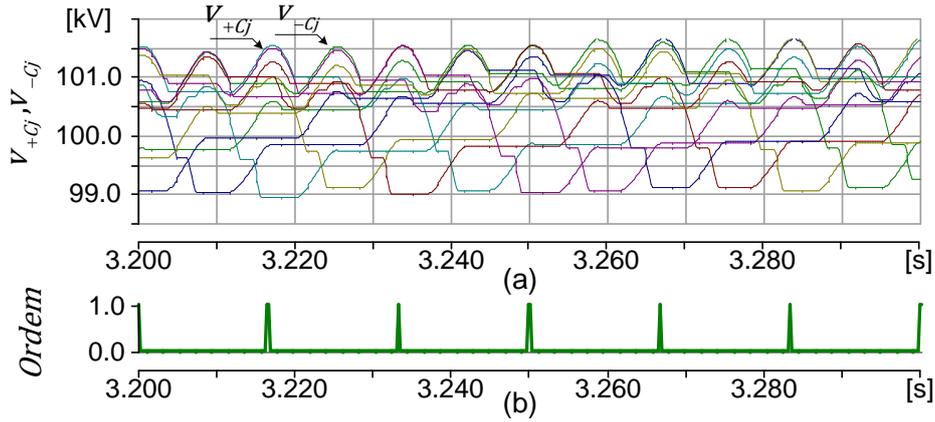


Figura 4.15: (a) Tensão nos capacitores dos braços superior e inferior e (b) sinal *Ordem* e onda portadora em 60 Hz, $n_{SM} = 6$.

4.5.3 Tensão no capacitor dos SMs para n_{SM} 12 e 20

A seguir são apresentadas as tensões nos capacitores dos SMs considerando um sistema MMC com n_{SM} igual a 6, 12 e 20 e frequência de chaveamento igual a 60 Hz. O sistema MMC-HVDC tem uma tensão no elo CC igual a 600 kV e potência nominal de 1 GW.

A Figura 4.16 mostra as tensões no capacitor para o caso de número de SMs por braço igual a 12. Neste caso, a tensão nominal do SM é de 50 kV.

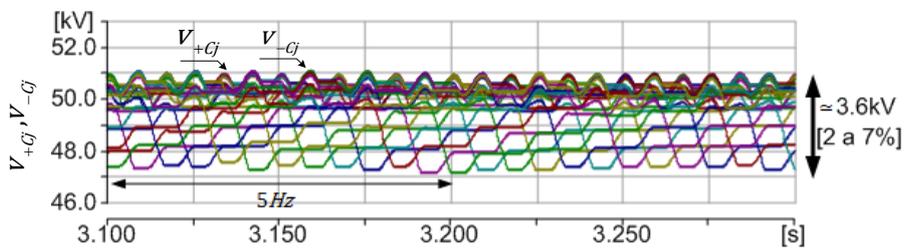


Figura 4.16: Tensão no capacitor dos SMs dos braços superior e inferior com 12 SMs por braço.

A Figura 4.17 mostra as tensões no capacitor para o caso de número de SMs por braço igual a 20. Neste caso, a tensão nominal do SM é de 30 kV.

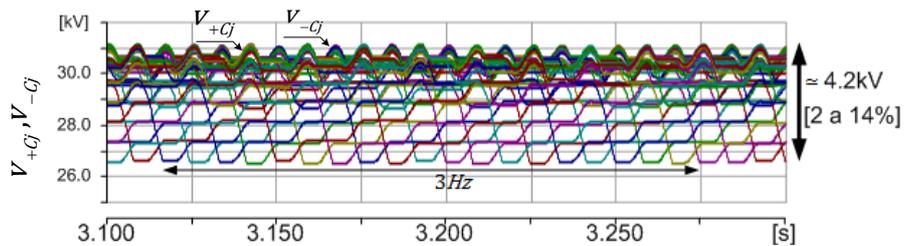


Figura 4.17: Tensão no capacitor dos SMs dos braços superior e inferior com 20 SMs por braço.

A principal diferença entre os resultados mostrados nas Figuras 4.17 e 4.16 é o *ripple* e o tempo para balancear a tensão nos capacitores. Para $n_{SM}=20$, as tensões nos capacitores são balanceadas em 20 ciclos de 60 Hz. Com isso, o harmônico de baixa frequência vale cerca de 3 Hz. Entretanto, para o $n_{SM}=12$, as tensões nos capacitores são balanceadas em 12 ciclos de 60 Hz, e neste caso o harmônico a baixa frequência oscila em 5 Hz.

Capítulo 5

Aplicações do VSC-HVDC Baseado em Conversores MMC

Neste Capítulo são apresentados os resultados de duas aplicações de MMC. A primeira é um sistema de MMCs conectados em BTB formando o HVDC BTB com MMC. Este sistema interliga dois Sistemas Elétricos de Potência (SEPs) equivalentes. A segunda é a aplicação do HVDC BTB também baseado em MMC para segmentar uma linha de transmissão em 500 kV. Para ambas as aplicações, o sistema HVDC BTB baseado em MMC tem as características mostradas na Tabela 5.1.

Tabela 5.1: Parâmetros do SEP e do MMC em BTB mostrado na Figura 4.1

Capacitor dos SMs	2.5 μ F
Frequência de chaveamento dos SMs	60 Hz
Indutância do braço	50 mH
Número de SMs por braço n_{SM}	20
Tensão CC	± 300 kV
Potência nominal	1000 MW
Tensão nominal CA	500 kV
Frequência da rede	60 Hz
Transformador	370/500 kV, 1100 MVA
Reatância de dispersão X_{12} dos transformadores	10 %
SCR (<i>Short Circuit Ratio</i>) do lado SEP-1 e SEP-2	2.5 \angle 87.14°
Kp e Ki (PI1)	6.0 e 0.08 pu
Kp e Ki (PI2)	1.0 e 0.1 pu
Kp e Ki (PI3, PI4 lado SEP2)	1.2 e 0.5 pu
Kp e Ki (PI3, PI4 lado SEP1)	1.0 e 0.25 pu
Kp e Ki (PI5, PI6)	1.0 e 0.1 pu

5.1 HVDC-BTB com MMC

As simulações do sistema mostrada na Figura 4.1 foram realizadas a fim de verificar as principais características dinâmicas do HVDC-BTB com MMC. Foram simulados em regime permanente e contingências como curto-circuito monofásico e trifásico. A inicialização do modelo (processo de carregamento dos capacitores - Vide Apêndice A - e estabilização dos controladores PIs) demora cerca de 2.5 s, porém, esta inicialização não é mostrada nos resultados.

5.1.1 Resposta Dinâmica

Mudança de referência na tensão v_{CC}

A Figura 5.1 mostra os resultados dinâmicos das tensões e correntes no elo CC e do lado CA do MMC, diante de uma mudança na referência da tensão v_{CC} no elo do HVDC BTB com MMC.

Para o tempo próximo a 3s a tensão de referência v_{CC}^* muda de 600 kV a 700 kV e para o tempo próximo a 5 s a referência dessa tensão muda de 700 kV a 600 kV.

A Figura 5.2 mostra os resultados das tensões no capacitor dos SMs do braço superior e inferior do MMC e corrente no braço superior do MMC, diante de uma mudança na referência da tensão v_{CC} no elo do HVDC BTB com MMC. Nesta figura, também é mostrada a corrente $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$.

A seguir são comentados de forma resumida os resultados obtidos neste item.

1. Nos resultados mostrados nas Figuras 5.1 e 5.2, observa-se que a tensão no elo CC, v_{CC} , segue a respectiva referência, atingindo o valor desejado em um tempo próximo a 1 s (Vide Figura 5.1(a)).
2. Como é de se esperar, diante da mudança da tensão no elo CC, a potência ativa que entra no conversor também muda (Figura 5.1(c) a fim de permitir o incremento na tensão dos capacitores dos SMs e conseqüentemente na tensão do elo CC;
3. Este aumento, quase instantâneo, de potência é necessário para o aumento da energia nas pernas do MMC através do aumento da tensão dos capacitores conforme pode-se observar na Figura 5.2(a).
4. Para o caso de redução da tensão no elo CC, os capacitores devem descarregar energia e esta vai para o lado CA, porém, a potência no lado CA reduz mais do que no caso de incremento da tensão no elo CC, conforme a Figura 5.1(c).
5. Todas as outras variáveis mostradas nessas figuras encontram-se estáveis.

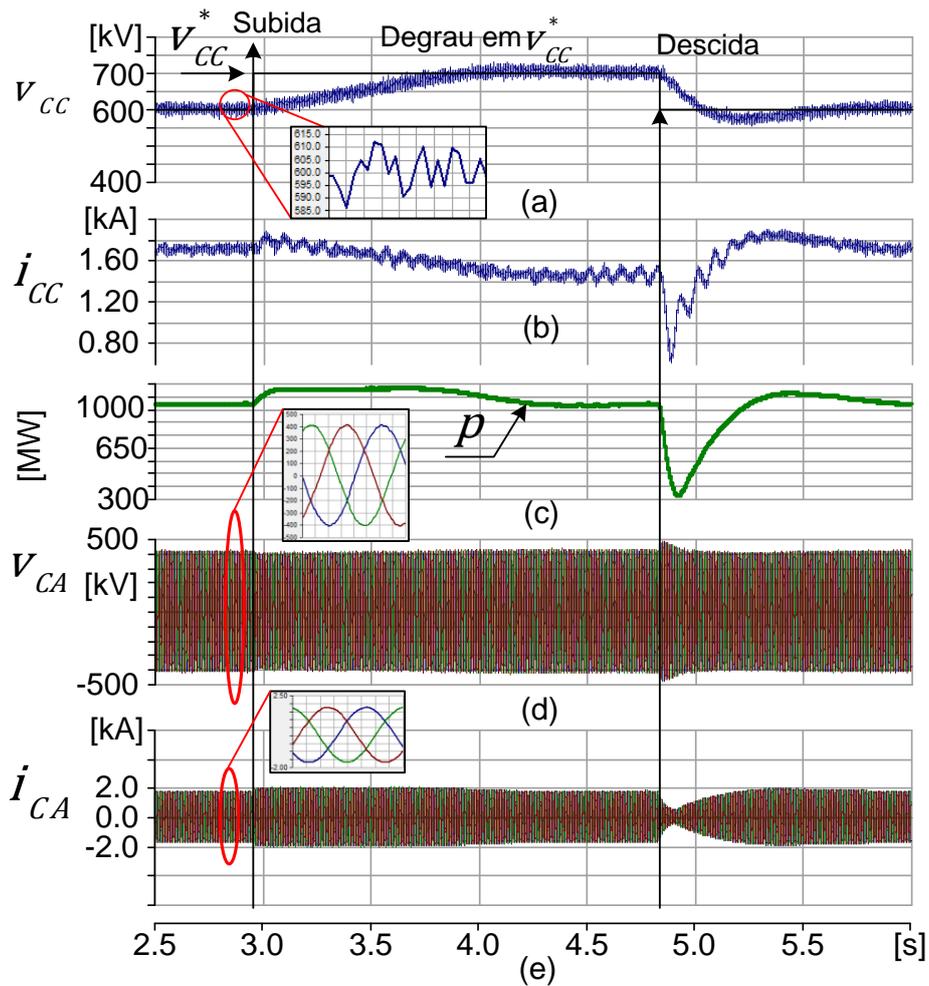


Figura 5.1: Resultados diante da mudança na referência da tensão CC v_{CC}^* : (a) tensão no elo CC v_{CC} ; (b) corrente i_{CC} ; (c) potência ativa no lado CA do retificador; (d) tensão nos terminais CA do lado do retificador; (e) correntes CA no lado do retificador.

Mudança de referência na potência p_{CA} do lado do inversor

A Figura 5.3 mostra os resultados em regime permanente e o comportamento dinâmico das tensões e correntes diante de uma mudança na referência da potência p_{CA} no lado do inversor do HVDC BTB com MMC.

Para o tempo próximo a 3 s a potência de referência p_{CA}^* é mudada em degrau de 1000 MW para 750 MW e no instante próximo a 5s a referência dessa potência muda de 750 MW para 1000 MW.

A Figura 5.4 mostra os resultados das tensões nos capacitores dos SMs e corrente no braço diante de uma mudança na referência da potência p_{CA} no lado do inversor do HVDC BTB com MMC. Nesta figura também é mostrada a corrente $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$. A seguir são comentados de forma resumida os resultados deste item.

1. Nos resultados mostrados nas Figuras 5.3 e 5.4, observa-se que a potência segue a respectiva referência, atingindo o valor desejado em um tempo próximo a

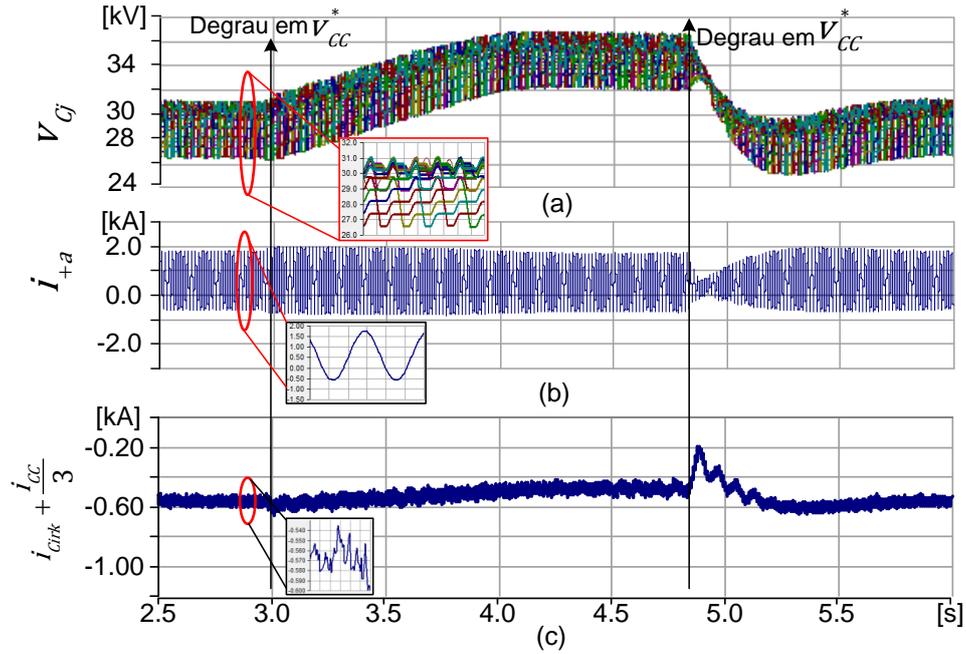


Figura 5.2: Resultados diante da mudança na referência da tensão CC v_{CC}^* : (a) tensão no capacitor dos SMs do braço superior e inferior; (b) corrente no braço superior, fase a do MMC e (c) corrente circulante e corrente constante pela perna no MMC ($i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$).

0.5 s (Vide Figura 5.3(a)).

2. Na tensão do elo CC é produzido um aumento passageiro (menor que 1 s) de cerca de 25 kV sobre 600 kV conforme mostrada na Figura 5.3(b). A corrente no elo reduz afim de reduzir a potência pelo elo CC, Figura 5.3(c).
3. Como é de se esperar, o *ripple* na tensão do capacitor dos SMs reduz conforme mostra a Figura 5.4(a).
4. A corrente que circula pelo elo CC e as pernas do MMC reduz proporcionalmente à potência, mantendo a fração $\frac{i_{CC}}{3}$.
5. Todas as outras variáveis mostradas nessas figuras também encontram-se estáveis.

Mudança de referência na tensão CA do lado do inversor

A Figura 5.5 mostra os resultados em regime permanente e o comportamento das tensões e correntes diante de uma mudança na referência da tensão v_{CA}^* do lado do inversor do HVDC BTB com MMC. Para tempo próximo a 3 s a tensão de referência v_{CA}^* muda de 1 pu a 1.1 pu e para tempo próximo a 5 s essa referência volta de 1.1 pu a 0.9 pu. O *valor eficaz coletivo* da tensão (em inglês *collective rms value ou aggregate voltage*) conforme sugerido por [81], [83] é dado por:

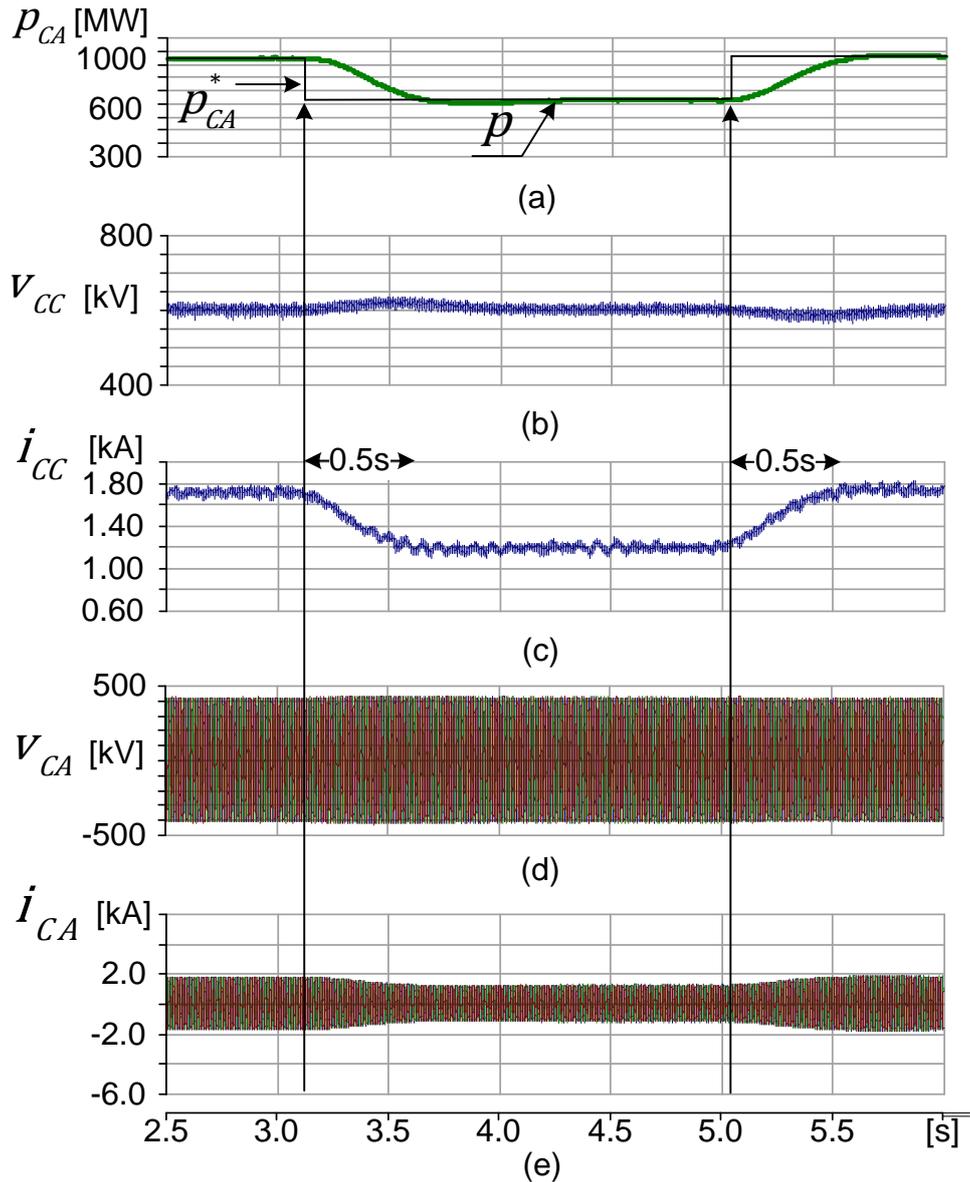


Figura 5.3: Resultados diante da mudança na referência da potência CA; (a) tensão no v_{CC} e CC; (b) corrente i_{CC} ; (c) potência ativa no lado do retificador; (d) tensão nos terminais CA; (e) corrente no lado CA do retificador.

$$v = \sqrt{v_a^2 + v_B^2 + v_C^2} \quad (5.1)$$

A Figura 5.6 mostra os resultados das tensões no capacitor dos SMs e as correntes nos braços do MMC diante de uma mudança na referência da tensão v_{CA} no lado do inversor do HVDC BTB com MMC. Nesta figura também é mostrada a corrente no braço e a corrente $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$.

A seguir são resumidos os detalhes dos resultados obtidos neste item.

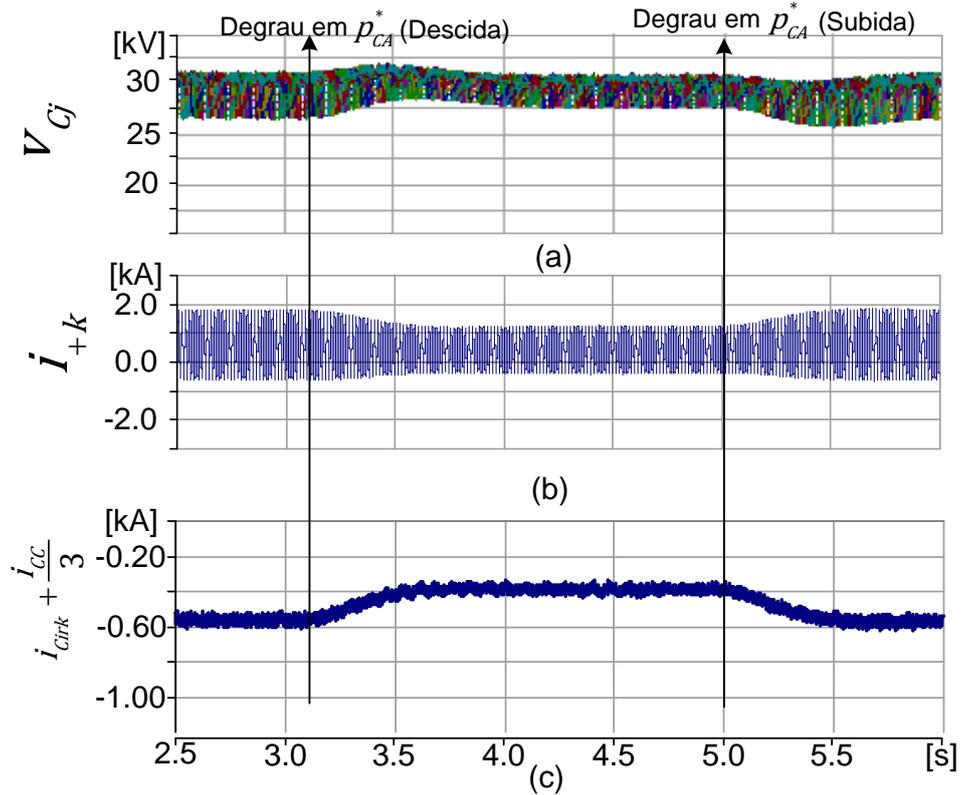


Figura 5.4: Resultados diante da mudança na referência da potência CA p_{CA}^* : (a) tensão no capacitor dos SMs do braço superior e inferior; (b) corrente no braço superior, fase a do MMC e (c) corrente circulante praticamente nula e corrente constante pela perna no MMC.

1. Nos resultados mostrados nas Figuras 5.5 e 5.6, observa-se que a tensão CA segue a respectiva referência, atingindo o valor desejado em um tempo próximo a 0.5 s como pode ser observado na Figura 5.5(a). Também observa-se que a tensão RMS coletiva aumenta de 1.0 pu para 1.1 pu e depois se reduz de 1.1 pu para 0.9 pu.
2. Na potência reativa mostrada na Figura 5.5(b) se produz variações a fim de atender a variação na tensão CA. Durante o aumento, o conversor sintetiza também uma corrente capacitiva e, durante a redução da tensão CA, o conversor também sintetiza uma corrente indutiva.
3. Como é de se esperar, o *ripple* na tensão do capacitor dos SMs reduz conforme a Figura 5.6(a), pois a energia reativa é proporcional à tensão oscilante no capacitor.
4. Na corrente que circula pelo elo CC e as pernas do MMC $\frac{i_{CC}}{3}$ não se produz alterações conforme mostrado na Figura 5.6(c), pois este é responsável apenas pela potência ativa, ou seja, não há mudança no valor da tensão nos capacitores.

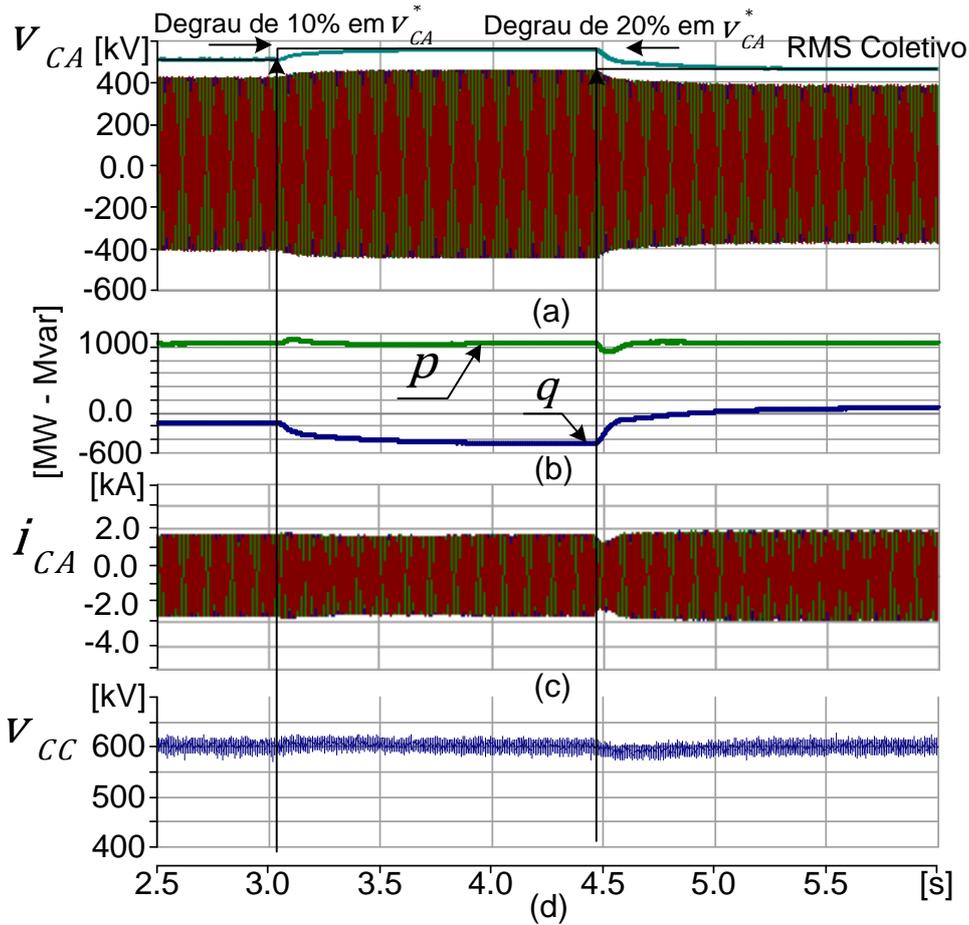


Figura 5.5: Resultados diante da mudança na referência da tensão CA v_{CA}^* : (a) tensão no elo CC v_{CC} ; (b) corrente i_{CC} ; (c) potência ativa no lado do inversor; (d) tensão nos terminais CA do lado do inversor; (e) corrente no lado CA do inversor.

5. Todas as outras variáveis mostradas nessas figuras também encontram-se estáveis.

Inversão de potência ativa pelo elo do HVDC BTB com MMC

A Figura 5.7 mostra os resultados durante a inversão de potência ativa pelo elo CC. Para tempo próximo a 3 s inicia-se a inversão de potência de 1 GW a -1 GW. A Figura 5.7(a) e (b) mostram a tensão e corrente no elo CC. A Figura 5.7(c) mostra a corrente CA e a Figura 5.7(d) mostra a potência ativa e reativa no terminal CA. Observa-se que a potência durante o fluxo reverso é ligeiramente menor por causa do local da referência da potência, pois nesse caso, a referência não considera as perdas.

A Figura 5.8 mostra os resultados durante a inversão de potência pelo elo CC: A Figura 5.8(a) mostra a tensão no capacitor dos SMs do braço superior e inferior da fase a . A Figura 5.8(b) mostra as correntes i_{+k} e i_{-k} da fase a do MMC. A Figura 5.8 (c) mostra a corrente $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$.

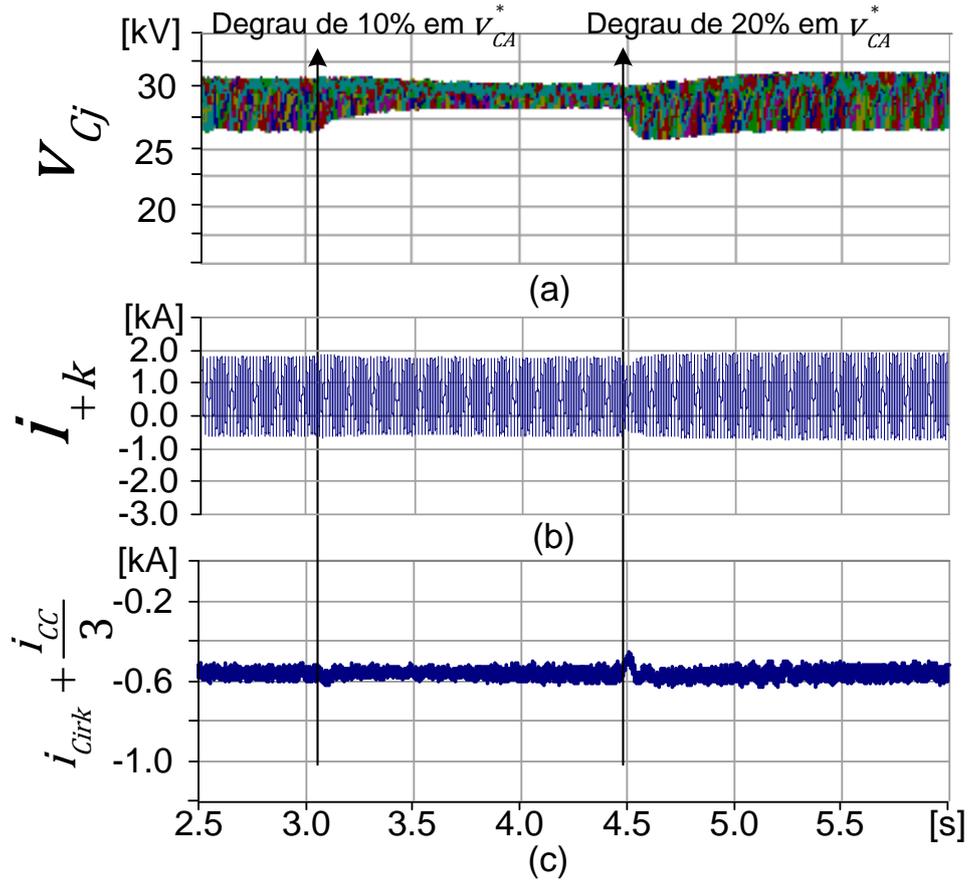


Figura 5.6: Resultados diante da mudança na referência da tensão CA v_{CA}^* : (a) tensão no capacitor dos SMs do braço superior e inferior; (b) corrente no braço superior, fase a do MMC e (c) corrente $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$.

A seguir são comentados os detalhes de forma resumida.

1. A tensão no elo CC aumenta ligeiramente durante a inversão do fluxo de potência ativa (Figura 5.7(a)). Depois de que a potência fica no valor de referência (potência invertida), a tensão no elo CC volta ao normal. Entretanto, a corrente apresenta um comportamento proporcional à potência ativa (Figura 5.7(b)). A corrente CA também inverte conforme mostrado na Figura 5.7(c).
2. Nos resultados mostrados nas Figuras 5.7 e 5.8, observa-se que a potência no lado CA, p , segue a respectiva referência, atingindo o valor desejado em um tempo próximo a 2 s (Vide Figura 5.7(d)).
3. A inversão do fluxo de potência ativa implica a inversão na forma de onda na tensão no capacitor dos SMs. O *ripple* permanece igual, o valor médio também permanece em 30 kV conforme a Figura 5.8(a)).
4. A corrente no braço superior e inferior inverte durante a inversão do fluxo de potência ativa, da mesma forma que a corrente $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$.

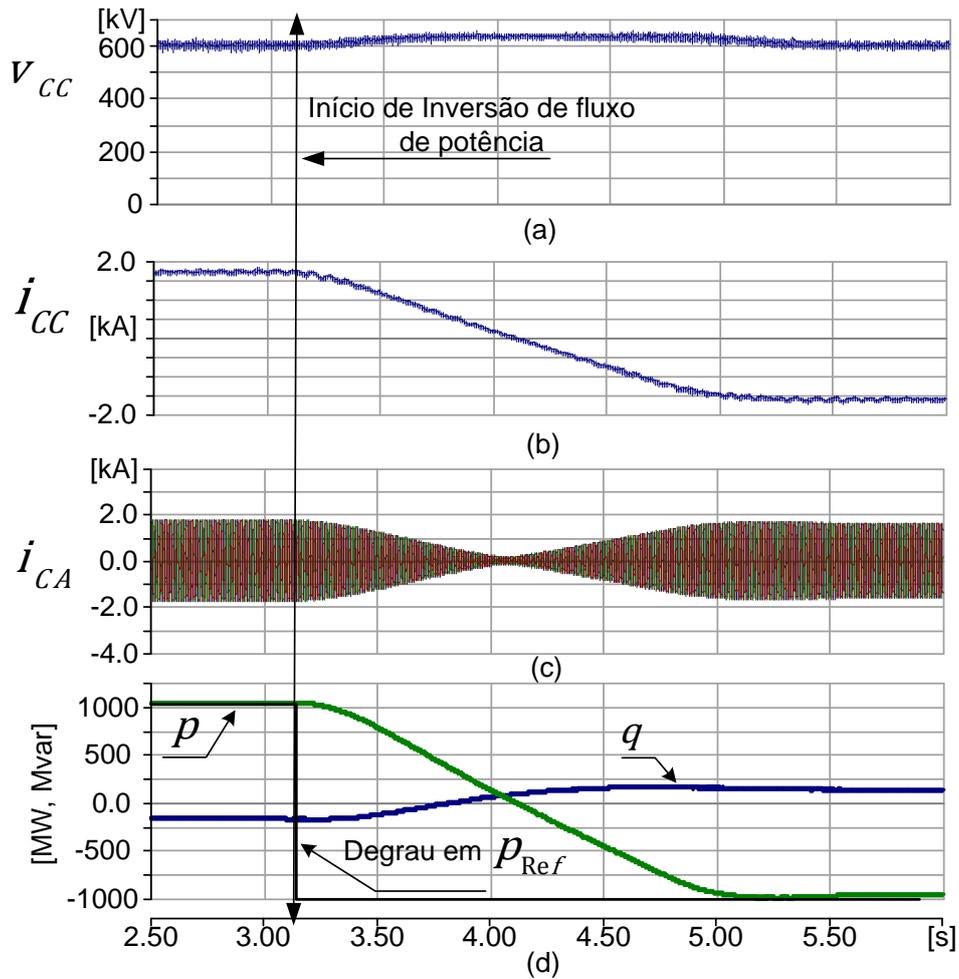


Figura 5.7: Resultados durante a inversão de potência ativa pelo HVDC BTB com MMC; (a) e (b) tensão v_{CC} e corrente CC i_{CC} , respectivamente; (c) corrente no lado CA do HVDC BTB com MMC; (d) potência ativa e reativa no terminal CA do HVDC BTB com MMC.

5.1.2 Defeito monofásico no lado retificador

A Figura 5.9 mostra os resultados em regime permanente e durante curto-circuito monofásico. Esta figura mostra as tensões e correntes CA e CC e as potências ativa e reativa. O defeito de curto-circuito monofásico franco é aplicado no lado do retificador. O curto-circuito inicia em um tempo próximo a 3 s e dura por 100 ms. O curto-circuito é mantido por esse tempo a fim de mostrar o desempenho dos conversores durante este tipo de falha.

A Figura 5.10 mostra os resultados para o mesmo caso anterior mostrado na Figura 5.9. Mostra-se a tensão no capacitor dos SMs, corrente no braço e corrente $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$.

Dos resultados, tem-se os seguintes comentários.

1. Nas Figuras 5.9 e 5.10 mostram-se os resultados das tensões e correntes no lado CC e CA e também as potências ativa e reativa. A Figura 5.9(a) mostra

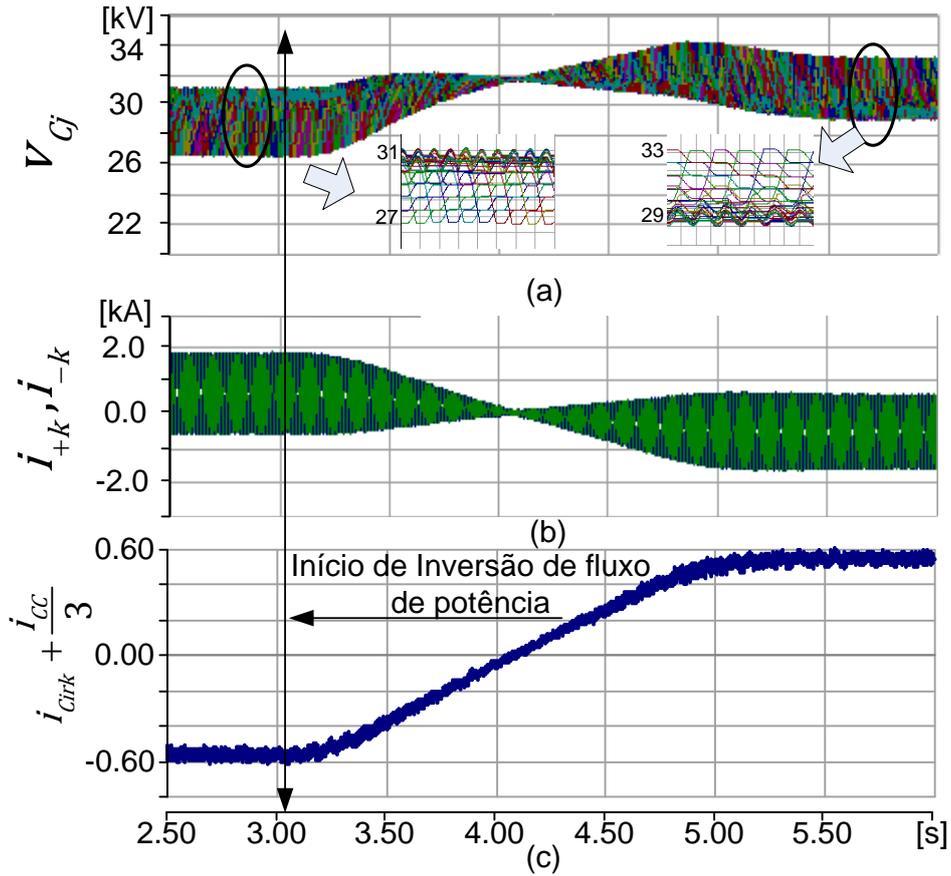


Figura 5.8: Resultados durante a inversão de potência ativa pelo HVDC BTB com MMC: (a) tensão no capacitor dos SMs do braço superior e inferior; (b) corrente no braço superior $i+k$ e inferior $i-k$, da fase a do MMC e (c) corrente $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$.

a tensão instantânea fase-neutro e o o valor RMS coletivo da tensão CA.

2. Observa-se que a potência ativa durante o defeito oscila em 2ω (Figura 5.9(b)), a mesma oscilação acontece também na potência no elo CC.
3. Durante o defeito, a tensão nos capacitores dos SMs se reduzem, conforme mostrado na Figura 5.10(a) e o *ripple* também se reduz por efeito da oscilação na corrente $\frac{i_{CC}}{3}$, conforme pode-se observar na Figura 5.10(c). Depois do defeito, a tensão volta ao normal em cerca de 200 ms.
4. Todas as outras variáveis mostradas nessas figuras encontram-se estáveis antes e depois do defeito.

5.1.3 Defeito trifásico no lado retificador

A Figura 5.11 mostra os resultados em regime permanente e durante o curto-circuito trifásico franco no lado do retificador do HVDC BTB com MMC. O defeito acontece

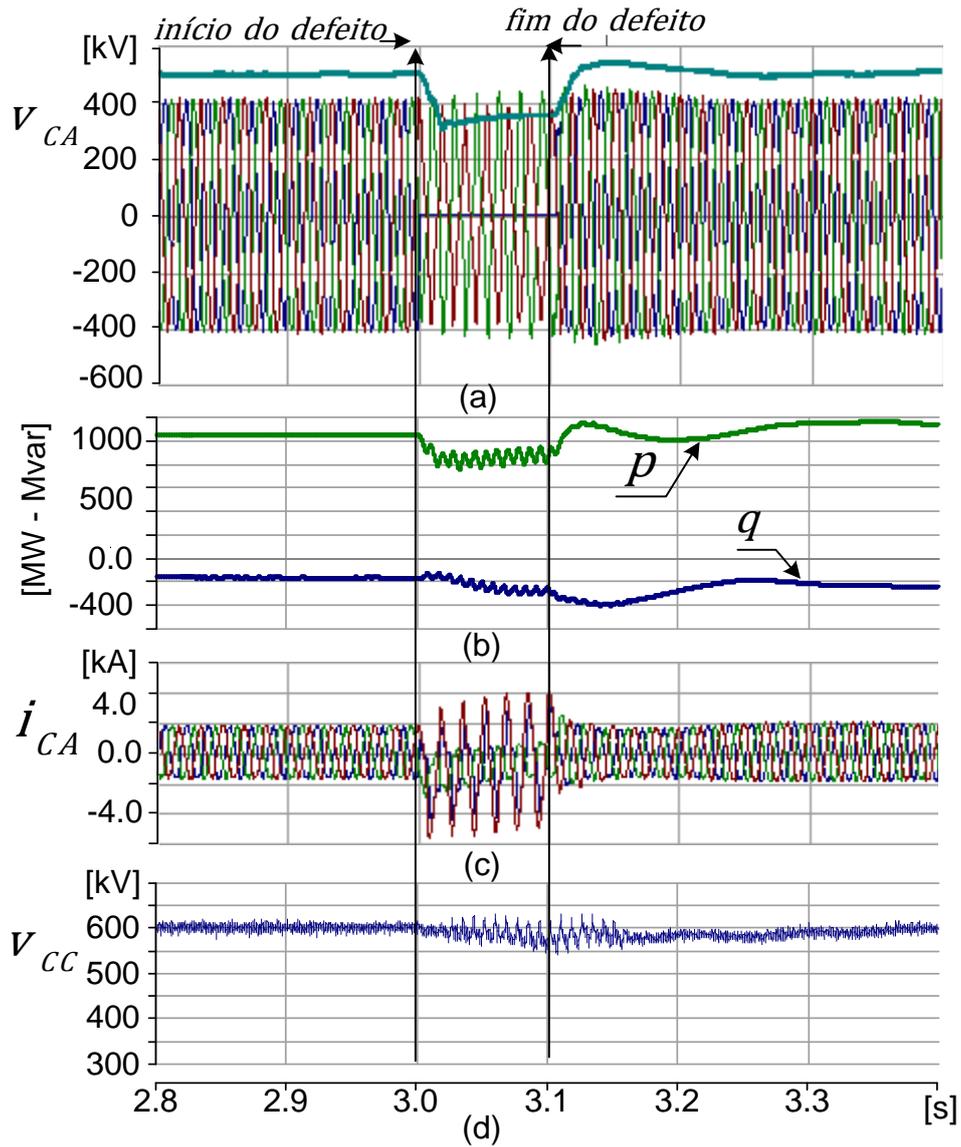


Figura 5.9: Resultados durante o curto-circuito franco monofásico no lado do retificador: (a) tensão CA no terminal do retificador; (b) potência ativa e reativa no terminal CA do MMC-HVDC; (c) corrente no lado CA, lado do retificador; (d) tensão no elo CC.

para tempo próximo a 3 s, com uma duração de 100 ms. Nessa figura mostra-se as correntes e tensões dos lados CA e CC.

A Figura 5.12 mostra, para o mesmo caso mostrado na Figura 5.11, a tensão no capacitor dos SMs, corrente no braço e a corrente $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$.

Dos resultados, detalha-se os seguintes pontos.

1. Nas Figuras 5.11 e 5.12 mostram-se os resultados das tensões e correntes no lado CC e CA e também as potências ativa e reativa antes, durante e depois do defeito trifásico franco. A Figura 5.11(a) mostra a tensão instantânea fase-neutro e o valor RMS coletivo da tensão CA. Neste caso, a simulação foi por tempo maior devido ao fato de que as tensões e correntes voltam ao normal

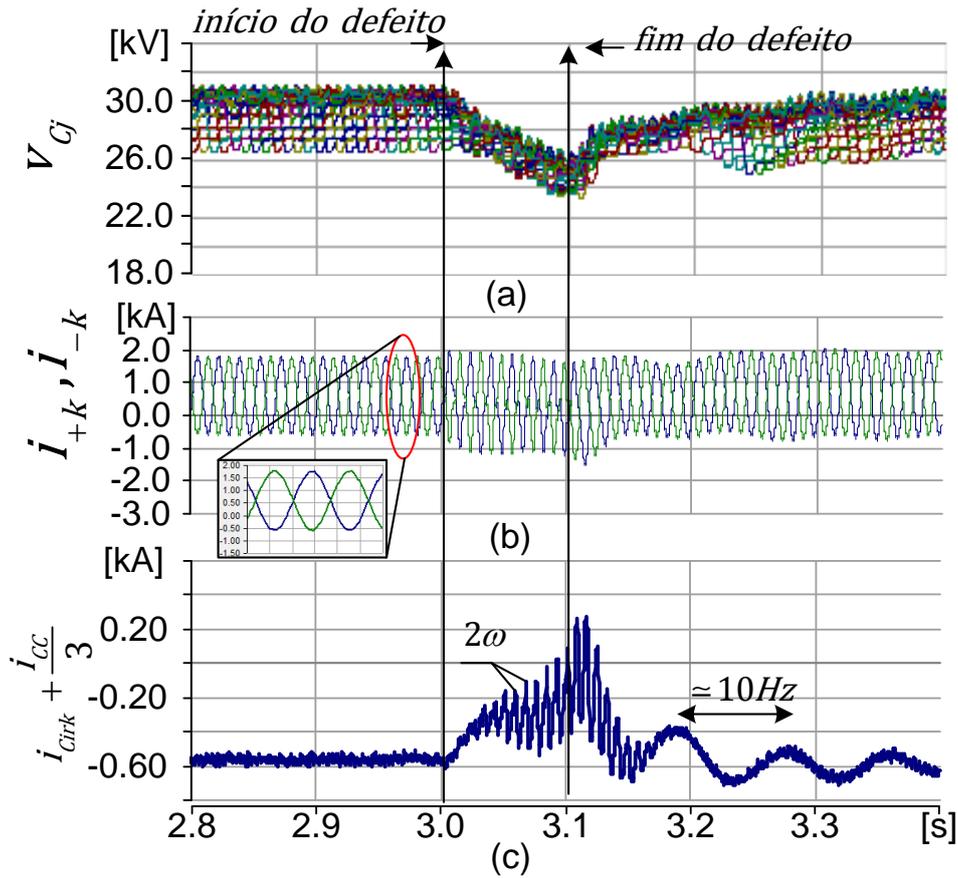


Figura 5.10: Resultados durante o curto-circuito franco monofásico no lado do retificador: (a) tensão no capacitor dos SMs do braço superior e inferior; (b) corrente no braço superior e inferior da fase a do MMC e (c) corrente circulante $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$.

depois de alguns segundos.

2. Durante o defeito trifásico a potência ativa reduz-se próximo a zero, a corrente pelo elo aumenta e a tensão no elo CC se reduz conforme mostrado nas Figuras 5.11(b), (c) e (d).
3. Durante o defeito, a tensão nos capacitores dos SMs se reduzem, conforme a Figura 5.12(a) e voltam ao normal após 2 segundos aproximadamente. A corrente $\frac{i_{CC}}{3}$ oscila durante o defeito e depois ela volta ao normal, conforme pode-se observar na Figura 5.12(c).

5.1.4 Defeito monofásico no lado do inversor

A Figura 5.13 mostra os resultados durante o curto-circuito monofásico. Esta figura mostra as tensões e correntes CA e CC e as potências ativa e reativa.

O defeito de curto-circuito monofásico franco é aplicado no lado do inversor. O curto-circuito inicia para um tempo próximo a 3 s e dura 100 ms. Neste caso,

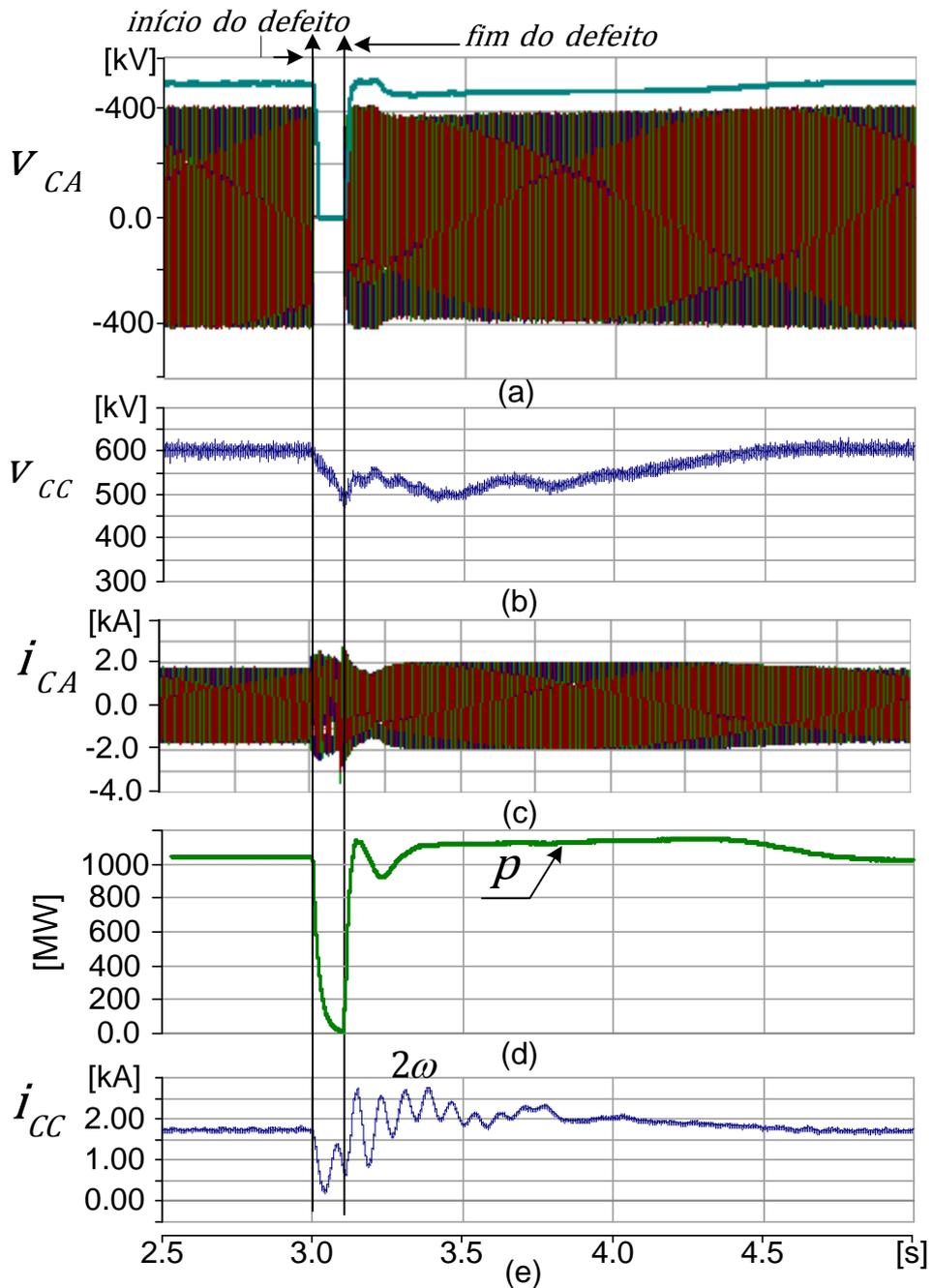


Figura 5.11: Resultados durante o curto-circuito franco trifásico no lado do retificador: (a) tensão CA nos terminais do lado do retificador; (b) Tensão no elo CC v_{CC} ; (c) corrente CA no lado do retificador; (d) potência ativa no lado CA do lado do retificador; (e) corrente i_{CC} .

o curto-circuito é mantido por esse tempo a fim de mostrar o desempenho dos conversores.

A Figura 5.14 mostra os resultados para o mesmo caso anterior mostrado na Figura 5.13. Neste caso, mostra-se a tensão no capacitor dos SMs, correntes no braço superior e inferior e corrente $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$.

Os seguintes comentários são ressaltados a partir dos resultados obtidos.

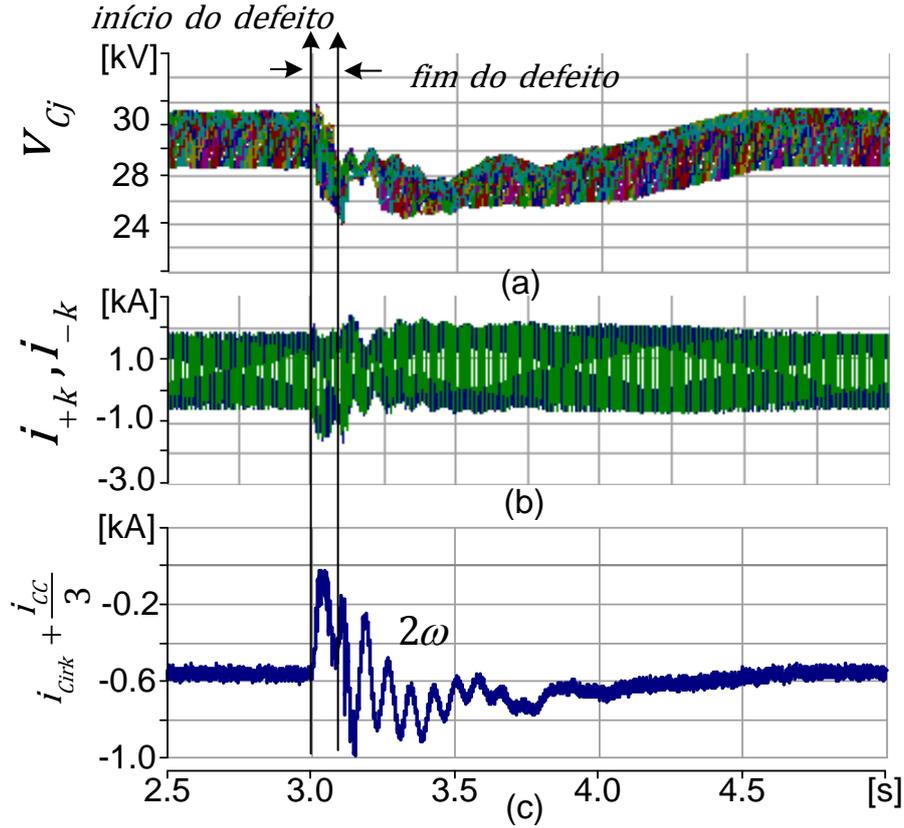


Figura 5.12: Resultados durante o curto-circuito franco trifásico no lado do retificador: (a) tensão no capacitor dos SMs do braço superior e inferior; (b) corrente no braço superior e inferior da fase a do MMC e (c) corrente circulante praticamente nula e corrente constante pela perna no MMC $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$.

1. Nas Figuras 5.13 e 5.14 mostram-se os resultados das tensões e correntes no lado CC e CA e também as potências ativa e reativa antes, durante e depois do defeito monofásico franco. A Figura 5.13(a) mostra a tensão instantânea fase-neutro e o valor RMS coletivo dessas tensões.
2. Durante o defeito, a potência ativa reduz-se próximo a zero, a tensão no elo CC aumenta (contrário ao caso do defeito no lado do retificador) conforme mostrado nas Figuras 5.14(b), (c) e (d);
3. Durante o defeito, a tensão nos capacitores dos SMs aumentam, conforme a Figura 5.14(a) e voltam ao normal em menos de 1 s. A corrente $\frac{i_{CC}}{3}$ reduz-se durante o defeito, depois ela oscila em 2ω por alguns segundos e depois amortece (Vide Figura 5.12(c)).

5.1.5 Defeito trifásico no lado do inversor

A Figura 5.15 mostra os resultados durante o curto-circuito trifásico franco no lado do inversor do HVDC BTB com MMC.

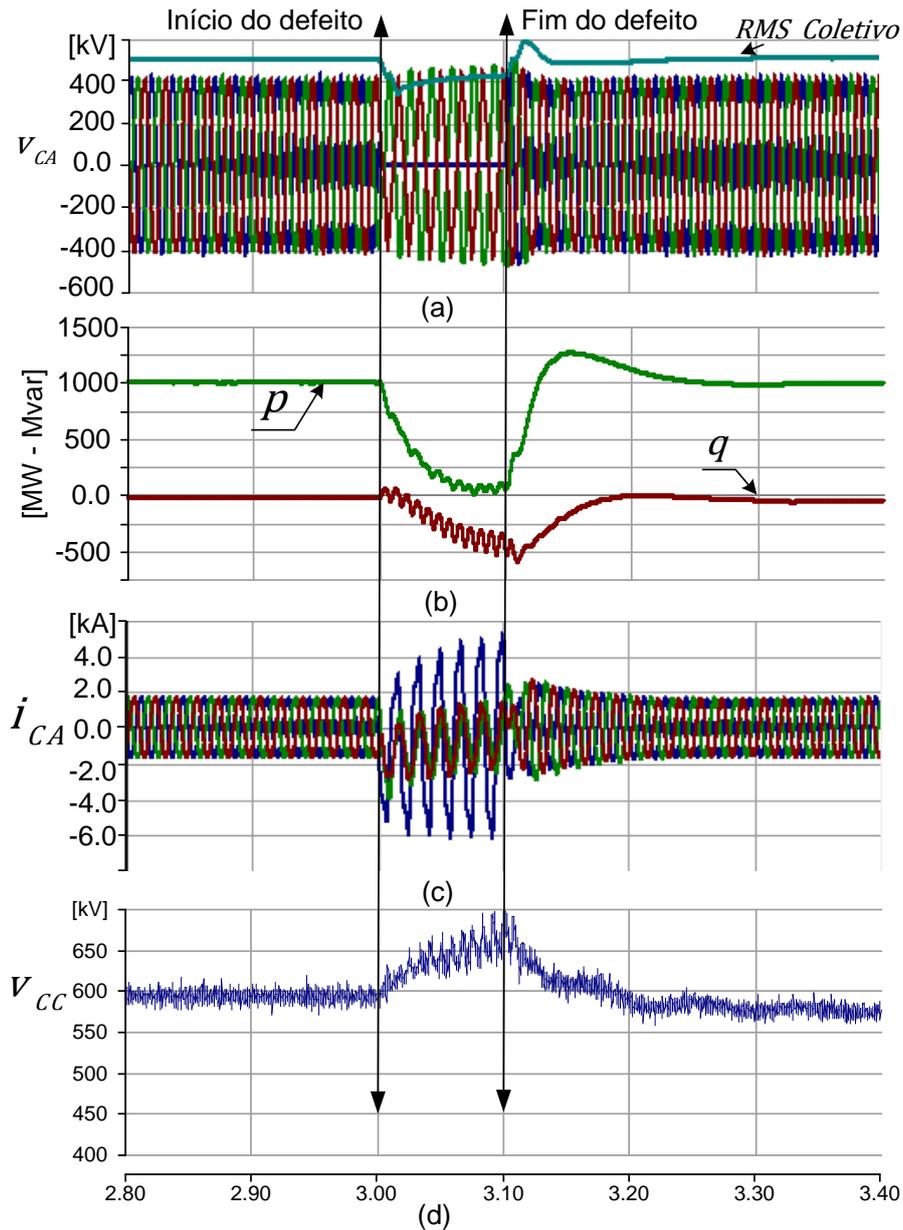


Figura 5.13: Resultados durante o curto-circuito franco monofásico no lado do inversor: (a) tensão CA no terminal do inversor e o valor RMS coletivo da tensão CA; (b) potência ativa e reativa no terminal CA do HVDC BTB com MMC; (c) corrente no lado CA do lado do inversor; (d) tensão no elo CC.

O defeito acontece para tempo próximo a 3 s, e dura 100 ms. Nessa figura mostra-se as correntes e tensões dos lados CA e CC.

A Figura 5.16 mostra os resultados para o mesmo caso mostrado na Figura 5.15. Nesta figura mostra-se a tensão no capacitor dos SMs da perna, corrente no braço superior e inferior e a corrente $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$.

Ressalta-se os seguintes comentários para este caso de curto-circuito trifásico franco no lado CA do inversor.

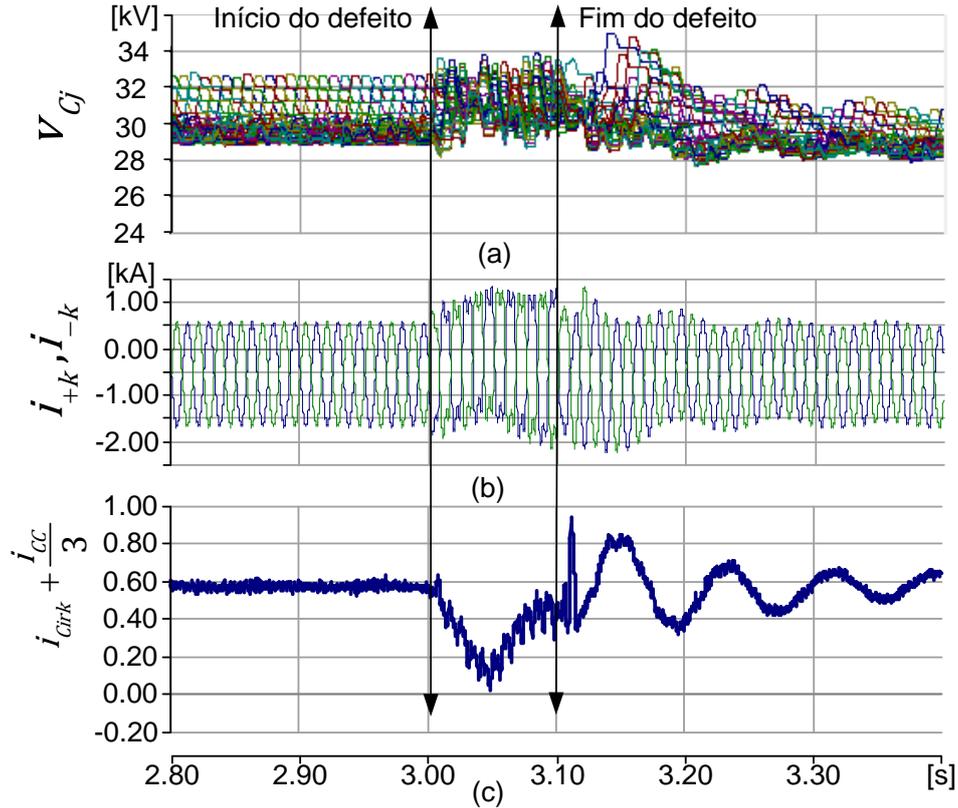


Figura 5.14: Resultados durante o curto-circuito franco monofásico no lado do inversor: (a) tensão no capacitor dos SMs do braço superior e inferior; (b) corrente no braço superior i_{+k} e inferior i_{-k} da fase a do MMC e (c) corrente $i_{CC} + \frac{i_{Cirk}}{3}$.

1. Nas Figuras 5.15 e 5.16 mostram-se os resultados das tensões e correntes no lado CC e CA e também as potências ativa e reativa antes, durante e depois do defeito trifásico franco no lado do inversor. A Figura 5.15(a) mostra a tensão instantânea fase-neutro e o valor RMS coletivo.
2. Durante o defeito trifásico a potência ativa reduz-se até um valor negativo por efeito da descarga instantânea dos capacitores, invertendo instantaneamente o fluxo. A tensão no elo CC aumenta durante o curto-circuito e depois volta oscilando também em 2ω conforme mostrado nas Figuras 5.15(b), (c) e (d).
3. Durante o defeito, a tensão no capacitor dos SMs aumenta, conforme a Figura 5.16(a) e após o defeito voltam ao normal em menos de 1 s aproximadamente. A corrente $\frac{i_{CC}}{3}$ reduz-se durante o defeito e oscila em 2ω depois do defeito voltando ao normal em menos de 1 s (Vide Figura 5.16(c)).

5.1.6 Discussão de resultados

Conforme os resultados e como é de se esperar, durante o curto-circuito monofásico e trifásico no lado retificador do HVDC BTB com MMC, o comportamento da

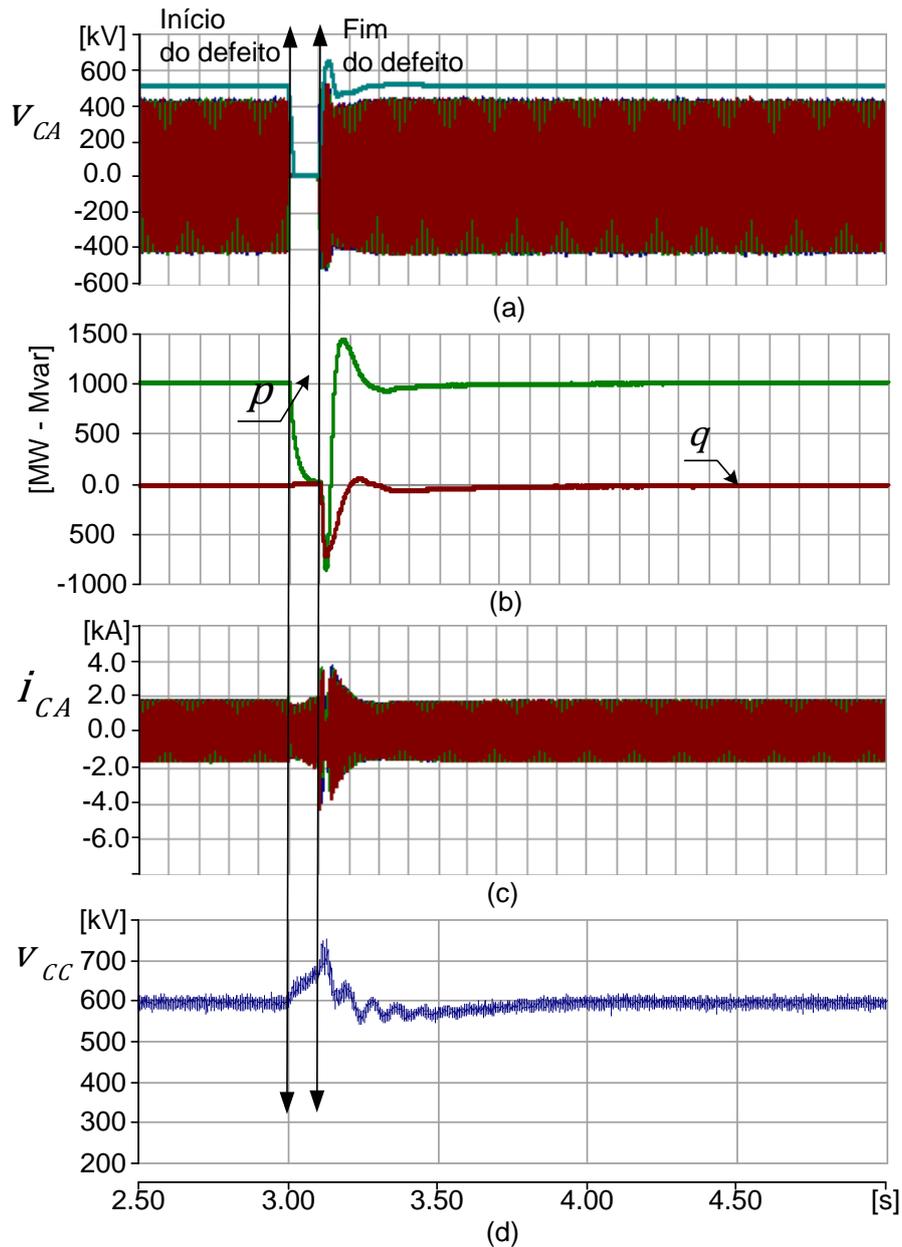


Figura 5.15: Resultados durante o curto-circuito franco trifásico no lado do inversor: (a) tensão CA nos terminais do lado do inversor e o valor RMS coletivo; (b) Tensão no elo CC v_{CC} ; (c) corrente CA no lado do inversor; (d) potência ativa no lado CA do lado do inversor; (e) corrente i_{CC} .

tensão no elo CC e nos capacitores são opostas aos resultados obtidos das mesmas contingências no lado do inversor. Quando o defeito é do lado do inversor, essas tensões aumentam e quando é do lado retificador elas se reduzem.

Por outro lado, depois desses defeitos, as correntes circulantes em 2ω aparece e são amortecidas logo depois por efeito do controle da corrente circulante.

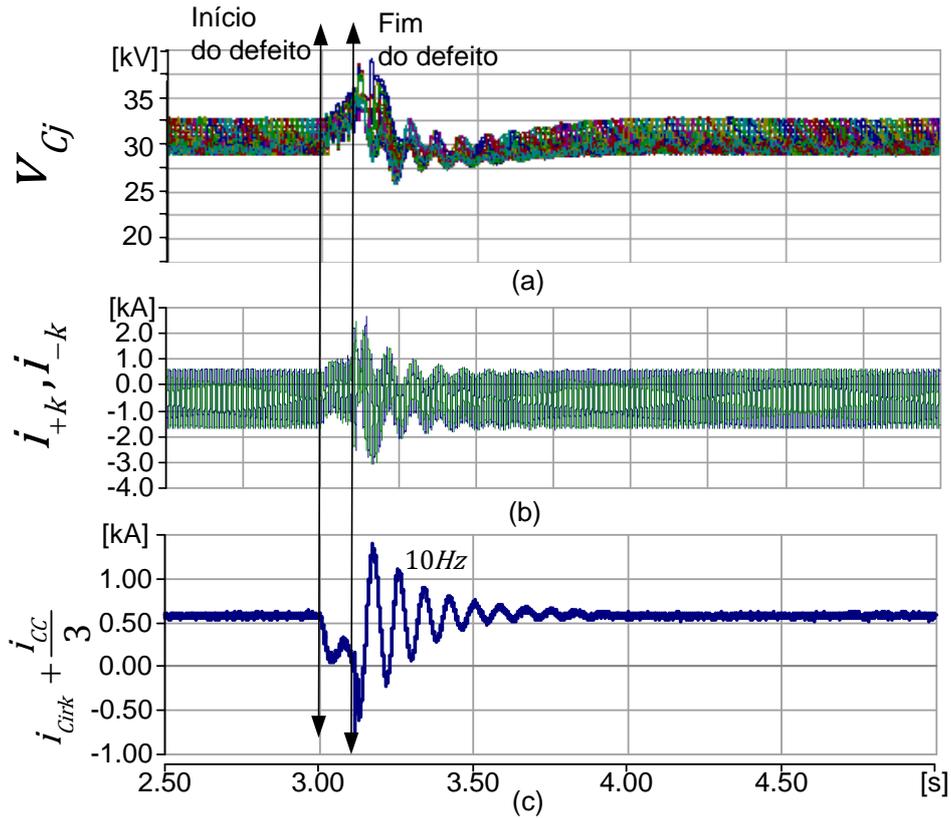


Figura 5.16: Resultados durante o curto-circuito franco trifásico no lado do inversor: (a) tensão no capacitor dos SMs do braço superior e inferior; (b) corrente no braço superior e inferior da fase a do MMC e (c) corrente pela perna do MMC $i_{Circ} + \frac{i_{CC}}{3}$.

5.2 Transmissão CA Segmentada: Exemplo 1

Na Figura 5.17 é mostrada a interligação entre o SEP-1 e o SEP-2 através de uma linha de transmissão (LT) CA de 350 km em 500 kV segmentada por um sistema HVDC BTB com MMC.

A transmissão CA segmentada é uma nova proposta de transmissão a longa distância apresentada pelo Professor Alquíndar Pedroso da COPPE e detalhada nos capítulos 4 e 9 do livro “Alternativas não convencionais de nova Transmissão de Energia Elétrica - Meia onda e Transmissão CA Segmentada” [84]. Neste seção, a maneira de exemplo, foi testado o HVDC BTB com MMC para segmentar uma LT.

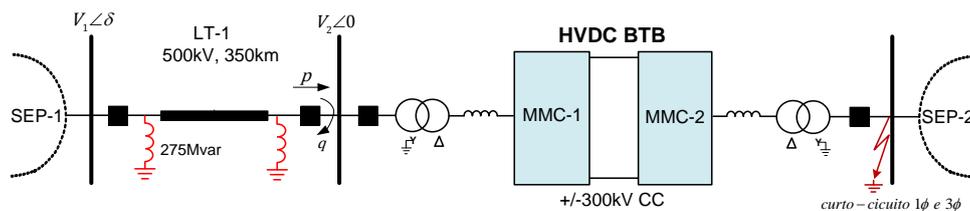


Figura 5.17: Sistema de Transmissão CA Segmentada através do HVDC BTB com MMC, exemplo 1.

O fluxo de potência do sistema mostrado nessa figura corresponde a uma região definida pela intersecção das curvas de potências do HVDC BTB com MMC e o sistema de transmissão. Estes pontos definidos pelo $p+jq$ corresponde à potência de entrada CA no conversor e ao mesmo tempo a potência entregue pelo sistema de transmissão no terminal CA do MMC. A impedância da linha de transmissão (LT) é dada por $Z_L \angle \theta = R_L + jX_L$ e a admitância *shunt* por B_L . A potência entregue pela LT ao conversor é dada por:

$$p = \frac{V_1 V_2}{Z_L} \sin \left(\delta + \frac{\pi}{2} - \theta \right) - \frac{V_2^2}{Z_L^2} R_L, \quad (5.2)$$

e

$$q = \frac{V_1 V_2}{Z_L} \cos \left(\delta + \frac{\pi}{2} - \theta \right) - \frac{V_2^2}{Z_L^2} X_L + V_2^2 B, \quad (5.3)$$

onde V_1 e V_2 são as tensões nos terminais da LT conforme mostrado na Figura 5.17.

As relações mostradas em (5.2) e (5.3) são as equações paramétricas de um círculo de raio $\frac{V_1 V_2}{Z_L}$, com centro definido pelo ponto $(-\frac{V_2^2}{Z_L^2} R_L, -\frac{V_2^2}{Z_L^2} X_L + V_2^2 B)$ no plano PQ mostrado na Figura 5.18.

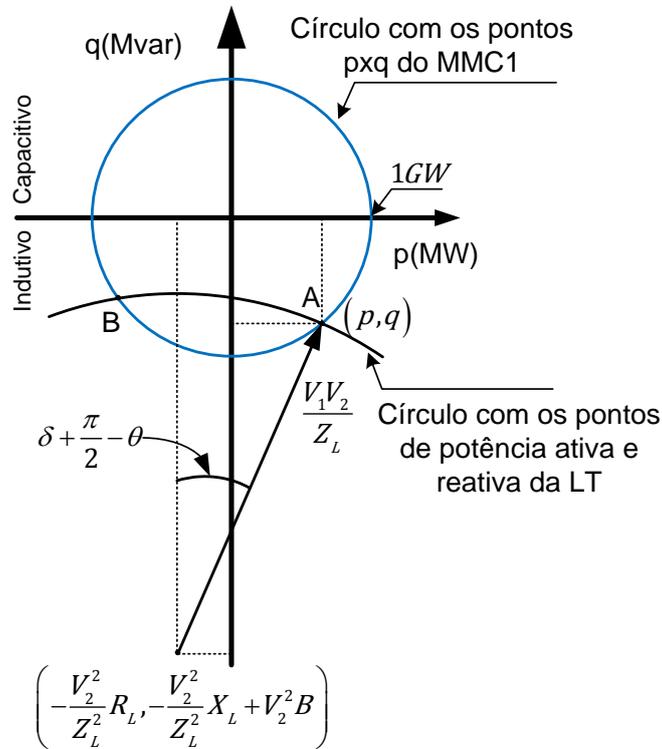


Figura 5.18: Região de operação da linha segmentada ($p \geq 0$).

Na Figura 5.18 pode-se observar que o ponto A corresponde à intersecção entre as

curvas que representam as potências no plano PxQ do conversor MMC-1 (acima) e da linha de transmissão (em baixo). Nesse ponto A, o MMC-1 opera como inversor, com potência reativa indutiva a fim de compensar o efeito capacitivo da LT. Entretanto, o ponto B indica o ponto de operação do MMC1 como retificador.

5.2.1 Defeito Monofásico no Terminal do MMC 2

A Figura 5.19 mostra os resultados durante o curto-circuito monofásico.

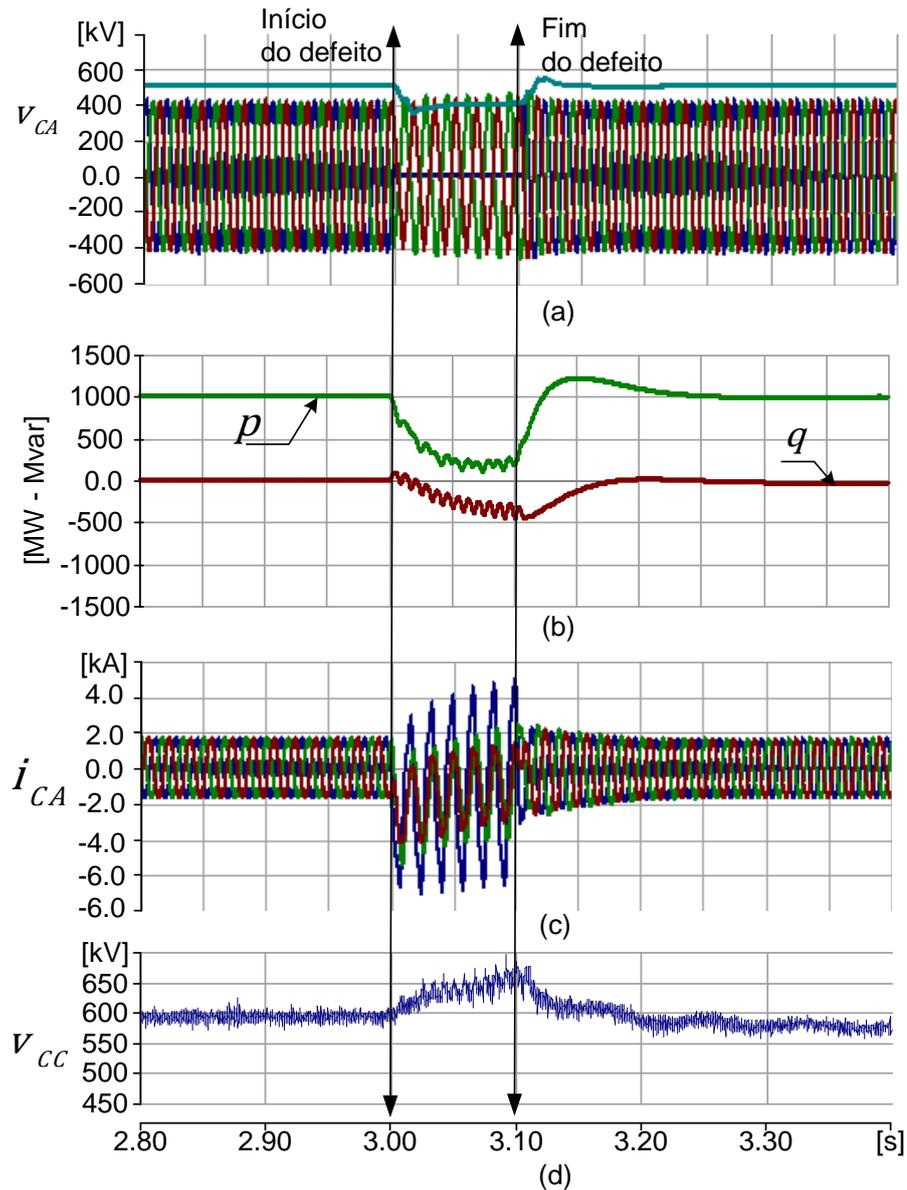


Figura 5.19: Resultados durante o curto-circuito franco monofásico no lado do inversor: (a) tensão CA no terminal do inversor; (b) potência ativa e reativa no terminal CA do HVDC BTB com MMC; (c) corrente no lado CA, lado do inversor; (d) tensão no elo CC.

Esta figura mostra as tensões e correntes CA, a tensão CC e as potências ativa

e reativa. O curto-circuito monofásico franco é aplicado lado terminal do MMC-2. O curto-circuito inicia no tempo próximo a 3 s e dura 100 ms. O curto-circuito é mantido a fim de mostrar o desempenho do sistema em análise.

A Figura 5.20 mostra os resultados para o mesmo caso anterior mostrado na Figura 5.19. Mostra-se a tensão no capacitor dos SMs, corrente no braço superior e inferior e a corrente $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$.

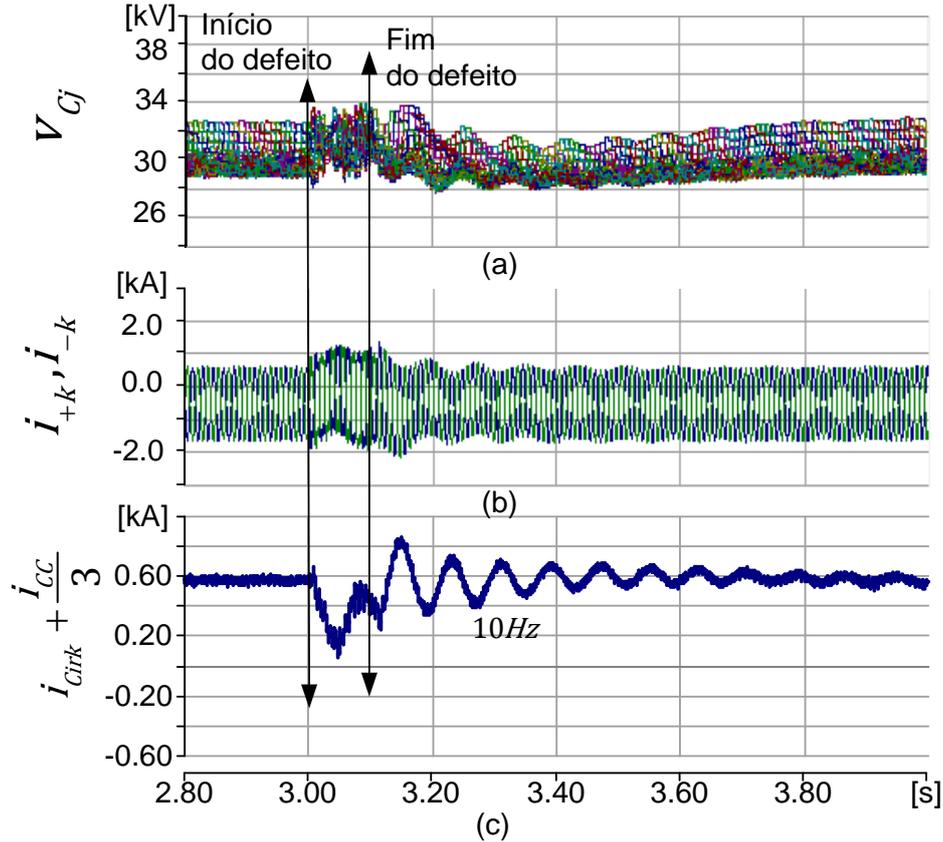


Figura 5.20: Resultados durante o curto-circuito franco monofásico no lado do inversor: (a) tensão no capacitor dos SMs do braço superior e inferior; (b) corrente no braço superior e inferior da fase *a* do MMC e (c) corrente $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$.

A partir dos resultados, pode-se resumir os seguintes pontos.

1. Nas Figuras 5.19 e 5.20 mostram-se os resultados das tensões e correntes no lado CA, CC e também as potências ativa e reativa antes, durante e depois do defeito monofásico franco no lado inversor. A Figura 5.19(a) mostra a tensão instantânea fase-neutro e o valor RMS coletivo.
2. Durante o defeito monofásico a potência ativa reduz-se quase a zero, a tensão no elo CC aumenta durante o curto-circuito e depois volta ao normal, conforme mostrado nas Figuras 5.19(b), (c) e (d).
3. Durante o defeito, a tensão no capacitor dos SMs incrementa e após o defeito

ela volta em menos de 1 s ao valor de regime permanente, conforme a Figura 5.20(a). A corrente $\frac{i_{CC}}{3}$ reduz-se durante o defeito e oscila em 2ω depois do defeito voltando ao normal em menos de 1 s (Vide Figura 5.20(c)).

5.2.2 Defeito Trifásico no Inversor, Terminal MMC 2

A Figura 5.21 mostra os resultados durante o curto-circuito trifásico franco no lado do inversor.

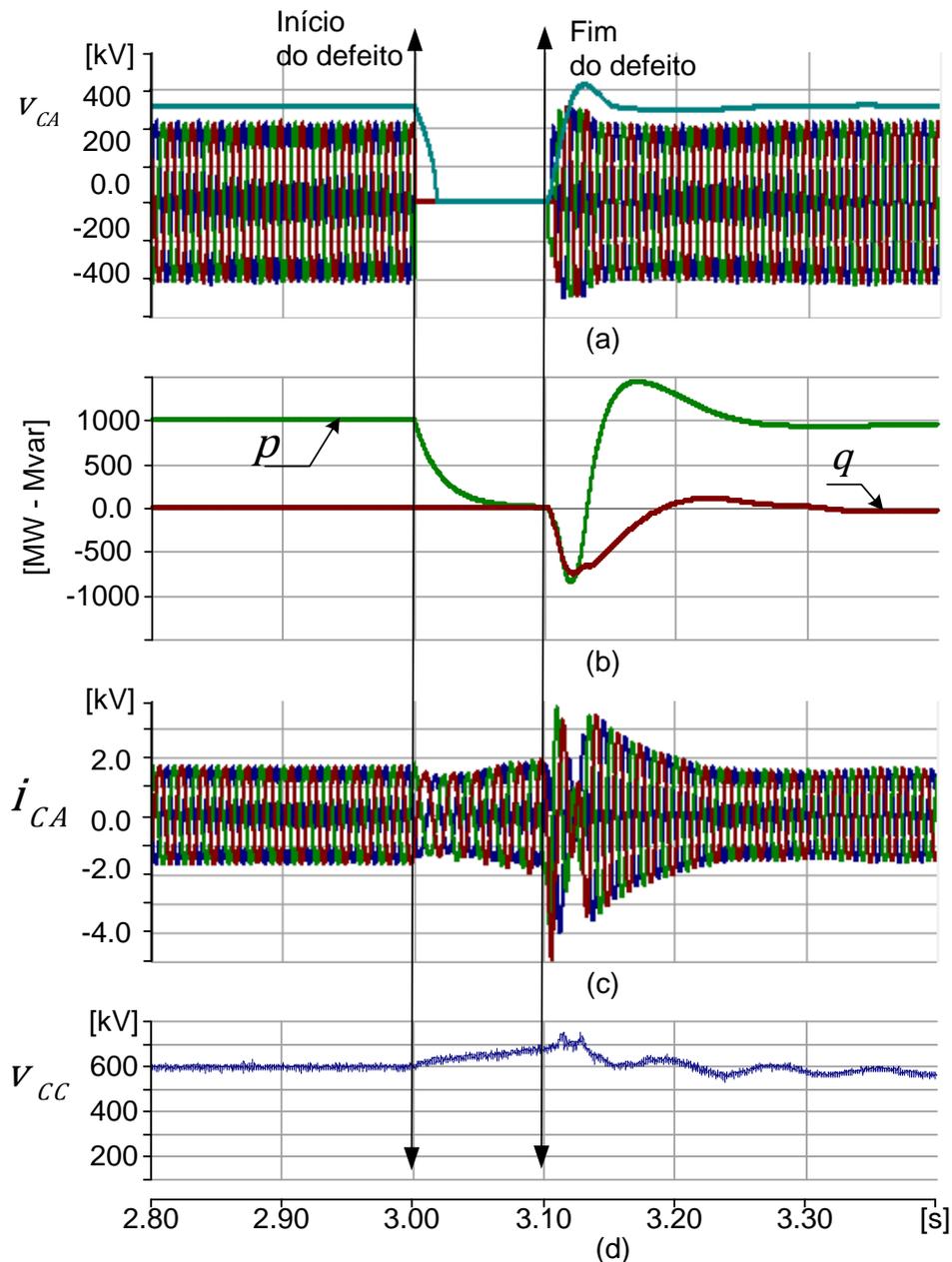


Figura 5.21: Resultados durante o curto-circuito franco trifásico no fim da LT, terminal CA do MMC 1: (a) tensão CA nos terminais do MMC 1; (b) potência ativa e reativa no lado CA do MMC 1; (c) corrente CA e (d) corrente i_{CC} .

O defeito acontece para o tempo próximo a 3 s, durante 100 ms. Nessa figura mostra-se as correntes e tensões dos lados CA e CC.

A Figura 5.22 mostra os resultados para o mesmo caso mostrado na Figura 5.21. Nesta figura mostra-se a tensão no capacitor dos SMs, corrente no braço superior e inferior e a corrente $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$.

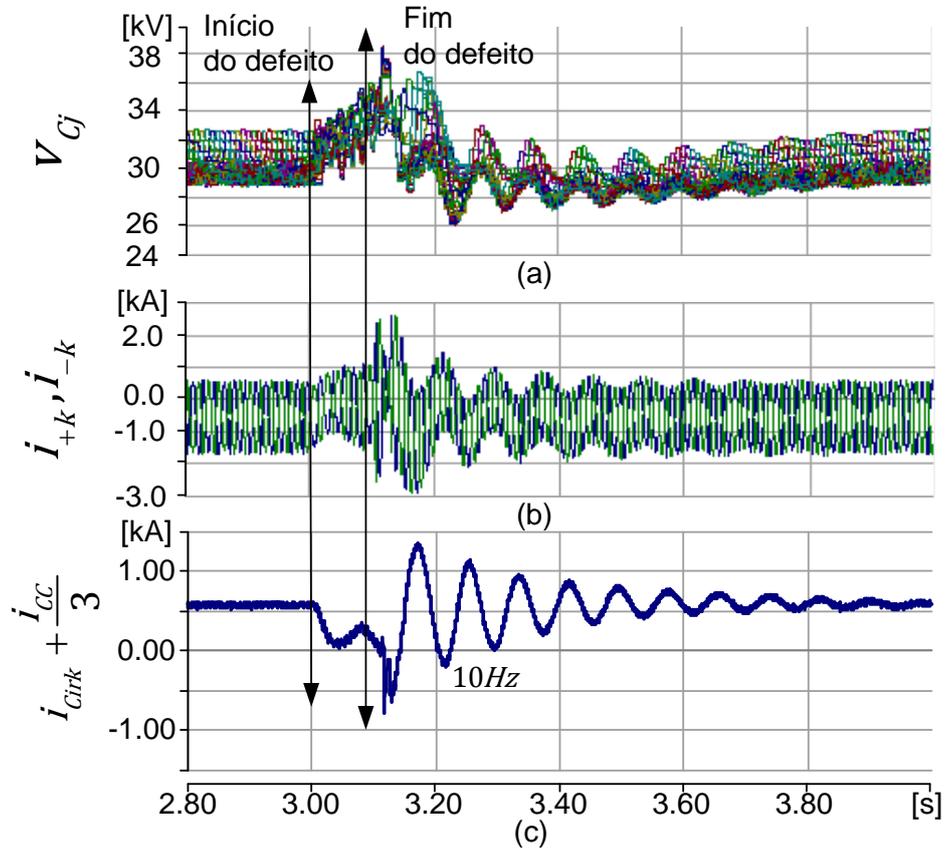


Figura 5.22: Resultados durante o curto-circuito franco trifásico lado do inversor: (a) tensão no capacitor dos SMs do braço superior e inferior; (b) corrente no braço superior e inferior da fase a do MMC e (c) corrente circulante e corrente constante pela perna no MMC $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$.

A partir dos resultados, pode-se resumir os seguintes pontos.

1. Nas Figuras 5.21 e 5.22 mostram-se os resultados das tensões e correntes no lado CA, CC e também as potências ativa e reativa antes, durante e depois do defeito trifásico franco no inversor. A Figura 5.21(a) mostra a tensão instantânea fase-neutro e o valor RMS coletivo da tensão CA.
2. Durante o defeito trifásico, a potência ativa reduz-se a perto de zero, a tensão no elo CC aumenta durante o curto-circuito e depois volta ao normal, conforme mostrado nas Figuras 5.19(b), (c) e (d);
3. Durante o defeito, a tensão no capacitor dos SMs incrementa e após o defeito ela volta em menos de 1s ao valor de regime permanente, conforme a Figura

5.22(a). A corrente $\frac{i_{CC}}{3}$ reduz-se durante o defeito e oscila em 2ω depois do defeito voltando ao normal em menos de 1s (Vide Figura 5.22(c)).

5.3 Transmissão CA Segmentada: Exemplo 2

A Figura 5.23 apresenta o sistema HVDC BTB com MMC que segmenta uma LT em duas partes de 350 km em 500 kV para interligar o SEP-1 e o SEP-2. Neste exemplo, a potência transferida pelo HVDC BTB com MMC é de 500MW. Conforme mostrado nesta figura, o ponto em que são aplicados os defeitos é no fim da linha, lado terminal do conversor inversor, pois o fluxo é do SEP-1 para o SEP-2.

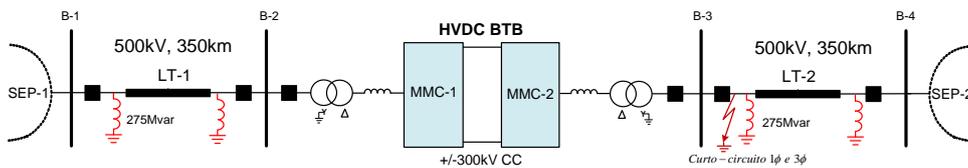


Figura 5.23: Sistema de Transmissão Segmentada através do HVDC BTB com MMC, exemplo 2.

5.3.1 Defeito monofásico no terminal do inversor

A Figura 5.24 mostra os resultados durante o curto-circuito monofásico. Esta figura mostra as tensões e correntes CA e CC e as potências ativa e reativa. O curto inicia no tempo próximo a 3 s e dura 100 ms. Neste caso o curto-circuito é mantido a fim de mostrar o desempenho do sistema de transmissão segmentado.

A Figura 5.25 mostra os resultados para o mesmo caso da Figura 5.24. Mostra-se a tensão no capacitor dos SMs, corrente no braço superior e inferior e a corrente $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$.

A partir dos resultados, pode-se resumir os seguintes pontos.

1. Nas Figuras 5.24 e 5.25 mostram-se os resultados das tensões e correntes no lado CA, CC e também as potências ativa e reativa antes, durante e depois do defeito monofásico franco início da LT. A Figura 5.24(a) mostra a tensão instantânea fase-neutro e o valor RMS coletivo.
2. Durante o defeito monofásico a potência ativa reduz-se até um valor negativo, a tensão no elo CC aumenta durante o curto-circuito e depois volta ao normal, conforme mostrado nas Figuras 5.24(b), (c) e (d).
3. Durante o defeito, a tensão no capacitor dos SMs incrementa e após o defeito ela volta em menos de 1 s ao valor de regime permanente, conforme mostra

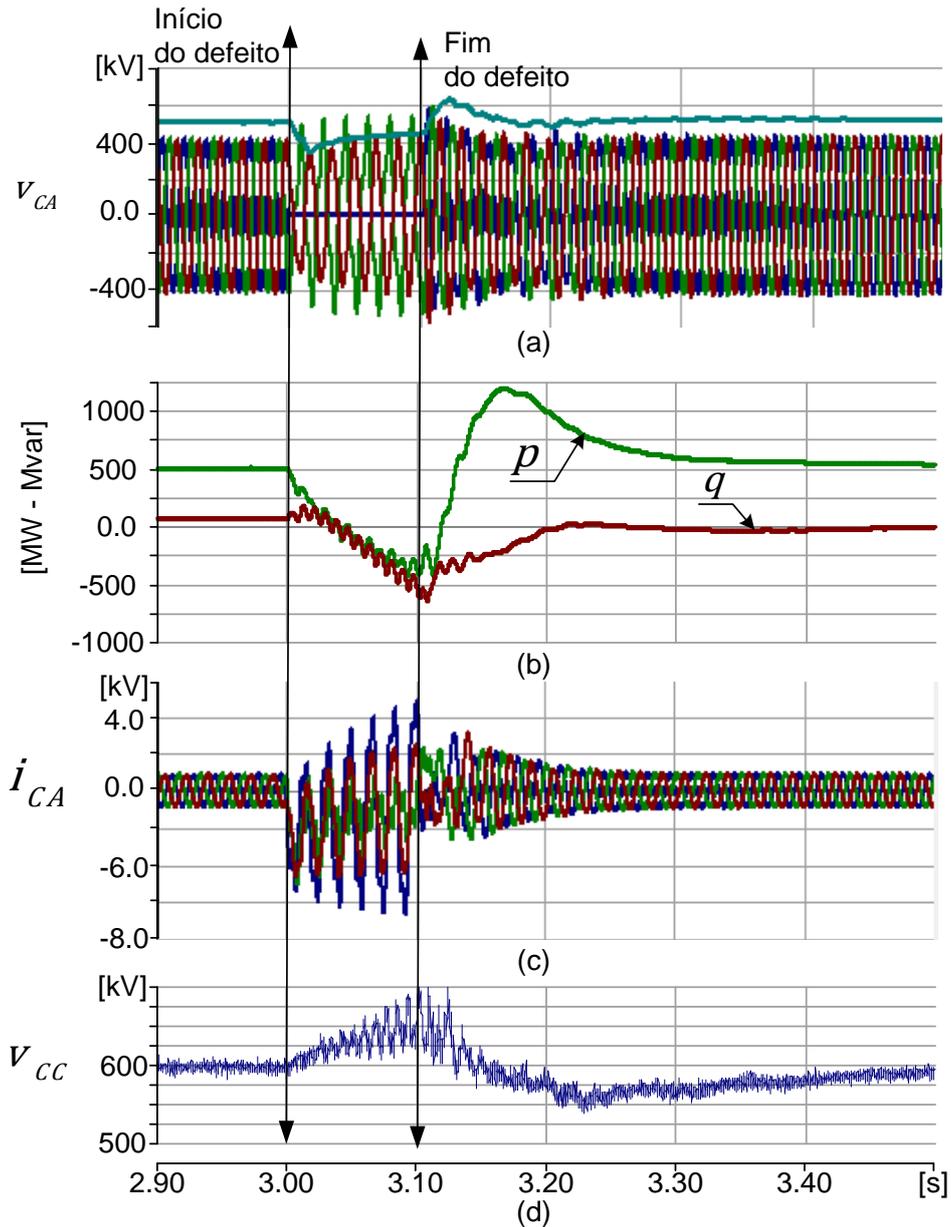


Figura 5.24: Resultados durante o curto-circuito franco monofásico no lado do inversor: (a) tensão CA no terminal do inversor e o valor RMS coletivo da tensão CA; (b) potência ativa e reativa no terminal CA, lado do inversor do HVDC BTB com MMC; (c) corrente CA no lado do inversor; (d) tensão no elo CC.

a Figura 5.25(a). A corrente $\frac{i_{CC}}{3}$ reduz-se durante o defeito e oscila em 2ω depois do defeito voltando ao normal em menos de 1 s (Vide Figura 5.25(c)).

5.3.2 Defeito trifásico no terminal do inversor

A Figura 5.26 mostra os resultados durante o curto-circuito trifásico franco no terminal CA no lado do inversor. O defeito acontece para o tempo próximo a 3 s, durante 100 ms. Nessa figura mostra-se as correntes e tensões dos lados CA e CC.

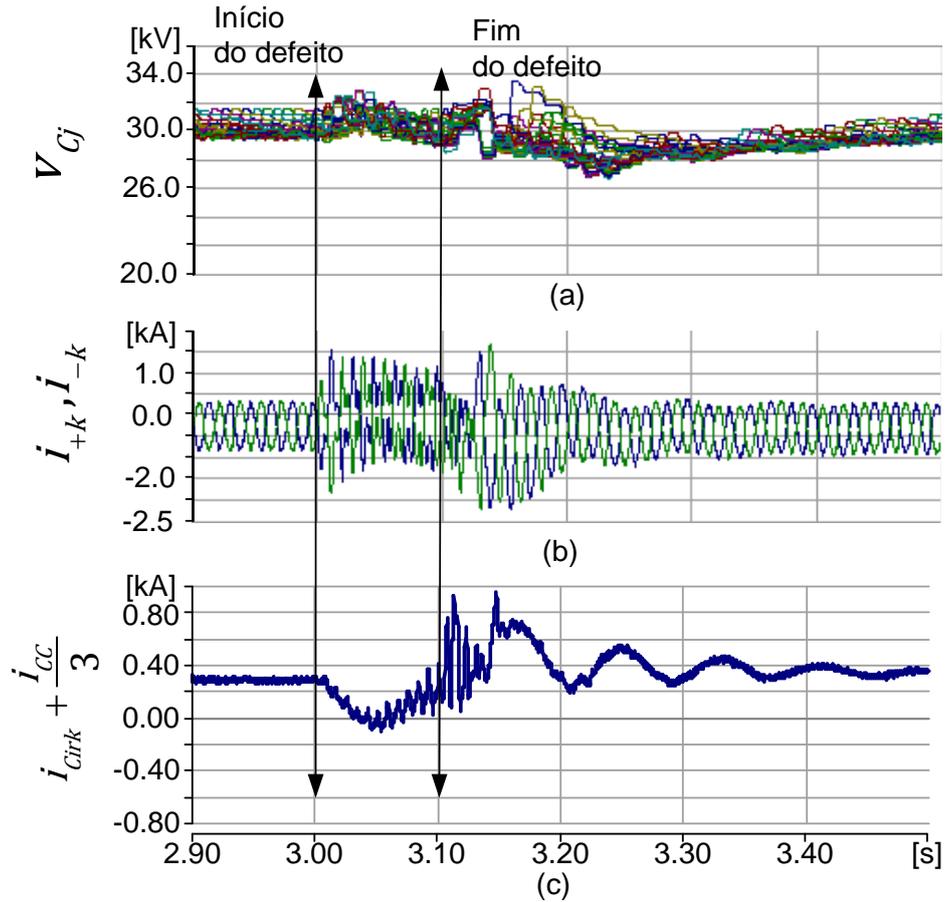


Figura 5.25: Resultados durante o curto-circuito franco monofásico no lado do inversor: (a) tensão no capacitor dos SMs do braço superior e inferior; (b) corrente no braço superior e inferior da fase a do MMC e (c) corrente $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$.

A Figura 5.27 mostra os resultados para o mesmo caso mostrado na Figura 5.26. Nesta figura mostra-se a tensão no capacitor dos SMs, corrente no braço e a corrente $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$.

A partir dos resultados, pode-se resumir os seguintes pontos.

1. Nas Figuras 5.26 e 5.27 mostram-se os resultados das tensões e correntes no lado CA, CC e também as potências ativa e reativa antes, durante e depois do defeito trifásico franco no início da LT, do lado do MMC 1. A Figura 5.26(a) mostra a tensão instantânea fase-neutro e o valor RMS coletivo.
2. Durante o defeito trifásico a potência ativa reduz-se até um valor negativo e depois do defeito ela oscila atingindo o valor máximo (um pouco mais da potência nominal do MMC), a tensão no elo CC aumenta durante o curto-circuito e depois oscila antes de voltar ao valor de regime, conforme mostrado nas Figuras 5.26(b), (c) e (d).
3. Durante o defeito, a tensão no capacitor dos SMs incrementa e após o defeito

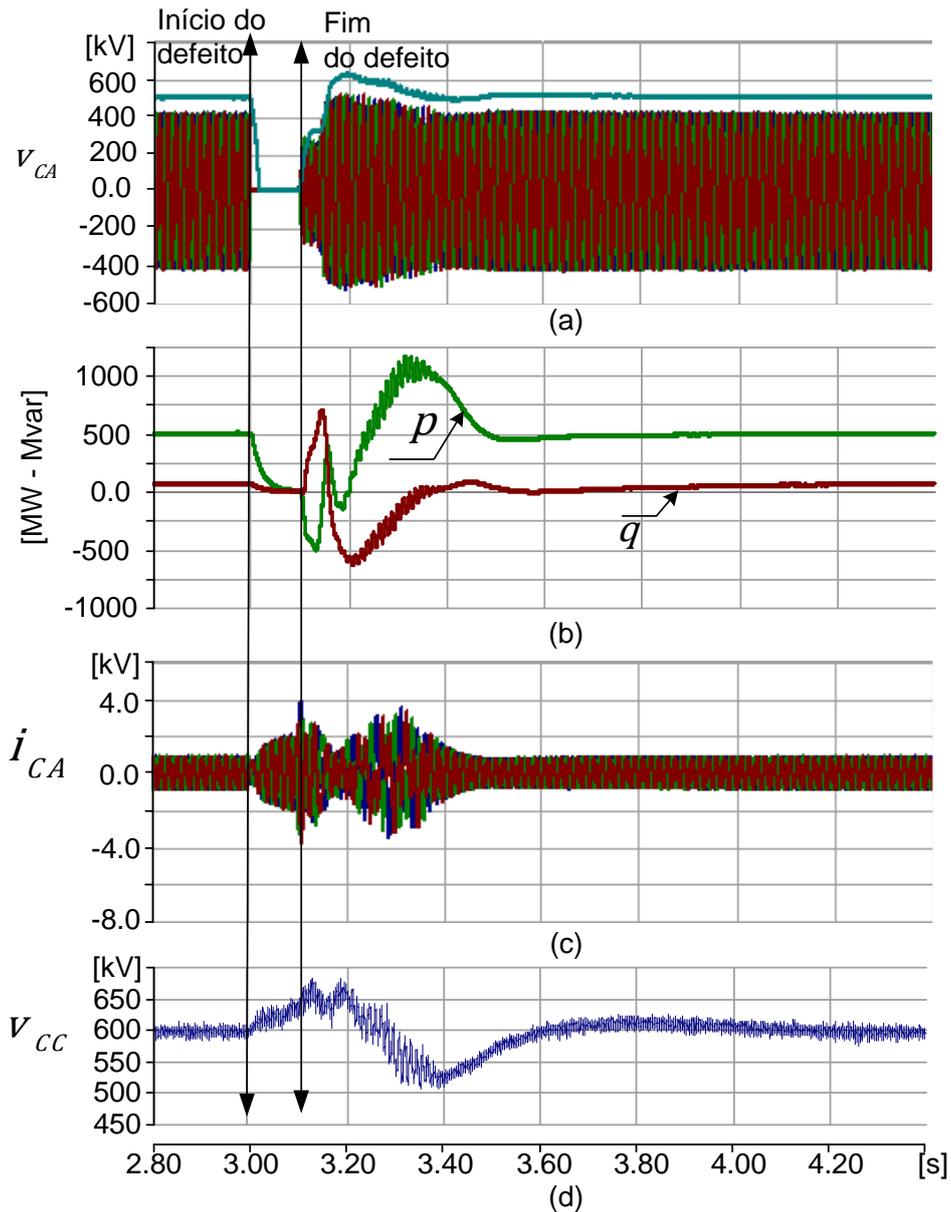


Figura 5.26: Resultados durante o curto-circuito franco trifásico no lado do inversor: (a) tensão CA nos terminais do lado do inversor e o valor RMS coletivo da tensão CA; (b) Tensão no elo CC v_{CC} ; (c) corrente CA no lado do inversor; (d) potência ativa no lado CA do lado do inversor; (e) corrente i_{CC} .

oscila antes de voltar ao valor de regime, conforme a Figura 5.27(a). A corrente $\frac{i_{CC}}{3}$ reduz-se durante o defeito até um valor negativo e volta oscilando em uma frequência não uniforme (Vide Figura 5.27(c)).

5.4 Discussão de Resultados

Dos exemplos 1 e 2 correspondentes à transmissão segmentada, a situação mais crítica é o exemplo 2, pois trata-se de um sistema de transmissão, segmentada em

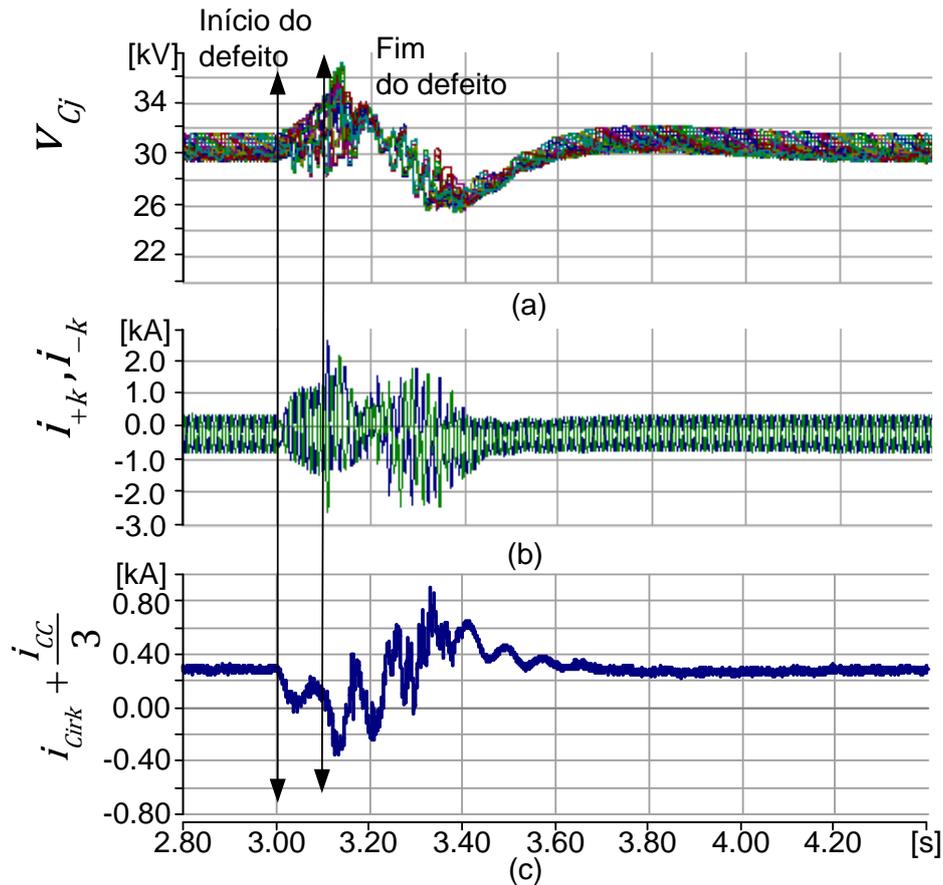


Figura 5.27: Resultados durante o curto-circuito franco trifásico no lado do inversor: (a) tensão no capacitor dos SMs do braço superior e inferior; (b) corrente no braço superior e inferior da fase a do MMC e (c) corrente $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$.

duas partes iguais sem compensação série, resultando limitado à região estável de operação no plano PxQ da transmissão segmentada, conseqüentemente, a transferência de potência é menor à nominal.

5.5 Simulações Complementares do HVDC BTB com MMC modificando a indutância do reator do braço

Com o objetivo de verificar o funcionamento do HVDC-BTB com MMC e o controle da corrente circulante em 2ω para diversos valores da indutância (L) do reator do braço do MMC, a Figura 5.28 mostra a corrente circulante dada por $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$, para $L = 50$ mH, $L = 20$ mH e $L = 10$ mH. Observa-se que a operação do HVDC-BTB com MMC e o controle da corrente circulante em 2ω é independente do valor de L . Não obstante, conforme explicado na última parte do Capítulo 2, o *ripple* da corrente e da tensão no elo CC aumenta para $L = 10$ mH.

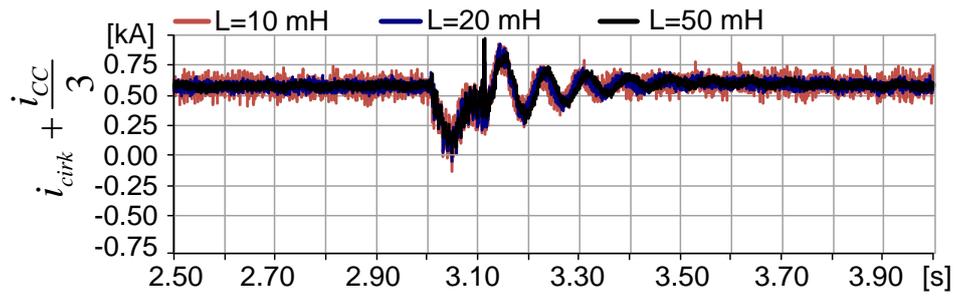


Figura 5.28: Corrente $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$ para o L do reator do braço do MMC igual a 10 mH, 20 mH e 50 mH durante o curto-circuito monofásica no lado do inversor.

Outra característica da corrente no braço dada por $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$ é que esta oscila em cerca de 10 Hz após a eliminação do defeito monofásico ou trifásico. A fim de pesquisar a origem desta oscilação foram feitas simulações para três valores diferentes do ganho proporcional do PI no eixo d e q do laço principal do controle do inversor. O resultado mostra que o aumento o ganho, amortece a oscilação, conforme mostrado na Figura 5.29. Por outro lado, a variação da constante de tempo do integrador modifica a frequência de oscilação. Desta forma, conclui-se que a origem da oscilação da corrente dada por $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$ é o sistema de controle. A Figura 5.29 mostra a corrente $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$ para uma falta trifásica - terra.

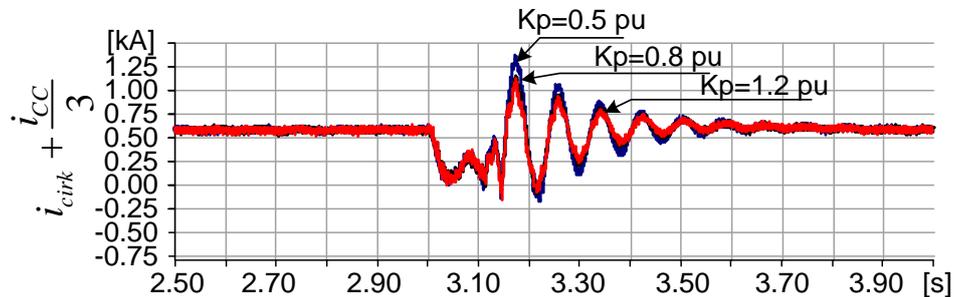


Figura 5.29: Corrente $i_{Cirk} + \frac{i_{CC}}{3}$ durante curto-circuito trifásica-terra no lado do inversor para $k_p=0.5$ pu, $k_p=0.8$ pu e $k_p=1.2$ pu (ganho proporcional dos PIs no laço principal de controle do inversor).

Capítulo 6

Conclusões

6.1 Considerações Finais

Neste trabalho foi estudado o sistema HVDC em BTB com MMC. O MMC é um conversor com topologia recentemente implementada num projeto de transmissão em corrente contínua nos Estados Unidos, como o próprio nome sugere, trata-se de um conversor baseado em múltiplos submódulos (SMs) monofásicos “independentes” das outras fases. Um conjunto de SMs formam um braço do MMC, sendo que, com dois desses braços forma-se cada perna do MMC. Os submódulos dos braços operam de forma sincronizada para gerar ao mesmo tempo a tensão no elo CC e a tensão CA nos respectivos terminais. Os submódulos de uma perna operam de forma sincronizada com os submódulos das outras pernas a fim de gerar as tensões CA similar a um gerador trifásico balanceado.

O submódulo é um conversor meia ponte H composto por dois IGBTs com seus respectivos diodos antiparalelos e um capacitor de corrente contínua. O SM pode operar principalmente em dois modos, o Modo 1, onde o capacitor do SM é inserido no respectivo braço para aumentar a tensão do braço vista pelo lado CC e o Modo 2, onde o capacitor do SM é colocado em *bypass* para reduzir a tensão do mesmo braço. No SM da perna do MMC, a tensão CA multinível é sintetizada variando o número de SMs em Modo 1 de forma sincronizada entre os braços superior e inferior do MMC. Ao mesmo tempo, para gerar a tensão no elo CC do MMC, o número de SMs que operam em Modo 1 deve se manter constante. Como pode-se observar, a topologia do MMC é completamente diferente das topologias de conversores de dois ou três níveis (VSCs convencionais) e apresenta algumas vantagens bem claras diante desses VSCs convencionais. Por exemplo: a tensão CA não precisa ser filtrada, se o número de SM por braço for maior que 21. Ou se tiver, o filtro seria pequeno. O número de SM pode variar facilmente para alterar a tensão ou potência nominal do conversor, daí o nome de “Modular”. As perdas podem ser comparáveis com as

perdas em conversores baseados em tiristores se os SMs forem chaveados à frequência da rede CA. O MMC pode ser aplicado em transmissão de energia na ordem de GW.

A fim de entender o MMC, no Capítulo 2 foi desenvolvida a análise matemática do MMC. No Capítulo 3 foram analisadas as diversas formas de se gerar as ondas de tensão multinível e foi desenvolvido um algoritmo simples para controlar o chaveamento dos SMs em 60 Hz. No Capítulo 4 foi desenvolvido o sistema de controle do HVDC em BTB com MMC. Além disso, foram avaliadas as tensões dos capacitores geradas com chaveamento em alta frequência e em 60 Hz. Em seguida, foi avaliado o impacto do número de SMs no braço na tensão dos capacitores. Por fim, no Capítulo 5 foram mostradas duas aplicações de sistemas HVDC em BTB com MMC.

Desta forma, a seguir são listadas e comentadas as mais importantes conclusões.

1. A corrente CC (i_{CC}) circula pelo circuito formado pelo elo CC e as pernas do MMC. Essa corrente é responsável pela transferência de energia entre o lado CC e CA do MMC. Além disso, essa corrente i_{CC} deve se distribuir nas três pernas em partes iguais.
2. A corrente CA (i_k) circula pelo circuito formado pela rede CA e o braço do MMC, além disso, essa corrente se distribui nos braços superior e inferior em partes iguais.
3. A corrente que circula pelo braço do MMC operando em condições normais tem duas componentes, uma oscilante à frequência fundamental e outra constante (CC). Estas parcelas são, respectivamente, equivalentes à metade da corrente CA de linha e a um terço da corrente pelo elo CC. Ou seja, é a superposição dos itens 1 e 2.
4. No MMC, pode existir uma corrente que circula pelo circuito formado pelas pernas do MMC, e se tiver, esta deve ser eliminada. A frequência predominante dessa corrente chamada de corrente circulante é em 2ω (dobro da frequência da rede), e isto é por efeito da potência oscilante em 2ω que entra em cada uma das pernas do MMC e esse efeito pode ser muito agravado se houver desequilíbrio no sistema trifásico ou no chaveamento.
5. A tensão nos capacitores não é constante e não é igual em todos eles, isso é pela imperfeição e frequência de chaveamento do SM. Considerando o chaveamento dos SMs em alta frequência, além da componente CC, a tensão dos capacitores do braço apresenta outras componentes oscilantes em ω e em 2ω , mas, a soma das tensões dos capacitores do braço superior e inferior oscila apenas em 2ω , pois as componentes em ω se anulam por estarem em fases opostas. Esta parcela oscilante em 2ω , se for controlada, poder ser praticamente eliminada.

6. A topologia do MMC está projetada de tal forma que, vindo dos seus terminais CA, o circuito equivalente fica em estrela com o “neutro” sendo o ponto “0” do elo CC (ponto fictício do elo CC exatamente na metade da tensão CC). Vendo dos terminais CC do MMC, o circuito equivalente é representado por três pernas em paralelo com fontes CC em cada uma delas. A impedância no circuito equivalente CA do MMC é igual à metade da indutância e resistência do braço do MMC. A impedância no circuito equivalente CC do MMC corresponde a uma impedância dada pelo dobro da indutância e resistência do braço do MMC.
7. Para o MMC com número de SMs acima de 20 por braço (21 níveis na tensão fase-neutro) é recomendável a estratégia de chaveamento PWM senoidal com ondas portadoras defasadas com ângulo de fase iguais e com adição de terceiro harmônico, pois conforme os resultados, este tem o melhor desempenho e é simples de implementar. Além disso, a adição do terceiro harmônico na onda senoidal modulante de referência achata os picos da senoide e aumenta a amplitude da tensão de saída, sem aumentar o conteúdo harmônico, pois as componentes de harmônicos introduzidas em cada fase se cancelam numa carga trifásica balanceada.
8. Na prática, o número de SMs por braço é grande, na ordem de 100 SMs, sendo a tensão sintetizada praticamente senoidal, sem harmônicos de baixa ordem, desta forma, a aplicação do SHE-PWM não tem cabimento, tendo em vista a quantidade de níveis na tensão sintetizada.
9. O MMC, por ter SMs de conversores em cada braço, com as pernas operando de forma independente como sistemas monofásicos, a potência (\tilde{p}) oscilante em 2ω está presente em cada perna do MMC, pois ela fica oscilando entre a rede CA e as pernas do MMC. Porém, a soma dessas potências nas três fases da rede é zero. Da mesma forma, no MMC, a soma dessas potências oscilantes nas três pernas é zero, pois, do ponto de vista do terminal CA e o nó “0”, o circuito equivalente CA acaba sendo um sistema CA trifásico conectado em estrela. Mas, olhando apenas uma perna, a partir dos terminais CC do MMC, essa potência oscilante em 2ω pode gerar uma tensão, também oscilante em 2ω , pelo da tensão nos capacitores não serem constantes. Estas tensões em 2ω nas pernas do MMC por sua vez, podem gerar uma corrente circulante apenas entre as pernas, sem ter efeito no elo CC e na rede CA, mas aumentando o *ripple* na tensão nos capacitores e podendo aumentar as perdas no MMC. Portanto, é importante, principalmente no caso de chaveamento dos SMs em 60 Hz, que esta corrente circulante seja eliminada, gerando através de um sistema de controle uma tensão oposta às tensões presentes nas pernas do MMC.

10. Supondo que as tensões nos capacitores sejam constantes, essa potência oscilante em 2ω passa direto pelas pernas do MMC e se cancelam no ponto fictício “0” (barramentos DC do MMC).
11. No MMC, além do sistema de controle convencional utilizado no controle dos conversores de dois ou três níveis, existe um sistema de controle de balanço da tensão no capacitor dos SMs. Nesse controle, o algoritmo para o balanço dessas tensões consiste num processo de escolha do SM apropriado cada vez que for necessário aumentar os SMs operando em Modo 1. Este processo de escolha é feito conforme a tensão no próprio capacitor. O primeiro passo do processo é ordenar de forma crescente ou decrescente os SMs conforme a tensão de seus capacitores. Este ordenamento é realizado uma vez por cada ciclo no caso de chaveamento em 60 Hz e várias vezes no caso de que o chaveamento seja em alta frequência. Para o chaveamento em 60 Hz, uma vez que os SMs ficam ordenados, é definida a sequência em que os SMs passarão a operar em Modo 1 ao longo do ciclo da tensão.
12. Conforme os resultados obtidos nas simulações de contingências com o HVDC em BTB com MMC, pode se concluir que o MMC com os SMs chaveados em 60 Hz podem ter bom desempenho dinâmico. Os testes foram feitos mudando as referências das principais variáveis de controle, como a tensão no elo CC, potência ativa, tensão nos terminais CA e mudança no sentido do fluxo de potência ativa. Da mesma forma, o sistema mostrou-se estável diante de contingências como curto-circuito monofásico e trifásico.
13. Observando as respostas diante das contingências, conclui-se que o mais crítico em termos do comportamento da corrente e tensão, também é no lado do inversor, com isto, o MMC não é diferente das outras topologias aplicadas em sistemas HVDC.
14. A mudança de referência na tensão do elo CC pode ter um impacto significativo no lado CA do MMC, principalmente durante a redução dessa referência. Pois o MMC armazena energia no capacitor de todos os SMs, e diante da redução na referência da tensão no elo CC, uma certa quantidade de energia deverá ser descarregado ao lado CA do MMC. Essa energia pode ter impacto considerável na rede CA, invertendo instantaneamente o sentido do fluxo da potência ativa. No MMC, a constante de inércia é bem maior do que a inércia no VSC convencional.
15. Conforme os resultados de aplicar o HVDC em BTB com MMC em transmissão segmentada, pode-se concluir que a estratégia de controle, com chaveamento

em 60 Hz satisfaz às necessidades de manter balanceada as tensões no capacitor de todos os SMs. Também obteve-se respostas satisfatórias diante de contingências como defeito monofásico e trifásico nos terminais CA.

16. Finalmente, conclui-se que o esquema de controle e o chaveamento dos SMs em 60 Hz, que foram os principais objetivos deste trabalho, apresentaram resultados satisfatórios. Além disso, num artigo parte deste trabalho, foi proposta uma estratégia de controle da tensão do capacitor dos SMs. Essa estratégia consiste em chavear os SMs em 60 Hz, durante a operação do sistema HVDC em regime permanente e chavear em alta frequência diante de contingências transitórias, tais como defeitos na tensão CA ou outras que exijam uma resposta rápida do MMC. Dessa forma, pode se reduzir as perdas no MMC e manter a confiabilidade do sistema HVDC.

6.2 Conclusões

Com os assuntos abordados neste trabalho, foi possível entender o funcionamento do MMC e com isso, foi possível modelar e projetar o sistema HVDC em BTB com MMC. Conforme os resultados de testes apresentados no Capítulo 5, o MMC apresenta um bom desempenho, controlando a potência ativa e reativa (ou tensão no terminal CA) em regime permanente ou em condição de defeito monofásico e trifásico, mantendo balanceada a tensão dos capacitores dos SMs mesmo chaveados em 60 Hz. Desta forma, o MMC pode ser aplicado em sistemas HVDC com transmissão ponto a ponto, em *Back-to-Back* ou em transmissão CA segmentada [84], para transferir blocos de potência da ordem de GW e em níveis de tensão CC acima de 500 kV. Também pode ser aplicado em compensadores estáticos como o STATCOM. O MMC com seus SMs (conformado por dois IGBTs e seus respectivos diodos antiparalelo e um capacitor CC) chaveados na frequência da rede é uma alternativa promissora e em alguns anos, pode substituir os conversores baseados em tiristores, pelo fato de apresentar vantagens como o controle da potência reativa independentemente da potência ativa, por ser imune a falhas de comutação e por apresentar conteúdo de harmônicos muito menores aos conversores de 12 pulsos a tiristores ou mesmo conversores de tensão convencionais de 2 ou 3 níveis.

6.3 Trabalhos Futuros

1. Neste trabalho, para o controle da tensão no capacitor dos SMs utilizou-se uma estratégia de chaveamento em 60 Hz. Como resultado, gerou-se na tensão do capacitor uma componente oscilante em $\frac{60}{n_{SM}}$ Hz, o que significa, que a variação

da carga no capacitor é zero em n_{SM} vezes o ciclo a 60 Hz. Desta forma, quanto maior o número de SMs, o *ripple* tende a aumentar, portanto, é necessário implementar um esquema de controle que mesmo chaveando os SMs em 60 Hz, o ciclo para o balanço da tensão nos capacitores seja em poucos ciclos.

2. É possível fazer o balanço das tensões nos capacitores sem a medição da tensão nelas ou medindo apenas em alguns capacitores, conforme publicado em [80] como parte desta pesquisa. Nesse sentido, deve-se estudar qual é a quantidade mínima de SMs que devem ser medidas a tensão no seu capacitor a fim de operar o MMC sem comprometer a confiabilidade do HVDC.
3. Além de controlar a corrente circulante, é necessário implementar o sistema de controle para mitigar efeitos no MMC de redes desbalanceadas, isso implica estudar sistemas de controle de correntes homopolar.
4. Os sistemas VSC-HVDC podem controlar a potência ativa e reativa, mas do ponto de vista de inércia, o conversor não tem inércia na mesma proporção do que em uma máquina síncrona. Nesse sentido, para efetivamente contribuir com a estabilidade dos sistemas interligados, o VSC - HVDC deve ser capaz de amortecer qualquer tipo de oscilação de natureza eletromecânica.

Referências Bibliográficas

- [1] EPE. *Estudos para licitação da expansão da geração, AHE Belo Monte, Sistema de transmissão associado ao AHE Belo Monte, descrição da conexão*. Relatório nro epe-dee-re-019/2010-r0, Empresa de Pesquisa Energética, Ministério de Energia e Minas, Rio de Janeiro, Brasil, 2010.
- [2] EPE. *Estudos para licitação da expansão da geração, AHE Belo Monte, Avaliação técnica, apresentação geral da otimização do empreendimento*. Relatório nro epe-dee-re-046/2009-r0, Empresa de Pesquisa Energética, Ministério de Energia e Minas, Rio de Janeiro, Brasil, 2010.
- [3] EPE. *Estudos relativos aos grandes aproveitamentos hidrelétricos na região amazônica, Análise do sistema de interligação dos aproveitamentos hidrelétricos do rio madeira e reforços no SIN*. Relatório r1 nro epe-dee-re-055/2008-r1, Empresa de Pesquisa Energética, Ministério de Energia e Minas, Rio de Janeiro, Brasil, 2008.
- [4] CAO, J. *HVDC in China, EPRI 2013, HVDC and FACTS Conference*. Presentation, C-EPRI, www.cepri.com, 2013.
- [5] FORCE, C. T. *Final Report on the August 14th 2003 Blackout in the United States and Canada, Causes and Recommendations*. Final report, U.S. Secretary of Energy and Minister of Natural Resources Canada, SW. Washington, DC 20585, 2004.
- [6] ENTSO-E. *Final Report of the Investigation Committee on the 28 September 2003 Blackout in Italy*. Final Report 222, UCTE, Brussels - Belgium, April 2004.
- [7] ONS. *Informativo ONS, ano I - nro.06-novembro/2009*. Final report, <http://www.ons.org.br/newsletters/informativos/nov2009/06-materia01.html>, 2009.
- [8] ANEEL. *Prestação de contas ordinária anual relatório de gestão do exercício de 2011*. Final report, Brasilia, 2012.

- [9] ANEEL. *Prestação de contas ordinária anual relatório de gestão do exercício de 2012*. Final report, Brasilia, 2013.
- [10] CIGRE-B4.05. *On Voltage and Power Stability in AC/DC Systems*. Final Report 222, CIGRE, Paris, April 2003.
- [11] KIMBARK., E. W. “Direct Current Transmission, Vol. I.” New York., Wiley, 1971.
- [12] IEEE-STD-1030. *IEEE Guide for Specification of High-Voltage Direct -Current Systems Part I - Steady-State Performance*. Standards 1030, IEEE, New York NY 10017 USA, 1987.
- [13] IEEE-STD-1378. *IEEE Guide for Commissioning High-Voltage Direct-Current (HVDC) Converter Stations and Associated Transmission Systems*. Standards 1378, IEEE, New York NY 10017-2394 USA, July 1997.
- [14] CIGRE-04. *Compendium of HVDC Schemmes Throughout the World*. Final Report 003, CIGRE, Paris, 1987.
- [15] CIGRE-B4.07. *Guide for planning DC links terminating at AC system locations having low short-circuit capacities*. Final Report Part II 115, CIGRE/IEEE, Paris, December 1997.
- [16] LISS, G., SMEDSFELT, S. “HVDC links for connection to isolated ac networks”, *United Nations Seminar on High Voltage Direct Current Technique*, 1985.
- [17] IEEE-STD-1204. *IEEE Guide for Planning DC Links Terminating at AC Locations Having Low Short-Circuit Capacities*. IEEE Standards Board 1204, IEEE, New York, NY 10017-2394, USA, June 1997.
- [18] KOURO, S., MALINOWSKI, M., GOPAKUMAR, K., et al. “Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 57, pp. 2553–2580, 2010.
- [19] CIGRE-14.17. *Semiconductor Power Devices for Use in HVDC and FACTS Controllers*. Final Report 112, CIGRE, Paris, April 1997.
- [20] UNDERLAND, N., ROBBINS, W. P. “Power Electronics: Converters, Applications and Design”. New York EUA, John Wiley & Sons, 2003.
- [21] CIGRE-B4.37. *VSC Transmission*. Final Report 269, CIGRE, Paris, April 2005.

- [22] CIGRE-14.32. *HVDC Converter Stations for Voltage Above +/-600kV*. Final Report 215, CIGRE, Paris, 2002.
- [23] SAEEDIFARD, M., IRAVANI, R. “Dynamic Performance of a Modular Multi-level Back-to-Back HVDC System”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 25, pp. 2903–2912, 2010.
- [24] DORN, J., HUANG, H. R. “Novel Voltage-Sourced Converters for HVDC and FACTS Applications”, *CIGRE-Session-B4*, pp. 1–8, 2007.
- [25] RETZMANN, D. “Technologien Fur Die Hochleistungs-ubertragung mit gleichstrom”, *CIGRE-CIRED*, pp. 1–27, 2011.
- [26] DENNIETERE, S. *The France-Spain HVDC Link*. Presentation 215, RTE, <http://www.kth.se>, 2012.
- [27] ASTROM, U., LESCALE, V. F., MENZIES, D., et al. “The Xiangjiaba-Shanghai 800 kV UHVDC project, status and special aspects”, *Power System Technology (POWERCON), 2010 International Conference on*, pp. 1–6, 2010.
- [28] HINGORANI, G. N. “Power Electronics in Electric Utilities: Role of Power Electronic in Future Power Systems”, *Proceedings of IEEE, Special Issue on Power Electronics*, v. 76, pp. 481–482, April 1988.
- [29] HINGORANI, N. G. “High Power Electronics and Flexible AC Transmission System”, *Power Engineering Review, IEEE*, v. 8, pp. 3–4, 1988.
- [30] GYUGYI, L. “Solid-state control of ac power transmission”, *Workshop on the Future in High-Voltage Transmission: Flexible AC Transmission Systems (FACTS)*, 1990.
- [31] EDRIS, A., ADAPA, R., BAKER, M. H., et al. “Proposed terms and definitions for flexible AC transmission system (FACTS)”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 12, 1997.
- [32] HINGORANI, N. G., GUGYI, L. “Understanding FACTS: Concepts and technology of Flexible AC Transmission Systems”. New York, EUA, IEEE Press, 2000.
- [33] ACHA, E., FUERT-ESQUIVEL, C. R., AMBRIZ-PÉREZ, H., et al. *Modelling and Simulation in Power Networks*. John Wiley and Sons, 2004.
- [34] CIGRE-B4-33. *HVDC and FACTS for Distribution Systems*. Final Report 280, CIGRE, Paris, October 2005.

- [35] ARRILLAGA, J., LIU, Y. H., WATSON, N. R. *Flexible Power Transmission. The HVDC Options*. J. Wiley and Sons Ltd, 2007.
- [36] CIGRE-B4.39. *Integration of Large Scale Wind Generation Using HVDC and Power Electronics*. Final Report 370, CIGRE, Paris, February 2009.
- [37] EDRIS, A., CHOW, J., WATANABE, E. H., et al. *Static Synchronous Series Compensator (SSSC)*. Final Report v.1, CIGRE, Paris, October 2009.
- [38] CHAN-KI, K., VIJAY, K. S., JANG, G.-S., et al. *HVDC Transmission: Power Conversion Applications in Power Systems*. Jhon Wiley, 2009.
- [39] WILLIS, L., NILSSON, S. “HVDC transmission: yesterday and today”, *Power and Energy Magazine, IEEE*, v. 5, pp. 22–31, 2007.
- [40] PADIYAR, K. R. *HVDC Power Transmission Systems*. J. Wiley, 1990.
- [41] HINGORANI, N. G. “High-voltage DC transmission: a power electronics workhorse”, *Spectrum, IEEE*, v. 33, pp. 63–72, 1996.
- [42] MCLAREN, P. G., FORSYTH, P., PERKS, A., et al. “New simulation tools for power systems”, *Transmission and Distribution Conference and Exposition, 2001 IEEE/PES*, v. 1, pp. 91–96, 2001.
- [43] ALESINA, A., VENTURINI, M. G. B. “Solid-state power conversion: A Fourier analysis approach to generalized transformer synthesis”, *IEEE Transaction on Circuits and System*, v. CAS-28, No. 4, pp. 319–330, 1981.
- [44] LESNICAR, A., MARQUARDT, R. “An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range”, *Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna*, v. 3, pp. 1–6, 2003.
- [45] GLINKA, M., MARQUARDT, R. “A new AC/AC-multilevel converter family applied to a single-phase converter”, *Power Electronics and Drive Systems 2003 PEDS. The Fifth International Conference on*, v. 1, pp. 16–23, 2003.
- [46] MARQUARDT, R. “Modular Multilevel Converter: An universal concept for HVDC-Networks and extended DC-Bus-applications”, *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, v. 1, pp. 502 – 507, 2010.
- [47] HAGIWARA, M., AKAGI, H. “Control and Experiment of Pulsewidth-Modulated Modular Multilevel Converters”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 24, pp. 1737–1746, 2009.

- [48] GNANARATHNA, U. N., GOLE, A. M., JAYASINGHE, R. P. “Efficient Modeling of Modular Multilevel HVDC Converters (MMC) on Electromagnetic Transient Simulation Programs”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 26, pp. 316–324, 2011.
- [49] ENERGY, A. “Avaliação do comportamento do SIN com a aplicação de transmissão segmentada nas interligações Inter-Regionais”, *Alberta Energy*, pp. 1–173, 2009.
- [50] DAVIES, M., DOMMASCHK, M., DORN, J., et al. “HVDC PLUS: Basics and Principle of Operation”, *Technical article SIEMENS*, pp. 1–24, 2008.
- [51] LIPO, H. *Pulse Width Modulation for Power Converters*, v. 1. United States of America, IEEE Press Series, 2003.
- [52] ABB. “The early HVDC development”, *www.abb.com*, pp. 1–5.
- [53] GÁRDOS, R., PEDROSO, A., RANGEL, R. D. “Assessment and Analysis of the State-Of-the-Art Electric Transmission Systems with Specific Focus on High-Voltage Direct Current (HVDC), Underground for Other New or Developing Technologies.” *XX SNPTEE: Grupo de Estudo de Análise e Técnicas de Sistemas de Potência - GAT*, pp. 1–8, 2009.
- [54] CIGRE-B4.34. *Capacitor Commutated Converter (CCC) HVDC Interconnections, Digital modeling and Benchmark circuit*. Final Report Task Force B4-34 352, CIGRE, Paris, 2008.
- [55] GRAHAM, J., JONSSON, B., MONI, R. S. “The Garabi 2000 MW interconnection Back-to-Back HVDC to connect weak AC systems”, *Trends on transmission systems and telecommunications - Present and future, New Delhi, India.*, pp. 1–8, 2002.
- [56] FISCHER, P., ANGQUIST, L., NEE, H. P. “A new control scheme for an HVDC transmission link with capacitor-commutated converters having the inverter operating with constant alternating voltage”, *CIGRE 2012, B4-106-2012*, pp. 1–11, 2012.
- [57] ZHANG, Y., YIN, Y., ZHOU, Q., et al. “Comparison of CCC and CSCC Schemes in HVDC Projects”, *CIGRE-AORC 2013*, v. 1, pp. 1–6, 2013.
- [58] RAHIMI, E., GOLE, A. M., DAVIES, J. B., et al. “Commutation Failure Analysis in Multi-Infeed HVDC Systems”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 26, pp. 378–384, 2011.

- [59] ZHOU, M., LI, S., ZHANG, J., et al. “A study on the black start capability of VSC-HVDC using soft-starting mode”, *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International*, pp. 910 – 914, 2009.
- [60] IEEE-STD-1158. *IEEE Recommended Practice for Determination of Power Losses in High-Voltage Direct-Current (HVDC) Converter Stations*. Standards 1158, IEEE Standards Board, New York NY 10017-2394 USA, September 1991.
- [61] RETZMANN, D. “A Novel Approach of HVDC Application to Feed Urban Areas”, *CIGRE*, pp. 1–48, 2009.
- [62] JACOBSON, B., KARLSSON, P., ASPLUND, G., et al. “VSC-HVDC Transmission with Cascaded Two-Level Converters”, *B4-110, CIGRE 2010*, pp. 502 – 507, 2010.
- [63] ELASSER, A., CHOW, T. P. “Silicon carbide benefits and advantages for power electronics circuits and systems”, *Proceedings of the IEEE*, v. 90, pp. 969–986, 2002.
- [64] ZHANG, H. *Electro-Thermal Modeling of SiC Power Electronic Systems*. Ph.d. thesis, The University of Tennessee, Knoxville, USA, December 2007.
- [65] BILLINTON, R., FOTUHI-FIRUZABAD, M., FARIED, S. “Reliability evaluation of hybrid multiterminal HVDC subtransmission systems”, *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings*, v. 149, pp. 571 – 577, 2002.
- [66] FLOURENTZOU, N., AGELIDIS, V. G., DEMETRIADES, G. D. “VSC-Based HVDC Power Transmission Systems: An Overview”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 29, pp. 592 – 602, 2009.
- [67] MOHAN, D. M., SINGH, B., PANIGRAHI, B. K. “A new control strategy for active and reactive power control of three-level VSC based HVDC system”, *India Conference (INDICON), 2010 Annual IEEE*, v. 29, pp. 1–4, 2010.
- [68] LIU, Y. H., ARRILLAGA, J., WATSON, N. R. “Cascaded H-Bridge Voltage Reinjection-Part I: A New Concept in Multilevel Voltage Source Conversion”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 23, pp. 1175–1182, 2008.

- [69] CENTRE, M. H. R. *Applicaton of PSCAD / EMTDC*, 1 ed. Manitoba Hydro International Ltd, Winnipeg, Manitoba - Canada, 1 2013.
- [70] HASSANPOOR, A., ILVES, K., NORRGA, S., et al. “Tolerance Band Modulation Methods for Modular Multilevel Converters”, *EPE*, pp. 1–10, 2013.
- [71] KIMBARK, E. W. *Power System Stability: Volume III, Synchronous Machines*. New York, IEEE Press, John Wiley and Sons, 1995.
- [72] CHAPMAN, S. J. *Electric Machinery Fundamentals*. 4th ed. New York, McGraw Hill, 2005.
- [73] KUNDUR, P. *Power System Stability and Control*. 1ed ed. New York, McGraw Hill, Inc., 2004.
- [74] CLARKE, E. *Circuit Analysis of A-C Power System*, v. I-Symmetricla and Related Components. Wiley, 1943.
- [75] PENG, F. Z., LAI, J.-S., MCKEEVER, J., et al. “A multilevel voltage-source inverter with separete DC sources for Static VAr generation”, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 32, n. 5, pp. 1130–1138, 1996.
- [76] KUMAR, J., DAS, B., AGARWAL., P. “Selective Hamonic Elimination Technique for a Multilevel Inverter”, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. Fifteenth National Power System Conference (NPSC), n. IIT Bombay, pp. 608–613, 2008.
- [77] TAGHIZADEH, H., HAGH, M. T. “Harmonic elimination of multilevel inverters using particle swarm optimization”, *Industrial Electronics, IEEE International Symposium on*, pp. 393–396, 2008.
- [78] INC, W. R. *Mathematica*. In: Report NBSIR 78-1434, National Bureau of Standards, Washington, D.C., 2008.
- [79] CARLSON, A. B., CRILLY, P. B., RUTLEDGE, J. C. *Communication systems: an introduction to signals and noise in electrical communication*. 4ta ed. ed. New York, USA, McGraw Hill, 2002.
- [80] CHUCO, B., WATANABE, E. H., PEDROSO, A. D. S. “Analysis and Control of VSC-HVDC Based on Multilevel Modular Converter Switching at Line Frequency”, *XII SYMPOSIUM OF SPECIALISTS IN ELECTRIC OPERATIONAL AND EXPANSION PLANNING SEPOPE*, v. XII, n. 6, pp. 1–6, 2012.

- [81] AKAGI, H., WATANABE, E. H., AREDES., M. “Instantaneous Active and Reactive Power Theory and Applications”. Eds. John Wiley & Sons, Inc., I. of Electrical and E. Engineers, 2007.
- [82] ROLIM, L., DA COSTA, D., AREDES., M. “Analysis and Software Implementation of a Robust Synchronizing PLL Circuit Based on the pq Theory”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 53, pp. 1919 – 1926, 2006.
- [83] BUCHHOLZ., F. “Die Drehstrom-Scheinleistung bei ungleichmabiger Belastung der drei Zweige”, *Licht u. Kraft, Org. Elektrotech. Ver. Munchen*, v. 2, pp. 9–11, 1922.
- [84] WATANABE, E. H., PEDROSO, A. S., FERREIRA, A. C., et al. *Alternativas não convencionais para Transmissão de Energia Elétrica, Meia-onda+, transmissão CA Segmentada*. 1ra ed. ed. Brasilia, Programa de PeD Aneel, 2013.

Apêndice A

Energização dos SMs

Por causa da alta corrente de *inrush* (corrente de carga dos capacitores) do CMM é necessário adotar um procedimento com o intuito de reduzir-lo ou manter limitado. Neste sentido, são explorados alguns procedimentos de energização, neste caso considerando a aplicação em um sistema de HVDC em configuração B2B que interliga dois SEPs com energia disponível.

Energização dos Capacitores Pelo Lado da Rede CA

Energizar o conversor CMM pelo lado da rede CA apresenta certa complexidade, requer outro tipo de controle das chaves semiconductora. O controle de chaveamento dos IGBTs é mais complexo em relação ao caso de carga através de fonte externa. A carga pode demorar e o balanço de tensões dos capacitores é mais difícil de se obter. Este análise não foi considerado nesta proposta.

Energização dos Capacitores Pelo Lado CC

Energizar o conversor MMC pelo lado CC requer uma fonte externa, é simples e pode-se considerar duas opções para análise:

Energizar com a Tensão do Elo CC : Supõe-se um caso hipotético, em que o elo CC tem a tensão nominal cuja tensão no início varia em forma de rampa, no instante em que o conversor é ligado os capacitores dos SMs são carregados naturalmente até a metade do valor da tensão requerido nos capacitores, mantendo T_1 e T_2 abertas. Para incrementar a tensão até o valor requerido, procede-se com o chaveamento dos SMs. Tal como é mostrado na Figura A.2, a variação das tensões dos capacitores e a corrente pelo braço. Observa-se Figura A.2 que a fonte inicia com uma rampa na tensão.

Energizar com uma Fonte Externa : Neste caso utiliza-se uma fonte externa para carregar um por um os capacitores dos SMs através do controle das

chaves dos SMs. A tensão da fonte externa conectado nos terminais + e - do barramento CC (Figura A.1) pode ser a metade da tensão requerida nos capacitores, e a corrente e tensão dos capacitores são controlados. O resultado deste procedimento é mostrado na Figura A.3, onde é mostrada a carga de 12 SMs que correspondem a uma perna do conversor, e o incremento da tensão CC até atingir o valor nominal.

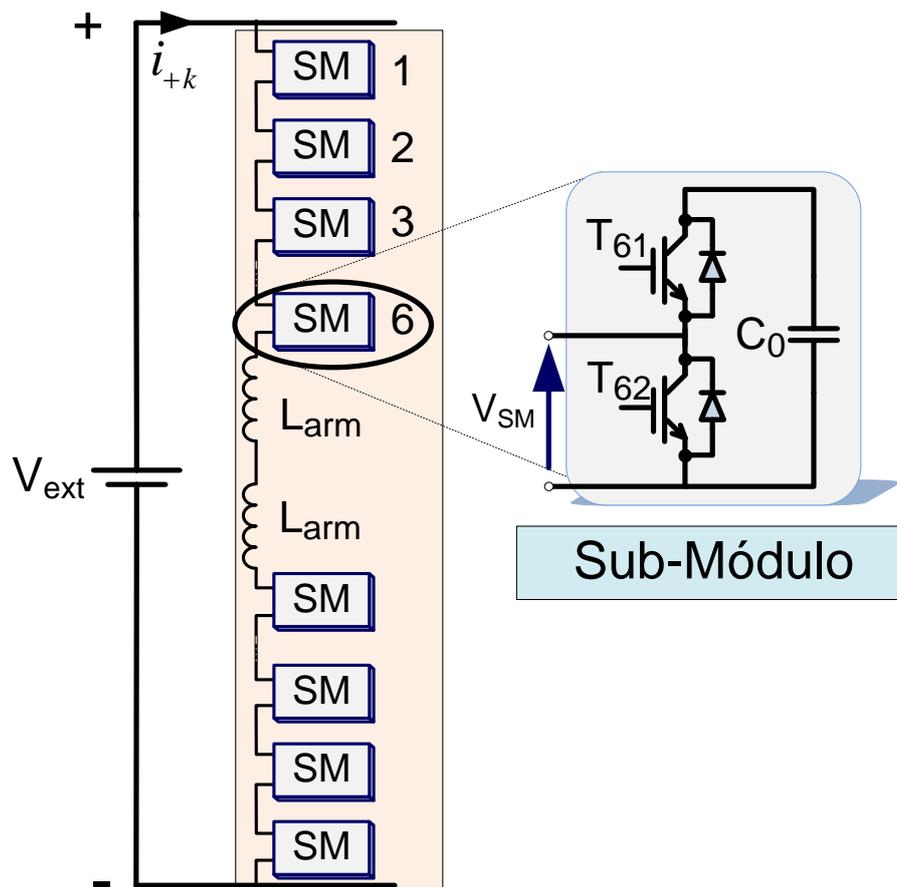


Figura A.1: Representação de uma perna do MMC para a carga com Fonte Externa.

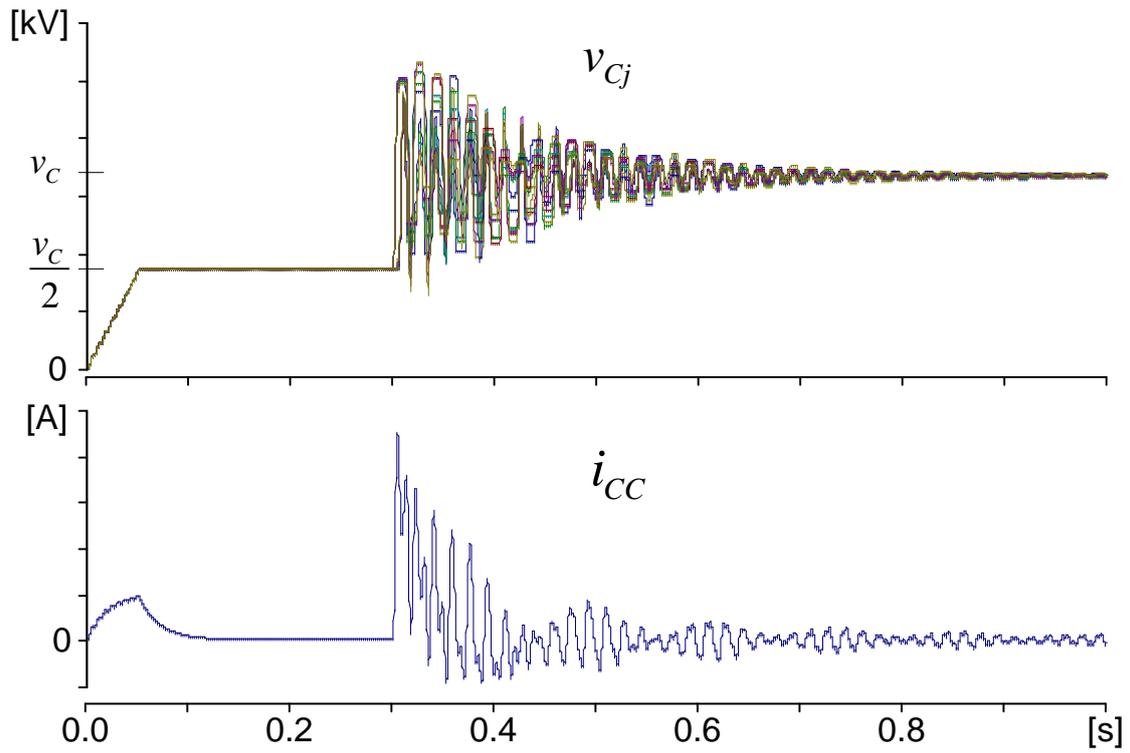


Figura A.2: Tensão nos capacitores de uma perna e corrente i_{CC} durante a carga inicial através de aplicação de tensão no elo CC.

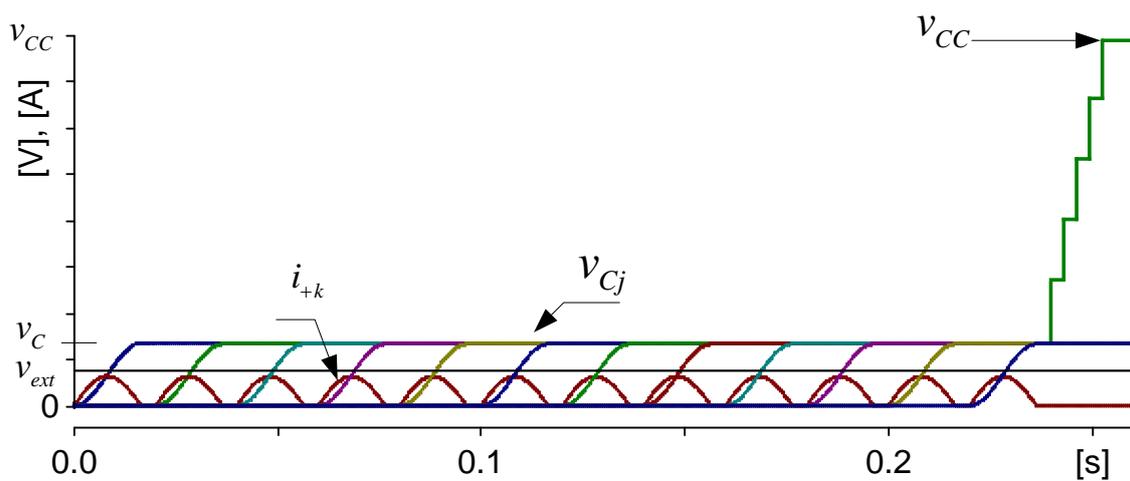


Figura A.3: Tensão nos capacitores, tensão do elo CC, corrente i_{+k} no braço do conversor durante a carga inicial através de uso de fonte externa.