



MODELAGEM, ANÁLISE E CONTROLE DE UM ELO DE TENSÃO CONTÍNUA
COM CONVERSORES VSC CONECTADOS EM *BACK-TO-BACK*

Luciano de Oliveira Daniel

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

Orientador: Edson Hirokazu Watanabe

Rio de Janeiro

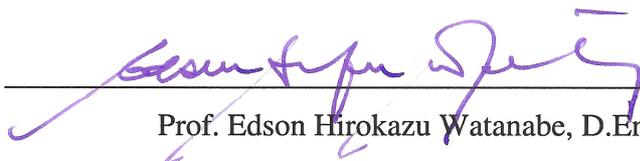
Outubro de 2011

MODELAGEM, ANÁLISE E CONTROLE DE UM ELO DE TENSÃO CONTÍNUA
COM CONVERSORES VSC CONECTADOS EM *BACK-TO-BACK*

Luciano de Oliveira Daniel

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

Examinada por:



Prof. Edson Hirokazu Watanabe, D.Eng.



Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim, Dr – Ing.



Prof. Sergio Gomes Junior, D.Sc

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

OUTUBRO DE 2011

Daniel, Luciano de Oliveira

Modelagem, Análise e Controle de um Elo de Tensão Contínua com Conversores VSC Conectados em *back-to-back*/ Luciano de Oliveira Daniel. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2011.

XIV, 157 p.: il.; 29,7 cm.

Orientador: Edson Hirokazu Watanabe

Dissertação (mestrado) – UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Elétrica, 2011.

Referências Bibliográficas: p. 149-155.

1. Conversores VSC. 2. Controle Vetorial. 3. Modelo Linear. I. Watanabe, Edson Hirokazu. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente ao Senhor Jesus pela sua inspiração e companhia. Ao meu orientador Edson Watanabe pelo incentivo, ensino e bom humor.

Ao CEPEL pelo suporte financeiro, técnico e administrativo para a realização deste trabalho. Aos colegas pesquisadores: Antônio Ricardo, Wo Ping, Leonardo Almeida, Sergio Gomes e Sergio Varricchio pelas contribuições e discussões técnicas, em especial ao pesquisador Fabrício Lírio pela amizade e significativa colaboração na orientação de parte deste trabalho.

Aos meus queridos pais Fernando Daniel e Lúcia Maria pelo incondicional amor e apoio ao longo de toda minha vida.

Finalmente, agradeço especialmente a minha amada esposa Graziane Faruolo pelo carinho, companhia e apoio decisivo nos momentos difíceis e nas conquistas.

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

MODELAGEM, ANÁLISE E CONTROLE DE UM ELO DE TENSÃO CONTÍNUA
COM CONVERSORES VSC CONECTADOS EM *BACK-TO-BACK*

Luciano de Oliveira Daniel

Outubro / 2011

Orientador: Edson Hirokazu Watanabe

Programa: Engenharia Elétrica

Neste trabalho é apresentada a modelagem de um elo de tensão contínua com conversores fonte de tensão (VSC – Voltage Source Converter) em ponte completa na configuração *back-to-back* (BTB) em um programa de análise de transitórios eletromagnéticos no domínio do tempo. Será apresentado o sistema de controle do VSC em BTB, análise de desempenho básico do elo, estudos de manutenção da conexão mesmo durante faltas e outras situações sistêmicas de interesse. Adotou-se a técnica PWM (“pulse width modulation” ou modulação por largura de pulso) para o controle das chaves dos conversores. Em seguida analisou-se alguns métodos de controle do equipamento e seu desempenho tanto em regime permanente como em regime transitório através de simulações utilizando o programa PSCAD/EMTDC.

Também é proposto neste trabalho um modelo linearizado para o VSC-BTB-PWM utilizando o conceito de fasores dinâmicos. Através da análise linear é possível realizar uma abordagem complementar à simulação no tempo. Com este estudo é possível utilizar métodos específicos e ferramentas apropriadas para a obtenção de uma série de informações sobre a dinâmica do sistema.

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

MODELING, ANALISYS AND CONTROL OF A DIRECT VOLTAGE LINK WITH
VSC CONVERTERS CONNECTED IN *BACK-TO-BACK*

Luciano de Oliveira Daniel

October / 2011

Advisor: Edson Hirokazu Watanabe

Department: Electrical Engineering

This work presents a modeling of a DC voltage link based on full bridge voltage source converters connected in back-to-back (BTB) in a time domain electromagnetic transients program. The BTB control system, analysis of the basic performance of the system, studies on low voltage ride through during power faults and other systemic situations will be presented. The converters were controlled using PWM (pulse width modulation) technique. Then some methods to control the system and its performance both in steady state and transient state were analyzed through simulations in PSCAD / EMTDC.

A linearized model for the BTB-VSC-PWM based on the concept of dynamic phasors is also proposed in this work. Through linear analysis a complementary approach to the time domain simulation can be carried out. With this technique it's possible to use specific methods and appropriate tools to obtain a series of information on the dynamics of the system.

Índice

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO	1
1.1 MOTIVAÇÃO PARA O TRABALHO	1
1.1.1 INTRODUÇÃO	1
1.1.2 CONVERSORES FONTE DE TENSÃO (VSC)	2
1.1.3 CONVERSORES VSC CONECTADOS EM BACK-TO-BACK	6
1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	13
1.3 OBJETIVOS	15
1.4 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	16
CAPÍTULO 2 - MODELO NÃO-LINEAR DO VSC-BTB	17
2.1 INTRODUÇÃO	17
2.2 CONTROLE DE CHAVEAMENTO COM TÉCNICA DE MODULAÇÃO PWM	21
2.3 SISTEMA DE CONTROLE DO VSC-BTB	24
2.3.1 MEDIÇÕES DE TENSÕES E CORRENTES	24
2.3.2 CIRCUITO DE SINCRONISMO – PLL.....	26
2.3.3 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE.....	27
2.3.4 CONTROLE DAS CHAVES DOS CONVERSORES VSC.....	35
2.4 EQUACIONAMENTO DO SISTEMA COM VSC-BTB	38
2.4.1 EQUAÇÕES DOS CIRCUITOS EQUIVALENTES CA	39
2.4.2 EQUAÇÕES DAS INDUTÂNCIAS SÉRIE.....	41
2.4.3 EQUAÇÕES DOS FILTROS CA	41
2.4.4 EQUAÇÕES DOS TRANSFORMADORES IDEAIS	42
2.4.5 EQUAÇÕES DO ELO CC.....	43
2.4.6 EQUAÇÕES DOS CONVERSORES	43
2.4.7 EQUAÇÕES DE CONTROLE	44

2.5 IMPLEMENTAÇÃO DO MODELO NÃO-LINEAR NO PSCAD/EMTDC.....	50
2.5.1 PARÂMETROS DAS REDES CA	53
2.5.2 AJUSTE DOS PARÂMETROS DO CONTROLE.....	56
2.5.3 SIMULAÇÕES BÁSICAS NO PSCAD/EMTDC.....	57
CAPÍTULO 3: MODELO LINEAR DO VSC-BTB	63
3.1 INTRODUÇÃO.....	63
3.2 ANÁLISE LINEAR.....	63
3.3 SISTEMAS DESCRITORES	64
3.4 FASORES DINÂMICOS.....	65
3.5 MODELO LINEARIZADO DO VSC-BTB	72
3.5.1 EQUAÇÕES DOS CONVERSORES.....	72
3.5.2 EQUAÇÕES DAS REDES CA E CC	77
3.5.3 EQUAÇÕES DE CONTROLE.....	85
3.5.4 SISTEMA DESCRITOR DO MODELO LINEAR	97
3.5.5 VALIDAÇÃO DO MODELO LINEARIZADO NO MATLAB	99
CAPÍTULO 4: SIMULAÇÕES E ANÁLISES.....	109
4.1 INTRODUÇÃO.....	109
4.2 ANÁLISE LINEAR DO VSC-BTB NO MATLAB	109
4.2.1 CÁLCULO DE POLOS DO SISTEMA COM VSC-BTB.....	109
4.2.2 MÉTODO DO LUGAR DAS RAÍZES	111
4.3 SIMULAÇÕES DE REGIME PERMANENTE DO VSC-BTB NO PSCAD/EMTDC.....	114
4.3.1 ALTERAÇÃO NO VALOR DA INDUTÂNCIA SÉRIE	114
4.3.2 DISTORÇÃO HARMÔNICA COM E SEM OS FILTROS CA	116
4.3.3 AUMENTO DA FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO	120
4.3.4 ALTERAÇÃO NO VALOR DO CAPACITOR CC	120
4.3.5 VARIAÇÃO DA POTÊNCIA TRANSMITIDA E REVERSÃO DE POTÊNCIA	122

4.3.6 VARIAÇÃO DA POTÊNCIA REATIVA	123
4.4 SIMULAÇÕES DE REGIME TRANSITÓRIO DO VSC-BTB	124
4.4.1 DEGRAU EM P_{S1REF}	124
4.4.2 DEGRAU EM Q_{S1REF}	127
4.4.3 DEGRAU EM V_{CCREF}	129
4.4.4 DEGRAU EM Q_{S2REF}	131
4.4.5 COMPARAÇÃO COM E SEM COMPENSAÇÃO DE ACOPLAMENTO	132
4.4.6 COMPARAÇÃO ENTRE CONTROLES “TIPO I” E “TIPO II”	134
4.4.7 CURTO-CIRCUITO TRIFÁSICO EQUILIBRADO	135
4.4.8 CURTO-CIRCUITO MONOFÁSICO	140
CAPÍTULO 5: CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	146

Lista de figuras

Figura 1.1 - Conversor VSC de dois níveis monofásico em meia ponte.....	3
Figura 1.2 - Tensão U_{ca} (onda quadrada - sem PWM) e sua componente fundamental.	4
Figura 1.3 - Tensão U_{ca} (com PWM) e sua componente fundamental.....	4
Figura 1.4 - Conversor VSC trifásico com IGBTs em ponte completa.....	5
Figura 1.5 - Tensão fase-neutro do conversor em ponte completa (sem PWM).	5
Figura 1.6 - VSCs conectados em <i>back-to-back</i>	7
Figura 1.7 – Diagrama fasorial do controle da potência ativa.	7
Figura 1.8 – Diagrama fasorial do controle da tensão CC.....	8
Figura 1.9 – Diagrama fasorial do controle da potência reativa.	9
Figura 1.10 – Topologia típica de um Conversor Modular Multinível (MMC).	12
Figura 1.11 - Exemplo de tensões de referência e de saída de um conversor MMC.	12
Figura 2.1 – Sistemas CA interconectados por um VSC-BTB.....	18
Figura 2.2 – Topologia do filtro CA passa-altas.	19
Figura 2.3 - Módulo e ângulo da impedância do filtro passa-altas em função da frequência.	20
Figura 2.4 - Conversor VSC trifásicos com IGBTs em ponte completa.....	21
Figura 2.5 – (a) Sinal de referência e portadora triangular para modulação PWM, (b) forma de onda de v_{ao} e sua componente fundamental.	22
Figura 2.6 – Pontos de medição das tensões e correntes para controle do VSC-BTB.....	24
Figura 2.7 – Diagrama do circuito de sincronismo PLL.	26
Figura 2.8 - Sinal de saída do PLL.....	27
Figura 2.9 – Exemplo de estratégia de controle escalar.	28
Figura 2.10 – Diagrama vetorial do controle do VSC 1.....	30
Figura 2.11 - Malhas de controle “tipo I” das potências ativa e reativa do VSC 1.....	32
Figura 2.12 - Malhas de controle “tipo I” da tensão CC e da potência reativa do VSC 2.....	33
Figura 2.13 - Malhas de controle “tipo II” das potências ativa e reativa do VSC 1.	34
Figura 2.14 - Malhas de controle “tipo II” da tensão CC e da potência reativa do VSC 2.	35
Figura 2.15 – Diagrama do método de controle dos conversores VSC.....	35
Figura 2.16 – Obtenção das portadoras triangulares para modulação PWM.....	36

Figura 2.17 – Gráfico dos sinais intermediários para obtenção da portadora triangular.....	37
Figura 2.18 – Controle dos IGBTs dos conversores 1 e 2.....	37
Figura 2.19 – Diagrama unifilar do sistema com VSC-BTB.....	39
Figura 2.20 - Diagrama principal do sistema com BTB-VSC implementado no PSCAD.....	50
Figura 2.21 – Malhas do controle “tipo I” do VSC 1 implementadas no PSCAD.	51
Figura 2.22 - Malhas do controle “tipo I” do VSC 2 implementadas no PSCAD.....	51
Figura 2.23 - Malhas do controle “tipo II” do VSC 1 implementadas no PSCAD.....	52
Figura 2.24 - Malhas do controle “tipo II” do VSC 2 implementadas no PSCAD.....	52
Figura 2.25 – Circuito de sincronismo (PLL) e Transformada de Park no PSCAD.....	53
Figura 2.26 – Condições da rede para simulações básicas.	58
Figura 2.27 – Potências ativa e reativa no sistema 1.....	59
Figura 2.28 – Tensão sobre o capacitor CC.....	59
Figura 2.29 – Potências CC instantânea no VSC 1 e seu valor médio.....	60
Figura 2.30 – Potências ativa e reativa no filtro CA 1.	60
Figura 2.31 – Ângulo do PLL e tensão na fase “a” no ponto de medição 1.....	61
Figura 2.32 – Tensão de referência e portadora triangular no VSC 1.....	61
Figura 2.33 – Tensão CA fase-fase do VSC 1 e sua componente fundamental.	62
Figura 3.1 – Circuito RLC de exemplo.	68
Figura 3.2 – Controlador PI genérico.	91
Figura 3.3 – Modelo simplificado para a linearização do PLL.....	95
Figura 3.4 – Diagrama da posição dos elementos na matriz A	98
Figura 3.5 – Fluxograma básico do algoritmo desenvolvido no MATLAB.....	99
Figura 3.6 – Potência ativa no sistema 1 (degrau de 5% em p_{s1ref}).	101
Figura 3.7 - Potência reativa no sistema 1 (degrau de 5% em p_{s1ref}).....	101
Figura 3.8 – Tensão CC (degrau de 5% em p_{s1ref}).....	102
Figura 3.9 - Potência reativa no sistema 2 (degrau de 5% em p_{s1ref}).....	102
Figura 3.10 - Potência ativa no sistema 1 (degrau de 5% em q_{s1ref}).....	103
Figura 3.11 - Potência reativa no sistema 1 (degrau de 5% em q_{s1ref}).....	103
Figura 3.12 – Tensão CC (degrau de 5% em q_{s1ref}).....	104
Figura 3.13 - Potência reativa no sistema 2 (degrau de 5% em q_{s1ref}).....	104

Figura 3.14 – Potência ativa no sistema 1 (degrau de 5% em v_{ccref}).	105
Figura 3.15 - Potência reativa no sistema 1 (degrau de 5% em v_{ccref}).	105
Figura 3.16 – Tensão CC (degrau de 5% em v_{ccref}).	106
Figura 3.17- Potência reativa no sistema 2 (degrau de 5% em v_{ccref}).	106
Figura 3.18 – Potência ativa no sistema 1 (degrau de 5% em q_{s2ref}).	107
Figura 3.19 - Potência reativa no sistema 1 (degrau de 5% em q_{s2ref}).	107
Figura 3.20 – Tensão CC (degrau de 5% em q_{s2ref}).	108
Figura 3.21 - Potência reativa no sistema 2 (degrau de 5% em q_{s2ref}).	108
Figura 4.1 - Polos do sistema com VSC-BTB no plano complexo.	110
Figura 4.2 – Lugar das Raízes para K_{I-id1} variando de 0 a 1200.	112
Figura 4.3 - Lugar das Raízes para K_{I-id2} variando de 0 a 1200.	112
Figura 4.4 - Lugar das Raízes para K_{I-vd1} variando de 0 a 1200.	113
Figura 4.5 - Correntes trifásicas no ponto de medição 1 para $L_{t1} = L_{t2} = 40$ mH.	115
Figura 4.6 - Correntes trifásicas no ponto de medição 1 para $L_{t1} = L_{t2} = 80$ mH.	115
Figura 4.7 - Tensões trifásicas (fase-neutro) no ponto de medição 1 sem filtros CA.	117
Figura 4.8 - Correntes trifásicas no ponto de medição 1 sem filtros CA.	117
Figura 4.9 – Tensões trifásicas (fase-neutro) no ponto de medição 1 com filtros CA.	118
Figura 4.10 – Espectro e DHT da fase “a” da tensão V_{s1} .	118
Figura 4.11 - Correntes trifásicas no ponto de medição 1 com filtros CA.	119
Figura 4.12 - Espectro e DHT da fase “a” da corrente I_{s1} .	119
Figura 4.13 - Tensão e corrente na fase “a” do ponto de medição 1 para $f_{CH}=3060$ Hz.	120
Figura 4.14 – Tensão CC para $C_{cc}=100$ μ F.	121
Figura 4.15 - Tensão CC para $C_{cc}=200$ μ F.	121
Figura 4.16 - Tensão CC para $C_{cc}=500$ μ F.	122
Figura 4.17 – Potências no ponto de medição 1 para variação de p_{s1ref} .	123
Figura 4.18 - Potências no ponto de medição 1 para variação de q_{s1ref} .	123
Figura 4.19 – Potência ativa no sistema 1 para degrau em p_{s1ref} .	125
Figura 4.20 - Potência reativa no sistema 1 para degrau em p_{s1ref} .	125
Figura 4.21 – Tensão CC para degrau em p_{s1ref} .	126
Figura 4.22 - Potência reativa no sistema 2 para degrau em p_{s1ref} .	126

Figura 4.23 - Potência reativa no sistema 1 para degrau em q_{s1ref}	127
Figura 4.24 - Potência ativa no sistema 1 para degrau em q_{s1ref}	128
Figura 4.25 – Tensão CC para degrau em q_{s1ref}	128
Figura 4.26 - Potência reativa no sistema 2 para degrau em q_{s1ref}	129
Figura 4.27 – Tensão CC para degrau em V_{ccref}	129
Figura 4.28 - Potência ativa nos sistemas 1 e 2 para degrau em V_{ccref}	130
Figura 4.29 - Potência reativa nos sistemas 1 e 2 para degrau em V_{ccref}	130
Figura 4.30 - Potência reativa no sistema 2 para degrau em q_{s2ref}	131
Figura 4.31 - Potência ativa no sistema 1 para degrau em q_{s2ref}	131
Figura 4.32 - Potência reativa no sistema 1 para degrau em q_{s2ref}	132
Figura 4.33 – Tensão CC para degrau em q_{s2ref}	132
Figura 4.34 - Degrau aplicado na referência de potência ativa do VSC 1.....	133
Figura 4.35 –Potência reativa sem compensação na malha de controle.....	133
Figura 4.36 - Potência reativa com compensação na malha de controle.....	134
Figura 4.37 – Resposta ao degrau na potência ativa para controle “tipo I”.....	134
Figura 4.38 - Resposta ao degrau na potência ativa para controle “tipo II”.....	135
Figura 4.39 – Local de aplicação do defeito.....	135
Figura 4.40 – Tensões no ponto de medição 1 para curto trifásico no sistema 1.....	136
Figura 4.41 – Potência ativa no ponto de medição 1 para curto trifásico no sistema 1.....	137
Figura 4.42 - Correntes no ponto de medição 1 para curto trifásico no sistema 1.....	137
Figura 4.43 – Corrente CC no VSC 1 e seu valor médio p/ curto trifásico no sistema 1.....	138
Figura 4.44 – Tensão CC para curto trifásico no sistema 1.....	138
Figura 4.45 - Tensões no ponto de medição 2 para curto trifásico no sistema 1.....	139
Figura 4.46 - Correntes no ponto de medição 2 para curto trifásico no sistema 1.....	139
Figura 4.47 – Corrente CC no VSC 2 e valor médio para curto trifásico no sistema 1.....	140
Figura 4.48 – Tensão CC para curto monofásico no sistema 1.....	141
Figura 4.49 – Correntes no ponto de medição 1 para curto monofásico no sistema 1.....	141
Figura 4.50 – Corrente CC no VSC 1 e valor médio para curto monofásico no sistema 1.....	142
Figura 4.51 – Potência ativa no ponto de medição 1 para curto monofásico no sistema 1.....	142
Figura 4.52 - Potência reativa no ponto de medição 1 p/ curto monofásico no sistema 1.....	143

Figura 4.53 - Correntes no ponto de medição 2 para curto monofásico no sistema 1.	143
Figura 4.54 - Potência ativa no ponto de medição 2 para curto monofásico no sistema 1.....	144
Figura 4.55-Potência reativa no ponto de medição 2 para curto monofásico no sistema 1.....	144
Figura 4.56 - Corrente CC no VSC 2 e valor médio para curto monofásico no sistema 1.....	145
Figura A.1 – Trecho da indutância série do VSC.	156

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

1.1 Motivação para o trabalho

1.1.1 Introdução

A contínua expansão e interligação dos sistemas elétricos de potência atuais trazem vantagens econômicas e mais confiabilidade de suprimento, ao mesmo tempo em que aumentam cada vez mais o grau de complexidade destes sistemas, apresentando assim novos desafios para a sua operação de forma adequada e segura. Entre as tecnologias modernas que surgiram para resolver problemas de controle de tensão e de fluxo de potência estão os equipamentos FACTS ("Flexible AC Transmission Systems" ou sistemas flexíveis de transmissão em corrente alternada) [HINGORANI 1988], [HINGORANI 1999].

A evolução da tecnologia dos conversores tipo fonte de tensão (VSC - "Voltage Source Converter") abriu novas perspectivas de aplicação em sistemas de transmissão em corrente contínua. Este tipo de conversor CA/CC se utiliza de chaves semicondutoras com capacidade de controle de condução e bloqueio como o IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor ou transistor bipolar de gate isolado) e são capazes de controlar rapidamente a potência ativa e reativa de maneira independente. No caso da alimentação de cargas isoladas, o sistema controla a tensão e a frequência da alimentação.

Uma importante configuração de elo de corrente contínua é a chamada conexão de conversores em *back-to-back* (BTB), onde o retificador e o inversor encontram-se conectados diretamente sem linhas de transmissão [CIGRÉ 2005]. Pode-se destacar como algumas das principais aplicações deste equipamento, a interconexão de sistemas CA de frequências distintas ou mesmo a conexão de sistemas CA isolados com a mesma frequência, na qual se deseja manter a operação assíncrona entre eles.

As aplicações mais atrativas de conversores VSC são aquelas que exigem desempenho rápido (menor que meio ciclo) e soluções para problemas como conexões em sistemas com baixa relação de curto circuito (SCR – "Short Circuit Ratio") ou onde a limitação de espaço seja crítica. Em um sistema de potência de grande porte, como o sistema interligado brasileiro, pode-se utilizar o VSC conectado em BTB para segmentar linha

de transmissão CA com o objetivo de se elevar os limites de transmissão de potência atenuando-se, pela ação do controle de tensão, as restrições impostas pelas quedas de tensão ao longo de linhas de comprimentos elevados [GÁRDOS 2008]. Além disso, é possível ainda eliminar-se as restrições operativas devidas ao desempenho dinâmico do sistema.

Com o surgimento destas novas tecnologias, torna-se necessária a criação de modelos computacionais para que se possam realizar estudos de desempenho dos equipamentos e sua interação com os sistemas de potência existentes ou planejados.

1.1.2 Conversores fonte de tensão (VSC)

1.1.2.1 Aspectos gerais

A sigla VSC refere-se ao termo original “Voltage Sourced Converter”. Trata-se de um conversor CA/CC que utiliza dispositivos semicondutores com capacidade de controle de condução e bloqueio. Os dispositivos encontrados atualmente na indústria, que desempenham adequadamente esse papel nos equipamentos de sistema de potência, são o IGBT (“Insulated Gate Bipolar Transistor”) e o IGCT (“Integrated Gate Commutated Thyristor”).

Os tiristores, utilizados em conversores fonte de corrente, permitem apenas o controle do momento em que se inicia a condução da corrente, cessando a condução desta somente quando a corrente passa pelo zero.

O conversor VSC funciona com uma fonte de tensão do lado CA e por esta razão é aceitável também que sua sigla seja associada ao termo “Voltage Source Converter”, embora o termo utilizado pelo Cigré [CIGRÉ 2005], com a palavra “Sourced”, refira-se a um conversor alimentado por tensão (do lado CC).

Na Figura 1.1 temos o exemplo mais simples de conversor VSC que consiste num conversor de dois níveis monofásico em meia ponte. Embora os conversores utilizados em aplicações práticas possuam geralmente topologias mais complexas do que esta, o princípio de funcionamento é semelhante. As chaves principais auto-comutadas podem controlar a condução (necessitando de polarização positiva) e também o bloqueio da

corrente, através de pulso no “gate”. Os diodos em antiparalelo têm a função de garantir um caminho para a corrente nos momentos em que houver bloqueio de condução das chaves principais, e a corrente indutiva no sistema CA não pode ser interrompida bruscamente.

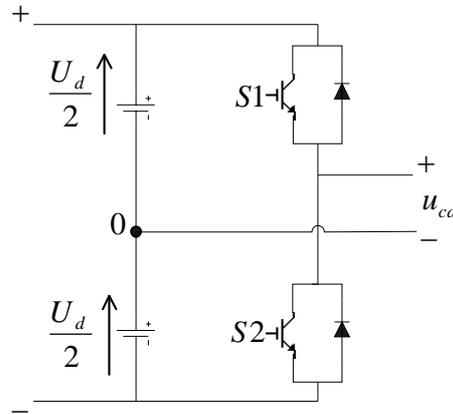


Figura 1.1 - Conversor VSC de dois níveis monofásico em meia ponte.

Este conversor conecta o sistema CC (à esquerda) e o sistema CA (à direita) e o termo “dois níveis” refere-se ao fato do conversor exteriorizar os níveis de tensão $+U_d/2$ e $-U_d/2$ do lado CA, considerando-se que ponto “0” é a referência. Enquanto a chave S1 estiver conduzindo, a chave S2 estará bloqueada e a tensão u_{ca} será igual a $+U_d/2$, ao passo que, quando a chave S2 passar a conduzir, a chave S1 estará bloqueada e a tensão u_{ca} assumirá o valor $-U_d/2$. Para que não ocorra um curto CC, é importante evitar que as chaves S1 e S2 conduzam simultaneamente.

Se o controle das chaves estiver sincronizado na frequência de 60 Hz, a forma de onda da tensão U_{ca} será uma onda retangular com componente fundamental de 60 Hz, conforme ilustra a Figura 1.2. A tensão CC neste conversor é sempre unidirecional e a corrente (e, conseqüentemente, a potência ativa) pode circular em ambos os sentidos.

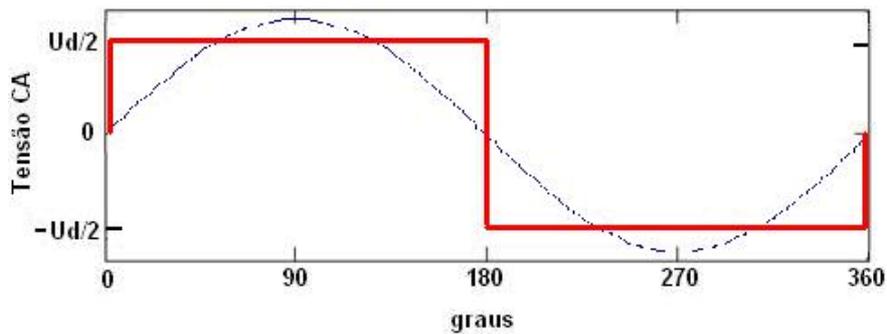


Figura 1.2 - Tensão U_{ca} (onda quadrada - sem PWM) e sua componente fundamental.

A onda quadrada possui um elevado conteúdo harmônico, o que demanda a presença de filtros para sua eliminação. Uma maneira de se reduzir o conteúdo harmônico é a mudança da estratégia de controle das chaves através do uso da técnica de modulação PWM (pulse width modulation), onde as chaves são controladas em uma frequência bem maior que a fundamental. A forma de onda da tensão U_{ca} utilizando a técnica PWM é exemplificada na Figura 1.3. A desvantagem do uso desta técnica é o aumento das perdas decorrentes dos múltiplos chaveamentos do semicondutor.

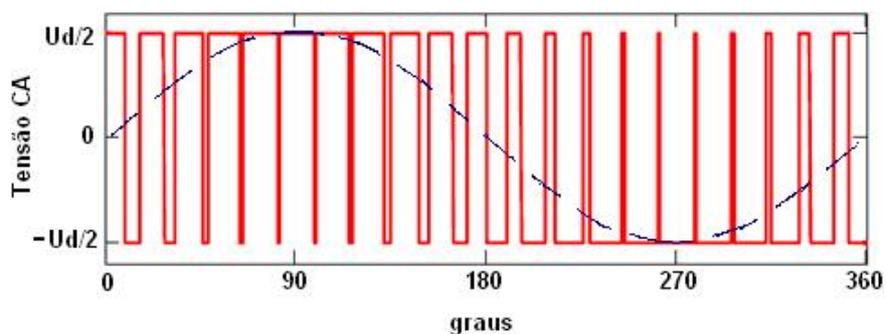


Figura 1.3 - Tensão U_{ca} (com PWM) e sua componente fundamental.

Com configurações mais complexas de conversores VSC é possível gerar uma tensão CA com menor conteúdo harmônico através do aumento do número de níveis de tensão (conversores multiníveis), ou também através da colocação em série de conversores de configuração simples, mas defasados magneticamente [GYUGYI 2000].

1.1.2.2 Conversor VSC trifásico em ponte completa

Na Figura 1.4 é mostrado o conversor VSC trifásico com IGBTs em ponte completa, composto de 6 IGBTs e 6 diodos em antiparalelo, que resulta em chaveamento de 2 níveis. A Figura 1.5 apresenta a tensão fase-neutro deste conversor quando chaveado sem uso do PWM (chaves conduzindo 180 graus).

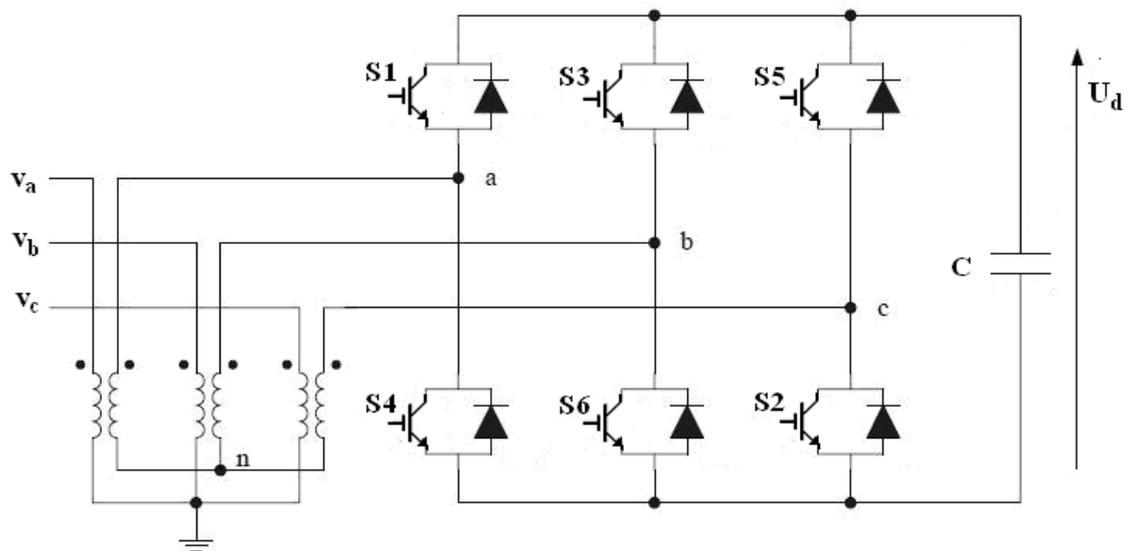


Figura 1.4 - Conversor VSC trifásico com IGBTs em ponte completa.

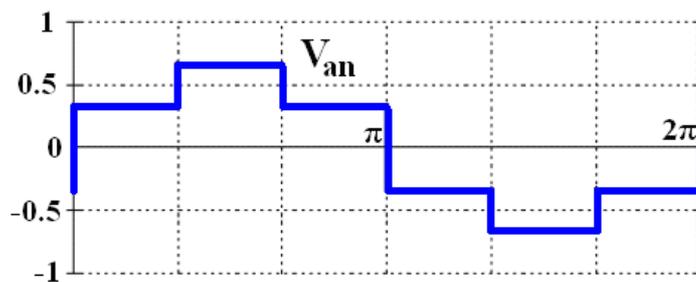


Figura 1.5 - Tensão fase-neutro do conversor em ponte completa (sem PWM).

A tensão fase-neutro deste conversor, mostrada na Figura 1.5, contém apenas harmônicos ímpares de ordem $6n \pm 1$, como é mostrado em (1.1).

$$V_{an} = \frac{2}{\pi} V_c \left[\text{sen}(\omega t) + \sum_{\eta=1}^{\infty} \left(\frac{1}{6\eta-1} \text{sen}(6\eta-1)\omega t + \frac{1}{6\eta+1} \text{sen}(6\eta+1)\omega t \right) \right]. \quad (1.1)$$

A componente fundamental da tensão (RMS, fase-fase) no secundário do transformador pode ser representada pelo fasor:

$$\dot{V} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_c e^{j\phi}. \quad (1.2)$$

Para o chaveamento onde as chaves conduzem por 180 graus, o módulo da tensão aplicada ao sistema depende somente da tensão no capacitor CC, de modo que só é possível alterar o valor de $|V|$ alterando-se o valor de V_c . O ângulo ϕ representa o deslocamento angular entre o trem de pulsos de controle das chaves e a referência do sistema. Se controlarmos este ângulo de maneira que entre ou saia potência ativa do conversor, a tensão no capacitor CC aumentará ou diminuirá, respectivamente. Se tivermos uma fonte CC de valor constante no lugar do capacitor CC, é possível controlar a tensão CA sem alterar a tensão CC através da técnica de modulação PWM senoidal [RANGEL 2004], [SOOD 2004].

1.1.3 Conversores VSC conectados em back-to-back

A configuração de elo de corrente contínua onde o retificador e o inversor encontram-se conectados diretamente sem linhas de transmissão é a chamada conexão de conversores em *back-to-back* (BTB). A Figura 1.6 mostra o diagrama de dois VSCs conectados em *back-to-back* composto basicamente de dois conversores fonte de tensão trifásicos em ponte completa, um operando como retificador e o outro como inversor, interconectados por um elo CC com apenas um capacitor CC que tem a função de prover a polarização dos dispositivos semicondutores e garantir “ripple” reduzido na tensão CC.

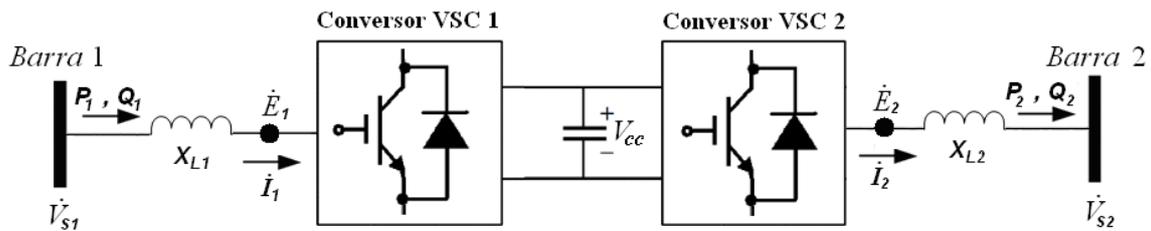


Figura 1.6 - VSCs conectados em *back-to-back*.

No VSC conectado em *back-to-back* (VSC-BTB), enquanto um dos terminais VSC controla a potência ativa que flui através do elo, o outro terminal é responsável pelo controle da tensão CC [CIGRÉ 2005]. A potência ativa que entra no sistema CC deve ser igual à potência ativa entregue ao sistema CA do inversor somada às perdas (inclui perdas no cabo, conversor, capacitor, etc.)

A indutância X_L que interconecta o terminal CA do conversor e a barra de conexão com o sistema tem a função de transformar o lado CA em “fonte de corrente”, já que o conversor é de tensão. Esta indutância pode ser implementada na prática através da indutância de dispersão do transformador de conexão do conversor à rede ou através de reatores de fase, ou ainda por uma combinação de ambos.

1.1.3.1 Controle da Potência Ativa

A potência ativa P_1 que sai ou entra no conversor 1 é controlada em um valor de referência através da regulação do ângulo da tensão CA do conversor 1, como é mostrado no diagrama fasorial da Figura 1.7.

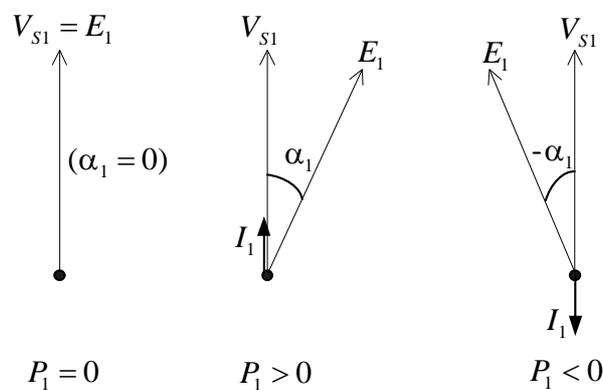


Figura 1.7 – Diagrama fasorial do controle da potência ativa.

Quando a diferença angular α_1 entre as tensões V_{s1} e E_1 é positiva, a potência ativa flui da barra 1 em direção à barra 2. Para inverter o fluxo de potência no BTB basta tornar a tensão do conversor E_1 adiantada em relação à tensão V_{s1} . Este controle é implementado somente no terminal 1, que é o responsável pelo controle da potência ativa que flui através do elo.

Na medida em que P_1 aumenta, a tensão no capacitor CC aumenta em função do aumento da carga do capacitor. Se P_2 for mantido constante, quando V_{CC} aumenta, o controle do terminal 2 atua no ângulo α_2 no sentido de elevar a potência ativa P_2 de modo a reduzir a carga no capacitor CC e, conseqüentemente, controla a tensão V_{CC} em um determinado valor de referência. A Figura 1.8 ilustra o controle da tensão CC, o qual é realizado exclusivamente pelo terminal 2.

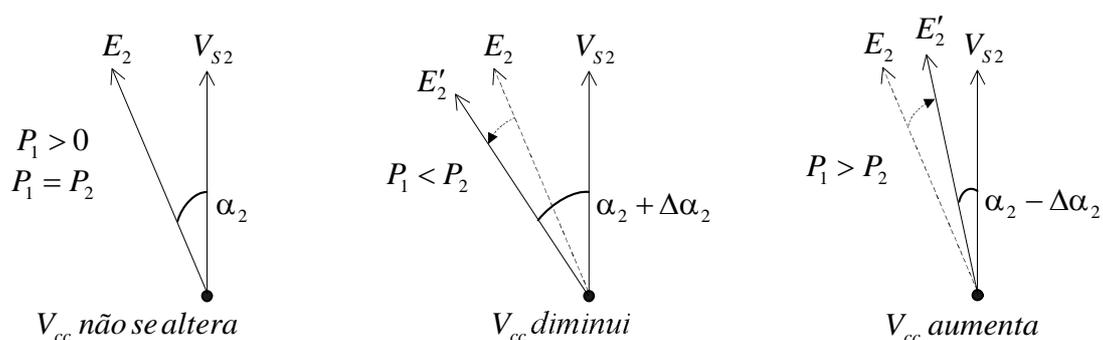


Figura 1.8 – Diagrama fasorial do controle da tensão CC.

1.1.3.2 Controle de Potência Reativa

A potência reativa Q_1 é controlada em um valor de referência através da regulação da amplitude da tensão CA do conversor 1, como mostra a Figura 1.9. Quando o módulo da tensão V_{s1} for maior que o módulo de E_1 , a corrente CA que entra no conversor I_1 estará adiantada em relação à tensão E_1 e o conversor terá potência reativa indutiva (ou atrasada) do sistema 1, ou seja, Q_1 é positiva. Por outro lado, quando a tensão CA do conversor E_1 supera a tensão V_{s1} , o conversor 1 opera com potência reativa capacitiva (Q_1 negativa).

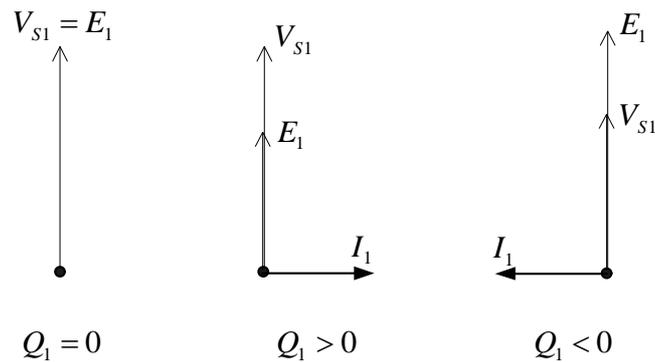


Figura 1.9 – Diagrama fasorial do controle da potência reativa.

O controle da potência reativa no terminal 2 é feito de maneira semelhante e os controles em ambos os terminais atuam de maneira independente. Em termos de potência reativa, o VSC-BTB funciona como se fossem dois STATCOMs (“Static Shunt Synchronous Compensator”) conectados às barras 1 e 2 e que compartilham o mesmo capacitor CC.

1.1.3.3 Comparação entre elos CC de corrente e tensão

Os elos CC que utilizam conversores fonte de corrente são denominados elos CSC (Current Source Converter) [KIMBARK 1971]. Estes elos utilizam tiristores em seus conversores e operam com baixa frequência de chaveamento (frequência da rede CA).

Uma das principais vantagens do elo de tensão é o fato de usar VSCs que não necessitam de suporte de potência reativa e ainda permitem o controle dessa potência em ambos os conversores de maneira independente durante a sua operação normal. Uma breve comparação entre elos de tensão e elos de corrente, de acordo com [CIGRÉ 2005] é mostrada a seguir.

Elos de corrente utilizando CSC com tiristores comutados pela linha formam os sistemas *back-to-back* de corrente ditos convencionais (ou clássicos) e possuem as seguintes características:

- Apresentam elevada potência reativa indutiva do sistema CA durante sua operação normal;
- Exigem uma relação de curto-circuito (SCR – “Short Circuit Ratio”) geralmente maior que 2 para uma operação estável;
- Podem sofrer falhas de comutação durante defeitos na rede CA ou afundamentos de tensão;
- Durante defeito CC é possível uma rápida recuperação após a atuação da proteção;
- Dependem obrigatoriamente da presença de fontes de energia (geradores) em ambos os terminais para seu funcionamento;
- Necessitam de filtros para eliminar harmônicos na corrente CA (de ordem $12n\pm 1$ para conversores de 12 pulsos);
- Exigem transformadores especialmente projetados para operar com alto dv/dt e corrente com harmônicos.

Obs: Os elos de corrente convencionais que utilizam conversores comutados a capacitores (CCC) não apresentam necessariamente elevada potência reativa indutiva, são menos suscetíveis a falhas de comutação e ainda podem operar em sistemas com SCR maior que 1,2 aproximadamente [BARROS 2009].

Elos de tensão obrigatoriamente utilizam VSC baseado em chaves auto-comutadas (GTO, IGBT ou IGCT) e possuem as seguintes características:

- Dispensam compensação de potência reativa nos terminais CA e ainda podem controlar esta potência de forma independente;
- Podem operar com qualquer relação de curto-circuito, inclusive nula;
- Não possuem problema de falhas de comutação durante defeitos do lado CA ou afundamentos de tensão;

- Diante de defeitos do lado CC, rápida recuperação é difícil devido à inexistência de disjuntores CC compatíveis com as correntes de curto em elos CC de tensão acima de alguns kV;
- Não é necessária a presença de fontes CA para seu funcionamento, podendo até alimentar cargas passivas;
- Geração de harmônicos pode ser reduzida aumentando-se a frequência de chaveamento, e com isso demandando a presença de filtros fisicamente menores, ao custo de maiores perdas;
- Não são necessários transformadores especiais quando se utiliza modulação PWM, desde que o dv/dt aplicado aos transformadores e os harmônicos sejam limitados.

A robustez e confiabilidade dos equipamentos a tiristores e, principalmente, a alta capacidade de potência com custo relativamente baixo destes equipamentos, faz prever que eles ainda terão espaço em diversas aplicações. A tecnologia VSC atualmente ainda possui custos e perdas superiores quando comparada com a tecnologia dos conversores a tiristores, mas a tendência futura é que os custos se tornem equivalentes na medida em que se evolui a tecnologia dos dispositivos semicondutores e, especialmente, a topologia dos conversores. Estas duas tecnologias são na realidade complementares e espera-se que coexistam por longo período nos sistemas de potência modernos [DANIEL 2010].

Uma tecnologia interessante e bastante promissora envolvendo conversores VSC é o conversor modular multinível (MMC – “Modular Multilevel Converter”), [MARQUARDT 2004]. Cada fase deste conversor é constituída por um conjunto de IGBTs dispostos em meia ponte conectados em cascata, com capacitores isolados em cada ponte. Neste equipamento, cada submódulo individual opera com uma baixa frequência de chaveamento, o que contribui para manter as perdas em valores pequenos próximos aos dos conversores a tiristores.

A Figura 1.10 exemplifica uma topologia típica de um conversor MMC e o submódulo. Nos terminais deste conversor é possível obter uma forma de onda de saída com muitos níveis (Figura 1.11), de modo que a tensão de saída fica praticamente senoidal ideal e dispensa filtros para eliminação de harmônicos. Além disso, os equipamentos FACTS

baseados em conversores MMC são compactos, apresentam uma resposta rápida e espera-se que possuam custos competitivos.

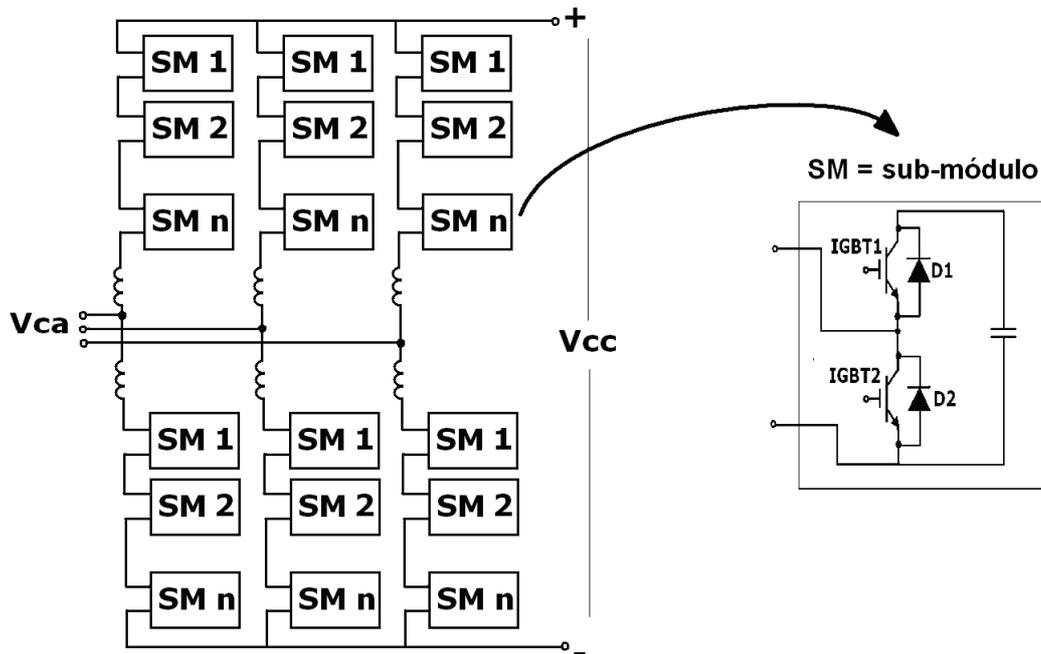


Figura 1.10 – Topologia típica de um Conversor Modular Multinível (MMC).

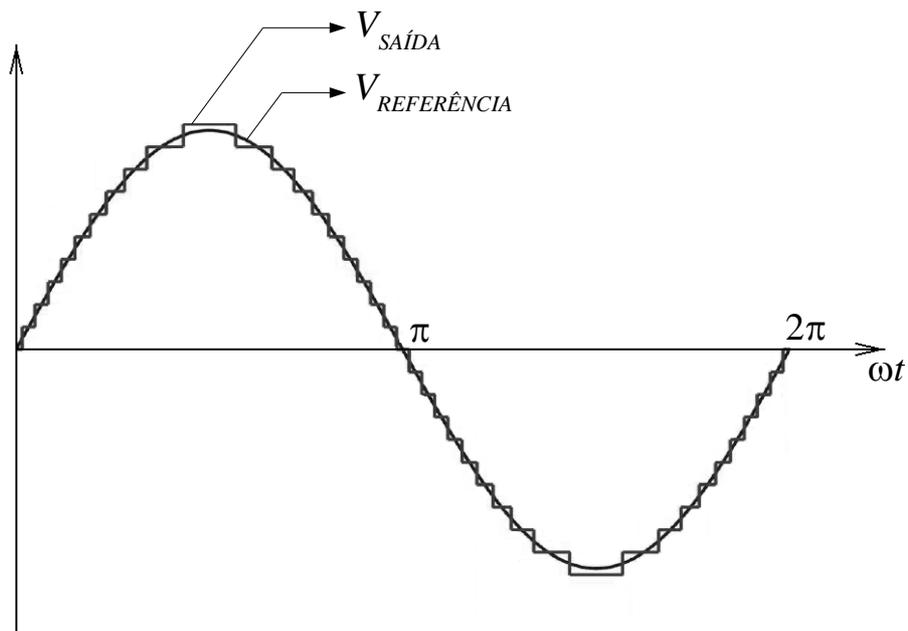


Figura 1.11 - Exemplo de tensões de referência e de saída de um conversor MMC.

1.2 Revisão Bibliográfica

As referências [AREDES 1998], [BARBOSA 1994] e [SEN 1999] abordam a modelagem de equipamentos FACTS com conversores VSC para fins de simulação em programas de transitórios eletromagnéticos no domínio do tempo.

A transmissão em elos de tensão contínua utilizando conversores VSC é apresentada em [CIGRÉ 2005], onde são abordados diversos aspectos deste tipo de transmissão CC: os principais dispositivos semicondutores utilizados, topologias, controle, proteção, distorção harmônica dentre outros.

O trabalho de [MARQUARDT 2004] demonstra o desempenho de uma topologia de conversor modular multinível (MMC) através de simulações no SIMULINK do MATLAB. No trabalho de [CHUCO 2011] é feita uma comparação de desempenho dinâmico entre um sistema CCAT baseado em VSC convencional e outro baseado em VSC modular multinível, de onde se concluiu que o sistema de controle do MMC-VSC é geralmente mais complexo em relação ao VSC convencional, porém o conteúdo harmônicos da tensão sintetizada pelo MMC é tão pequeno que dispensa filtros CA para sua eliminação. Temos ainda no trabalho de [ALLEBROD 2008] a aplicação do MMC em transmissão CCAT, incluindo uma comparação das perdas nos semicondutores e a avaliação da eficiências de diferentes topologias. Em [GNANARATHNA 2011] temos uma modelagem do MMC para programas de simulação de transitórios eletromagnéticos e inclui simulações de validação do modelo proposto no PSCAD/EMTDC. Em [HAGIWARA 2008] temos uma abordagem do controle PWM aplicado ao MMC com eficácia confirmada através de simulações (PSCAD/EMTDC) e formas de onda experimentais.

O trabalho de [RANGEL 2004] traz uma modelagem genérica para equipamentos FACTS baseados em conversores VSC para ser utilizada em programas de cálculo de fluxo de potência, análise de estabilidade eletromecânica e análise de estabilidade para pequenas perturbações.

Em [CARVALHAL 2008] é feita uma análise de sistemas de transmissão em tensão contínua para a alimentação de cargas isoladas, onde também são exemplificados sistemas com elo VSC multiterminais.

Em [GÁRDOS 2008] é proposta uma transmissão a longa distância com linhas CA segmentadas por elos em configuração back-to-back com conversores VSC. Um dos objetivos desta aplicação é evitar que perturbações numa determinada área do sistema se propaguem para outras áreas, provendo dessa maneira mais segurança aos sistemas de potência.

No trabalho de [BORGES 2010] temos a avaliação da conexão de uma microrrede à rede principal por meio de conversores fonte de tensão conectados em “back-to-back”, onde se mostrou que este conversor garante certa isolação entre os sistemas CA para perturbações envolvendo desequilíbrio de carga na microrrede e curto-circuito. O trabalho de [XU 2011] também apresenta uma abordagem de controle de um VSC-BTB em aplicações envolvendo microrredes e simulações no PSCAD/EMTDC.

Nos trabalhos de [GOMES 2006], [MATAVELLI 1997] e [STANKOVIC 2000] é utilizado o conceito de fasores dinâmicos envolvendo modelos lineares para estudos de pequenas perturbações. A metodologia para análise de pequenas perturbações no domínio s (Laplace) em regime permanente não-senoidal é apresentada em [SEMLYEN 1999]. No trabalho [GOMES 2002] a rede elétrica é modelada por um sistema de equações no domínio s representadas por uma matriz $Y(s)$ que é função analítica não linear de s . Em [LÍRIO 2007] é feita uma modelagem tensorial no domínio s do Compensador Estático de Reativos e do Capacitor Série Controlado a Tiristor considerando-se a interdependência entre as frequências. Tais trabalhos indicam a importância da utilização da análise linear em diversos estudos de sistemas elétricos de potência.

A modelagem de redes elétricas através de sistemas descritores é apresentada em [LIMA 1999] para a análise de transitórios em sistemas de grande porte. Em [VARRICCHIO 2003] é mostrado que os sistemas descritores também podem ser utilizados para a análise modal do comportamento dos harmônicos do sistema.

O modelo linearizado para estudos de pequenas perturbações do circuito de sincronismo PLL (“Phase Locked Loop”) é apresentado em [GOLE 1990]. Outros trabalhos que apresentam configurações de PLL voltadas para aplicações em sistemas desequilibrados são [JESUS 2003] e [ROLIM 2006].

Um desenvolvimento por análise vetorial é abordado em [SCHAUDER 1993], onde as componentes da Transformada de Park das correntes e tensões servem como base para implementação de um controle vetorial d-q, o qual permite que as potências ativa e reativa sejam controladas de forma desacoplada.

Em [LARSSON 2001] são apresentadas algumas vantagens da aplicação do VSC em conexão *back-to-back* na interligação de *Eagle Pass*, que conecta os Estados Unidos ao México, cujas principais funções são amenizar os problemas de instabilidade de tensão da região através do controle independente da tensão em ambos terminais VSC com modulação PWM e também permitir o fluxo de potência nos dois sentidos entre os dois países.

1.3 Objetivos

O objetivo deste trabalho é a apresentação de modelos de um elo de tensão contínua com conversores fonte de tensão (VSC) em ponte na configuração *back-to-back* (VSC-BTB). Serão apresentados dois modelos: O primeiro é um modelo não-linear trifásico voltado para simulações em programas de análise de transitórios eletromagnéticos no domínio do tempo. O programa utilizado neste trabalho para a implementação deste modelo foi o PSCAD/EMTDC. O segundo é um modelo linear de sequência positiva que utiliza o conceito de fasores dinâmicos e é útil para uma abordagem complementar à simulação no tempo, na qual as equações do sistema são linearizadas em torno do ponto de operação. Com este modelo é possível a utilização de métodos e ferramentas de análise modal apropriadas para a obtenção de uma série de informações importantes sobre a dinâmica do sistema estudado.

Inicialmente é apresentado o equacionamento de um sistema simples incluindo o VSC-BTB que serve como base para a elaboração do modelo não-linear e do modelo linearizado. Em seguida é apresentado o sistema de controle vetorial adotado e as

simulações no PSCAD/EMTDC onde é feita a avaliação de desempenho tanto em regime permanente como em regime transitório. Adotou-se a técnica PWM (“pulse width modulation” ou modulação por largura de pulso) para o controle das chaves dos conversores. O modelo linearizado do VSC-BTB utilizando PWM é equacionado e implementado no programa MATLAB, onde é realizada a validação do modelo e a utilização do mesmo para análise linear.

1.4 Organização da Dissertação

No capítulo 2 é apresentado o modelo não-linear do VSC-BTB, onde são detalhados: a técnica de modulação PWM adotada, duas estratégias diferentes de controle vetorial que foram discutidas e implementadas e, finalmente, o equacionamento básico de um sistema teste incluindo o VSC-BTB. No final do capítulo 2, é apresentada a implementação do modelo no programa de análise de transitórios eletromagnéticos PSCAD/EMTDC, onde é mostrado como os parâmetros das redes CA, rede CC, filtros e controladores foram determinados. Finalmente são apresentadas algumas simulações básicas para verificação da coerência do modelo em relação ao comportamento esperado do mesmo.

No capítulo 3 é apresentado um modelo linearizado de frequência fundamental para o sistema com VSC-BTB. É feita uma breve abordagem sobre análise linear e fasores dinâmicos. Em seguida, as equações do modelo não-linear (previamente apresentadas no capítulo 2) são linearizadas em torno do ponto de operação e escritas em termos de fasores dinâmicos para se tornarem invariantes no tempo. Finalmente estas equações são formuladas através de sistemas descritores e implementadas no programa MATLAB, para permitir a validação do mesmo, comparando-se os resultados obtidos com o modelo simulado no PSCAD/EMTDC.

As principais simulações e análise dos resultados obtidos são apresentadas no capítulo 4. No MATLAB, é feito o cálculo de polos do sistema e é traçado o diagrama do Lugar das Raízes para a variação de alguns ganhos dos controladores selecionados. Em seguida são apresentadas as simulações de regime permanente e transitório no PSCAD/EMTDC. As conclusões e sugestões de trabalhos futuros são apresentadas no capítulo 5.

CAPÍTULO 2 - MODELO NÃO-LINEAR DO VSC-BTB

2.1 Introdução

A configuração de elo de corrente contínua onde o retificador e o inversor encontram-se conectados diretamente sem linhas de transmissão é a chamada conexão de conversores em *back-to-back*. Podem-se destacar como algumas das principais aplicações deste equipamento a interconexão de sistemas CA de frequências distintas ou mesmo a conexão de sistemas CA isolados com a mesma frequência, na qual se deseja manter a operação assíncrona entre eles.

Neste capítulo será apresentado o modelo não-linear de um sistema contendo o VSC-BTB. Inicialmente serão definidos os elementos do sistema e a topologia básica dos conversores. Em seguida será abordado o controle de chaveamento com a técnica de modulação PWM adotado. A estratégia de controle das potências ativa e reativa também será mostrada em detalhes. Por fim, a descrição completa do equacionamento matemático do modelo será apresentada.

O sistema contendo o VSC-BTB que foi modelado neste trabalho é mostrado na Figura 2.1. As redes CA estão representadas por circuitos equivalentes, que consistem em uma fonte de tensão ideal (com ligação Y_{aterrado}) atrás de uma impedância equivalente do tipo RL paralelo. A frequência dos sistemas CA 1 e 2 são constantes e iguais a 60 Hz, embora seja perfeitamente possível conectar dois sistemas assíncronos com o VSC-BTB.

Os filtros CA escolhidos para eliminação de harmônicos de alta frequência são do tipo RLC “High-Pass” (Passa-altas) e serão detalhados mais adiante. O transformador e o reator de fase estão representados por indutância em série com um transformador ideal $Y_{\text{aterrado-delta}}$.

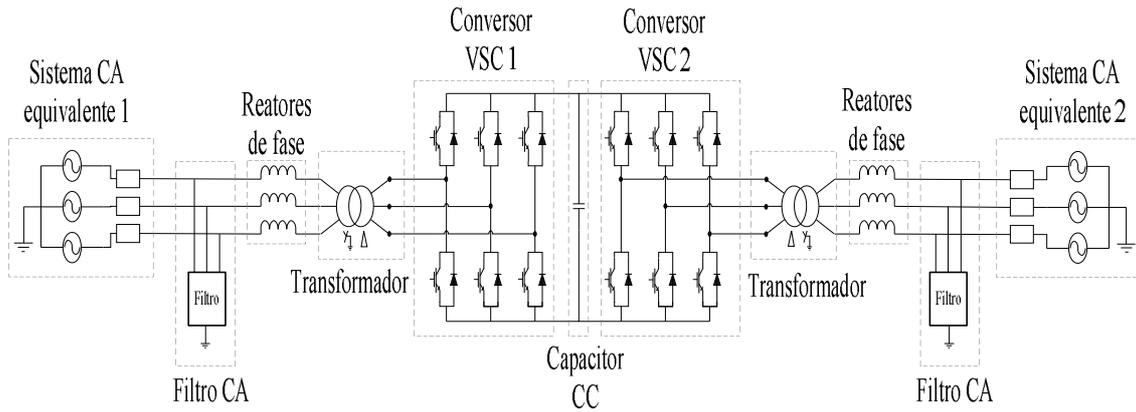


Figura 2.1 – Sistemas CA interconectados por um VSC-BTB.

Os conversores VSC 1 e 2 são trifásicos com IGBTs em ponte completa. Cada IGBT da ponte é acompanhado por um diodo ligado em antiparalelo (também chamado de “free wheeling” ou roda livre). Este diodo pode estar integrado no mesmo encapsulamento do semicondutor ou em encapsulamento externo e tem como objetivo assegurar que a chave tenha capacidade de fluxo de corrente no sentido reverso [CIGRÉ 2005].

O lado CC é composto unicamente de um capacitor C_{cc} que tem a função de prover a polarização dos dispositivos semicondutores e garantir “ripple” reduzido na tensão CC. A constante de inércia do conversor, pode ser definida como a relação entre a energia armazenada no capacitor do elo CC e a potência aparente nominal S (em MVA) do conversor:

$$H = \frac{\frac{1}{2} C_{cc} V_{cc}^2}{S} \quad (2.1)$$

Onde, V_{cc} é a tensão no capacitor C_{cc} . Para um dado valor de H , S , e V_{cc} o capacitor CC é definido por:

$$C_{cc} = \frac{2HS}{V_{cc}^2}, \quad (2.2)$$

A constante de inércia corresponde ao tempo que o capacitor (sendo previamente carregado com tensão nominal) pode entregar a potência nominal até se descarregar.

Os filtros selecionados para realizar a filtragem dos harmônicos (oriundos da utilização da modulação PWM) são do tipo RLC em configuração “high-pass” (passa-altas) conforme mostrado na Figura 2.2. Este tipo de filtro absorve as altas frequências não permitindo que as mesmas fluam para o sistema CA.

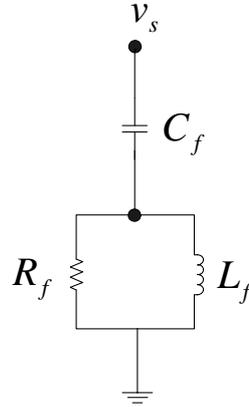


Figura 2.2 – Topologia do filtro CA passa-altas.

A impedância para este filtro em função da frequência ω pode ser escrita da seguinte forma:

$$Z_f = \frac{R_f j\omega L_f}{R_f + j\omega L_f} - j \frac{1}{\omega C_f} \quad (2.3)$$

ou

$$Z_f = \frac{R_f \omega^2 L_f^2}{R_f^2 + \omega^2 L_f^2} + j \left(\frac{R_f^2 \omega L_f}{R_f^2 + \omega^2 L_f^2} - \frac{1}{\omega C_f} \right). \quad (2.4)$$

A condição para ocorrência de ressonância em (2.4) é:

$$\frac{R_f^2 \omega_r L_f}{R_f^2 + \omega_r^2 L_f^2} - \frac{1}{\omega_r C_f} = 0, \quad (2.5)$$

que resulta em:

$$\omega_r = \sqrt{\frac{R_f^2}{R_f^2 L_f C_f - L_f^2}}. \quad (2.6)$$

De (2.6) se obtém a frequência de ressonância ω_r deste filtro. Na Figura 2.3 é mostrada a curva característica de módulo e ângulo da impedância em função da frequência para um filtro passa-altas com frequência de ressonância sintonizada em 1140 Hz. Nesta figura, vemos que a impedância do filtro é alta para a frequência da rede de 60 Hz e baixa para as altas frequência (a partir da frequência de corte). Esta característica mostra-se interessante para a eliminação dos harmônicos gerados pelo VSC com modulação PWM, pois tais harmônicos estão situados justamente nas altas frequências a partir da frequência de chaveamento utilizada. Os detalhes para a escolha dos valores de R_f , L_f e C_f para os filtros do sistema proposto serão mostrados mais adiante.

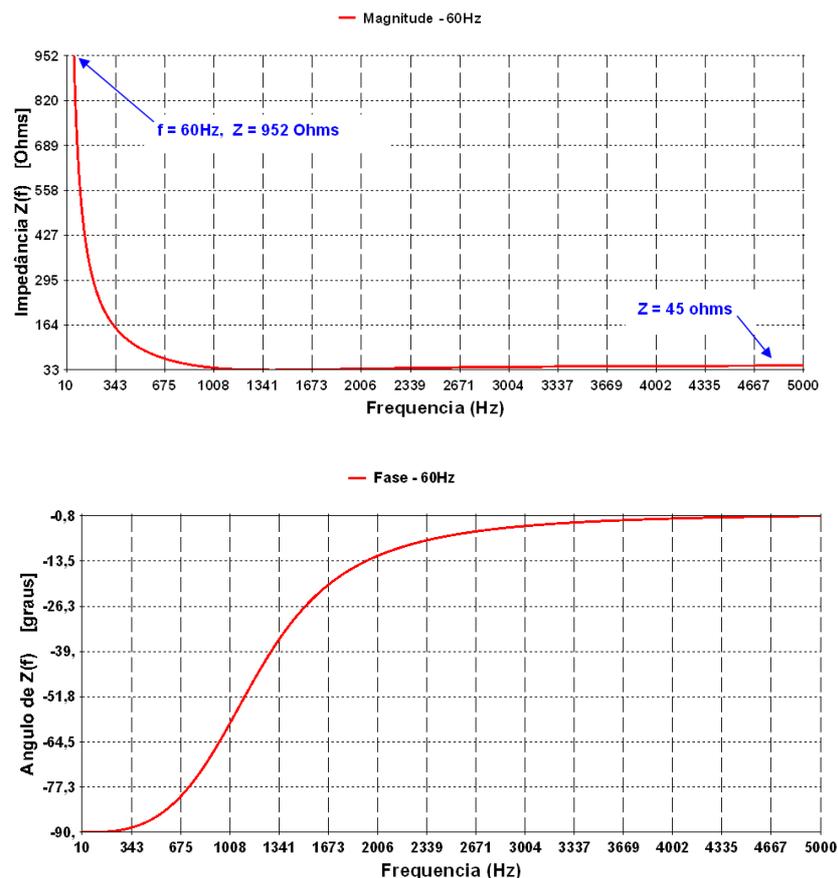


Figura 2.3 - Módulo e ângulo da impedância do filtro passa-altas em função da frequência.

2.2 Controle de chaveamento com técnica de modulação PWM

A técnica de modulação por largura de pulso (PWM – “Pulse Width Modulation”) é amplamente utilizada para controle de conversores eletrônicos de potência. Uma opção bastante utilizada para tal controle de chaveamento é a chamada modulação PWM senoidal, onde uma onda senoidal de referência é comparada com uma onda triangular (portadora) de frequência bem maior que a frequência da onda que se deseja sintetizar. A vantagem desta técnica é que as componentes harmônicas da onda sintetizada ficam situadas em torno da frequência de chaveamento e seus múltiplos, o que torna os filtros para a eliminação destes harmônicos mais simples e fisicamente menores. Em sistemas de potência, a frequência de chaveamento não deve ser muito elevada, pois isto acarreta o aumento das perdas por chaveamento [MOHAN 1995].

Considerando um conversor VSC trifásico com IGBTs em ponte completa, mostrado na Figura 2.4, pode-se aplicar a técnica PWM no controle dos chaveamentos considerando a seguinte onda de referência senoidal:

$$v_{ref} = V_{ref} \text{sen}(2\pi f_1 t + \psi_1), \quad (2.7)$$

onde f_1 é a frequência fundamental da tensão a ser sintetizada e ψ é a fase da tensão a ser sintetizada. Nesta Figura 2.4 o capacitor do lado CC foi dividido em dois apenas para criar o ponto de referência “0”, que facilita a análise das formas de onda CA.

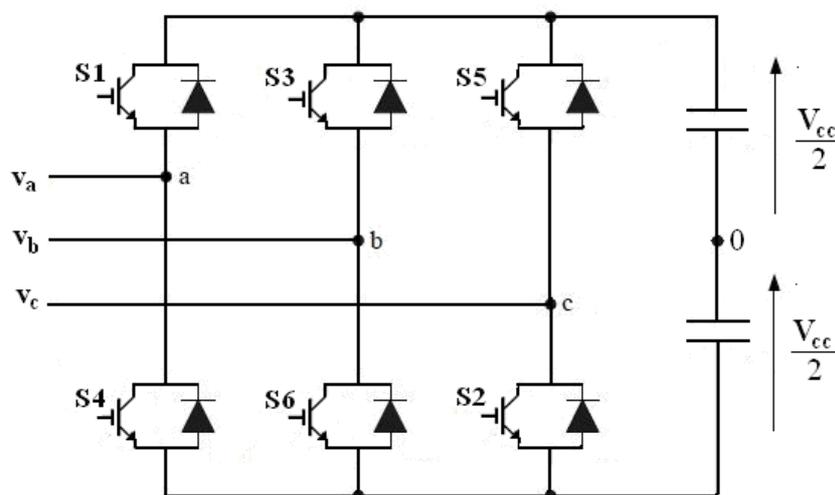


Figura 2.4 - Conversor VSC trifásicos com IGBTs em ponte completa.

Considerando que a portadora triangular tenha uma frequência 21 vezes maior que a fundamental f_1 (60 Hz), temos exemplificado na Figura 2.5 a onda de referência e a onda triangular “plotadas” num mesmo gráfico. Na mesma figura é mostrada a tensão na fase “a” e sua componente fundamental.

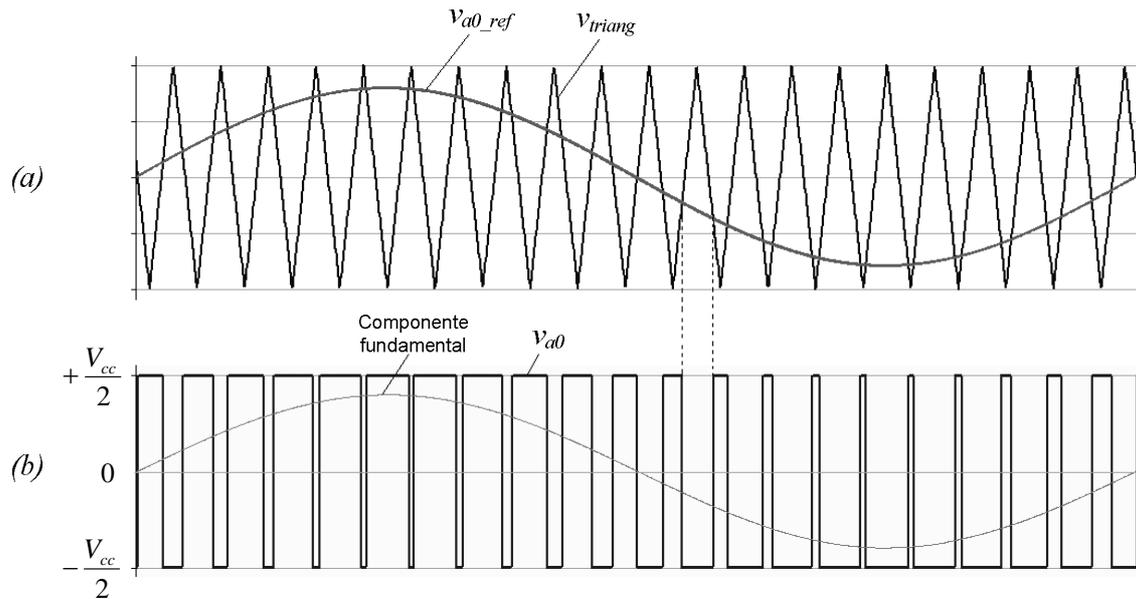


Figura 2.5 – (a) Sinal de referência e portadora triangular para modulação PWM, (b) forma de onda de v_{a0} e sua componente fundamental.

O fator de modulação de amplitude (2.8) é definido como a razão entre a amplitude da onda senoidal de referência V_{ref} e a amplitude da portadora triangular V_{triang} :

$$m = \frac{V_{ref}}{V_{triang}}. \quad (2.8)$$

Os sinais de controle das chaves S1 e S4 controlam a fase “a” da ponte. Quando a onda senoidal de referência da fase “a” for maior que a sua portadora triangular, o sinal de controle enviado a S1 será para ligá-la, enquanto que o sinal de controle enviado a S4 será para desligá-la. Quando a onda senoidal de referência da fase “a” for menor que a

sua portadora triangular, o sinal de controle enviado a S1 será para desligá-la, enquanto que o sinal de controle enviado a S4 será para ligá-la. Esta mesma lógica é empregada para a fase “b” com o par S3-S6 e para a fase “c” com o par S5-S2.

Como resultado final, temos que: Quando $v_{ref} > v_{triang}$, a tensão v_{a0} assume o valor $+V_{cc}/2$ e quando $v_{ref} < v_{triang}$, a tensão v_{a0} assume o valor $-V_{cc}/2$. Nos trabalhos de [BARBOSA 1994] e [RANGEL 2004] é apresentada a dedução da equação aproximada da tensão de saída:

$$v_a \cong \frac{V_{cc}}{2} \frac{1}{V_{triang}} v_{ref}(t) + f_H(t), \quad (2.9)$$

onde,

$$f_H(t) \cong - \sum_{\substack{n=1 \\ n \text{ ímpar}}}^{\infty} \frac{2V_{cc}}{n\pi} \text{sen}\left(n \frac{\pi}{2}\right) \cos\left(n \frac{\pi}{2} \frac{1}{V_{triang}} v_{ref}(t)\right) \cos(n\omega_s t) - \sum_{\substack{n=2 \\ n \text{ par}}}^{\infty} \frac{2V_{cc}}{n\pi} \cos\left(n \frac{\pi}{2}\right) \text{sen}\left(n \frac{\pi}{2} \frac{1}{V_{triang}} v_{ref}(t)\right) \cos(n\omega_s t). \quad (2.10)$$

A parcela $f_H(t)$ expressa em (2.10) corresponde aos harmônicos introduzidos pela modulação em frequência, cujo espectro se traduz em bandas laterais centradas nos múltiplos da frequência da onda triangular ω_s [BARTON 1978]. O valor desta frequência influenciará na definição dos parâmetros do filtro CA, que tem justamente a função de eliminar estes harmônicos indesejados.

A equação (2.9) é válida apenas enquanto o fator de modulação estiver mantido dentro do intervalo [0,1], pois nessa faixa a variação da amplitude da tensão na fase com a amplitude da onda senoidal de referência é uma relação linear. Quando o fator de modulação for maior que a unidade, esta equação não é mais válida e ocorre a chamada sobremodulação. Nesse caso, é possível incluir no controle uma função de linearização específica que compense o comportamento não-linear da sobremodulação, conforme é detalhado em [RANGEL 2004].

2.3 Sistema de controle do VSC-BTB

Nesta seção será apresentada a estratégia de controle utilizada no VSC-BTB. Como já foi dito na seção (1.1.3), enquanto o terminal VSC 1 controla o fluxo de potência ativa através do elo, o terminal 2 é o responsável pelo controle da tensão no capacitor CC. Além disso, cada terminal VSC é capaz de controlar a potência reativa em seu terminal de maneira independente.

2.3.1 Medições de tensões e correntes

Para que seja possível controlar as potências ativa e reativa é necessário realizar medições de tensões e correntes. A Figura 2.6 mostra os pontos onde são feitas as medições das tensões fase-neutro e corrente de linha instantâneas que serão utilizadas para o cálculo das potências e demais variáveis importantes para o funcionamento do controle. A tensão CC é medida diretamente sobre o capacitor CC.

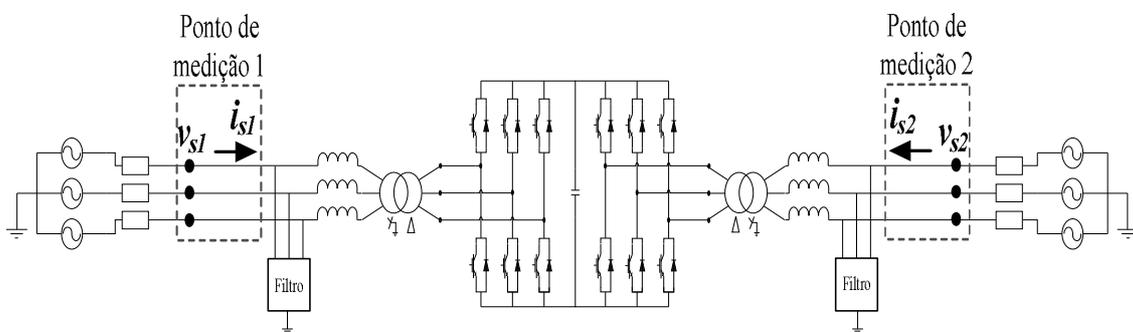


Figura 2.6 – Pontos de medição das tensões e correntes para controle do VSC-BTB.

Para calcular as potências instantâneas em [AKAGI 2007], utilizamos (2.11) a (2.16) descritas em função da Transformada da Clarke das tensões e correntes medidas:

$$v_{s1-\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}}v_{s1-a} - \frac{1}{\sqrt{6}}v_{s1-b} - \frac{1}{\sqrt{6}}v_{s1-c} \quad , \quad (2.11)$$

$$v_{s1-\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}}v_{s1-b} - \frac{1}{\sqrt{2}}v_{s1-c} , \quad (2.12)$$

$$i_{s1-\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}}i_{s1-a} - \frac{1}{\sqrt{6}}i_{s1-b} - \frac{1}{\sqrt{6}}i_{s1-c} , \quad (2.13)$$

$$i_{s1-\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}}i_{s1-b} - \frac{1}{\sqrt{2}}i_{s1-c} , \quad (2.14)$$

$$p_{s1} = v_{s1-\alpha}i_{s1-\alpha} + v_{s1-\beta}i_{s1-\beta} , \quad (2.15)$$

$$q_{s1} = v_{s1-\beta}i_{s1-\alpha} - v_{s1-\alpha}i_{s1-\beta} . \quad (2.16)$$

Para o terminal 2, temos:

$$v_{s2-\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}}v_{s2-a} - \frac{1}{\sqrt{6}}v_{s2-b} - \frac{1}{\sqrt{6}}v_{s2-c} , \quad (2.17)$$

$$v_{s2-\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}}v_{s2-b} - \frac{1}{\sqrt{2}}v_{s2-c} , \quad (2.18)$$

$$i_{s2-\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}}i_{s2-a} - \frac{1}{\sqrt{6}}i_{s2-b} - \frac{1}{\sqrt{6}}i_{s2-c} , \quad (2.19)$$

$$i_{s2-\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}}i_{s2-b} - \frac{1}{\sqrt{2}}i_{s2-c} \quad , \quad (2.20)$$

$$p_{s2} = v_{s2-\alpha}i_{s2-\alpha} + v_{s2-\beta}i_{s2-\beta} \quad , \quad (2.21)$$

$$q_{s2} = v_{s2-\beta}i_{s2-\alpha} - v_{s2-\alpha}i_{s2-\beta} \quad . \quad (2.22)$$

2.3.2 Circuito de sincronismo – PLL

O principal objetivo de um circuito de sincronismo é gerar um sinal sincronizado com a componente fundamental de um sinal de referência e que seja capaz de seguir de maneira precisa a frequência e o ângulo de fase mesmo durante faltas, e ainda ter uma rápida re-sincronização após distúrbios no sistema.

Na Figura 2.7 é mostrado o PLL que foi utilizado, onde ω_0 é a frequência angular da rede CA, K_{P-PLL} e K_{I-PLL} são, respectivamente, os ganhos proporcional e integral do PLL e θ_{PLL} é o ângulo de fase da tensão v_s que é zerado a cada 2π radianos. A Figura 2.8 apresenta o sinal de saída deste circuito de sincronismo com a rede CA em frequência constante, onde T é o período.

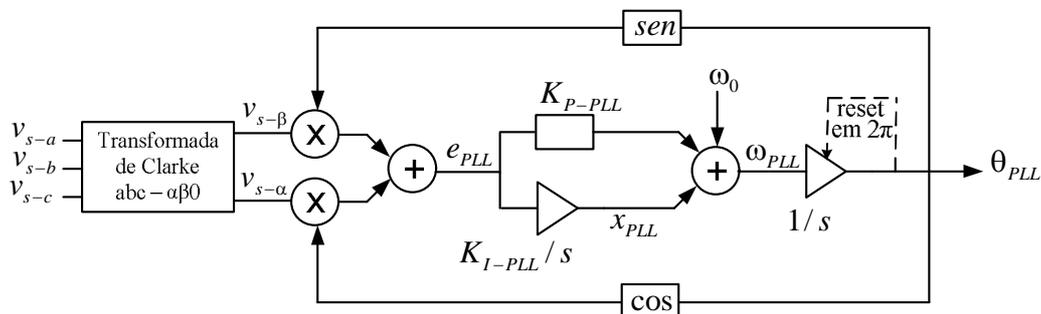


Figura 2.7 – Diagrama do circuito de sincronismo PLL.

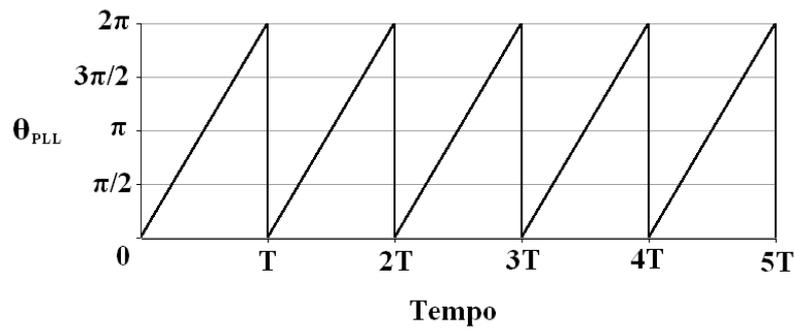


Figura 2.8 - Sinal de saída do PLL.

2.3.3 Estratégias de controle

2.3.3.1 Controle escalar

Uma primeira possibilidade de modulação PWM seria um controle do tipo escalar como o mostrado na Figura 2.9, onde se atua diretamente no módulo da tensão sintetizada pelo conversor para controlar a potência reativa e no ângulo da tensão sintetizada pelo conversor para controlar a potência ativa ou a tensão CC. Esta estratégia tem a vantagem de ter uma implementação mais direta e menos complexa em termos de malhas de controle e de um menor número de parâmetros a serem ajustados. Em contrapartida, há um maior grau de acoplamento entre as grandezas controladas, de modo que quando se deseja controlar, por exemplo, a potência ativa atuando-se diretamente sobre o ângulo da tensão sintetizada, temos como efeito colateral uma alteração em outras variáveis que não deveriam ser afetadas, o que pode limitar a efetividade do controle. Esta estratégia de controle não foi implementada neste trabalho.

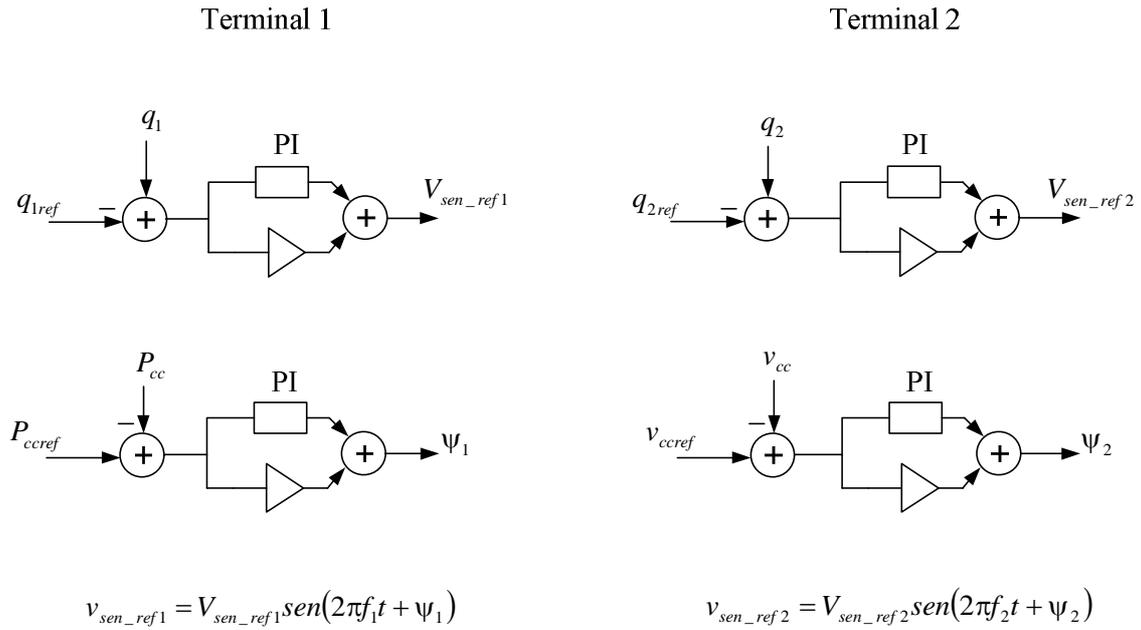


Figura 2.9 – Exemplo de estratégia de controle escalar.

2.3.3.2 Controle vetorial “tipo I”

Outra possibilidade de controle, que foi implementada neste trabalho, é um desenvolvimento por análise vetorial [SCHAUDER 1993], onde as componentes da Transformada de Park das correntes e tensões servem como base para implementação de um controle vetorial d-q, o qual permite que as potências ativa e reativa sejam controladas de forma mais desacoplada, pois o controle atua nas variáveis mais efetivas para esse fim, tornando o controle mais eficiente e rápido em relação ao controle escalar citado anteriormente. A Transformada de Park converte um sistema trifásico (abc) de correntes ou tensões em um sistema de vetores ortogonais que giram sincronizados com a frequência da rede CA. As equações das transformadas de Park direta e inversa são dadas, respectivamente, por:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \text{sen}\theta & \text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \text{cos}\theta & \text{cos}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{cos}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix}, \quad (2.23)$$

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}\theta & \text{cos}\theta & 1 \\ \text{sen}(\theta - 2\pi/3) & \text{cos}(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \text{sen}(\theta + 2\pi/3) & \text{cos}(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix}, \quad (2.24)$$

onde f podem ser tensões ou correntes.

Em um sistema trifásico a quatro condutores, a componente i_0 pode ter um valor não nulo, mas no caso de sistemas a três condutores esta componente é nula. O ângulo θ é o ângulo de fase de sequência positiva das tensões nos pontos de medição, que é detectado pelo circuito de sincronismo PLL.

Utilizando (2.23) podemos calcular as componentes d e q para as correntes dos sistemas 1 e 2:

$$\begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{01} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \text{sen}\theta_{PLL1} & \text{sen}\left(\theta_{PLL1} - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\theta_{PLL1} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \text{cos}\theta_{PLL1} & \text{cos}\left(\theta_{PLL1} - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{cos}\left(\theta_{PLL1} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1-a} \\ i_{s1-b} \\ i_{s1-c} \end{bmatrix}, \quad (2.25)$$

$$\begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \\ i_{02} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \text{sen}\theta_{PLL2} & \text{sen}\left(\theta_{PLL2} - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\theta_{PLL2} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \text{cos}\theta_{PLL2} & \text{cos}\left(\theta_{PLL2} - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{cos}\left(\theta_{PLL2} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s2-a} \\ i_{s2-b} \\ i_{s2-c} \end{bmatrix}. \quad (2.26)$$

Na Figura 2.10 é mostrado um diagrama vetorial com os principais vetores (em pu) envolvidos no controle vetorial, onde foram tomados como exemplo os vetores girantes relativos ao controle do VSC 1. Nesta figura, \vec{v}_{c1} é o vetor tensão fase-neutro sintetizada pelo conversor, \vec{v}_{s1} é o vetor tensão fase-neutro no ponto de medição e \vec{i}_{s1} é o vetor corrente CA que flui através da indutância série (transformador mais reatores de fase),

θ é o ângulo de referência da Transformada de Park, φ é o ângulo do fator de potência visto pelo sistema 1 e ψ é o ângulo da tensão de referência do PWM. Para que o controle vetorial funcione corretamente, as variáveis e os sinais das malhas de controle devem estar coerentes com a convenção adotada para o alinhamento dos eixos d e q com o vetor tensão \vec{v}_{s1} , que foram previamente definidos conforme mostrado nesta Figura 2.10. Neste exemplo, as potências ativa e reativa são positivas.

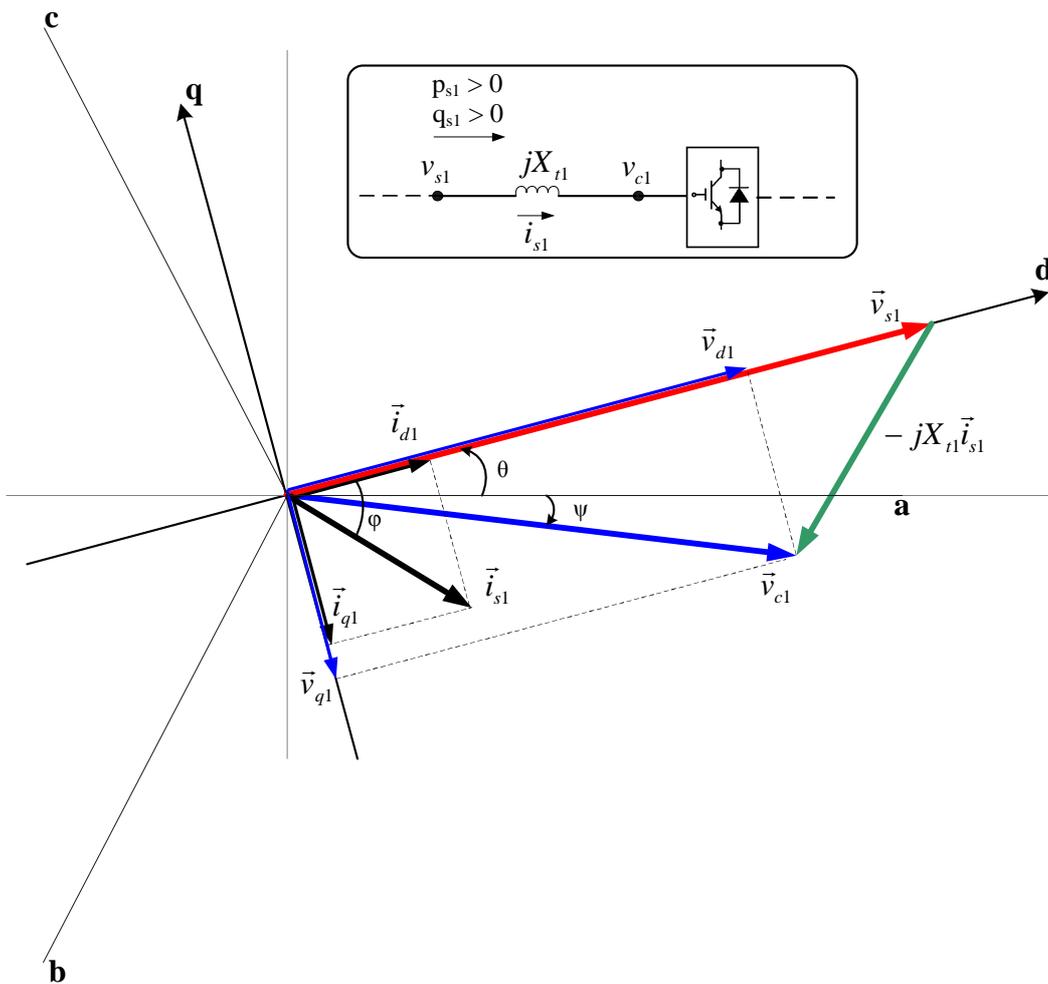


Figura 2.10 – Diagrama vetorial do controle do VSC 1.

No Apêndice temos a formulação matemática das equações que descrevem a dependência das componentes d e q da tensão CA sintetizada com as componentes d e q da corrente CA na indutância série:

$$v_{s1}^{(d)} - v_{d1} = -\omega L_{t1} i_{q1} + L_{t1} \frac{di_{d1}}{dt} \quad , \quad v_{s1}^{(q)} - v_{q1} = \omega L_{t1} i_{d1} + L_{t1} \frac{di_{q1}}{dt} \quad , \quad (2.27)$$

$$v_{s2}^{(d)} - v_{d2} = -\omega L_{t2} i_{q2} + L_{t2} \frac{di_{d2}}{dt} \quad , \quad v_{s2}^{(q)} - v_{q2} = \omega L_{t2} i_{d2} + L_{t2} \frac{di_{q2}}{dt} \quad . \quad (2.28)$$

Observando (2.27) e (2.28) percebemos que cada componente de v_c (v_d e v_q) é função de uma parcela proporcional à componente de i_s sobre o eixo em quadratura e de uma parcela de derivada da componente de i_s sobre o eixo direto.

Portanto, o controle “tipo I” foi convencionado neste trabalho com sendo aquele onde v_d foi escolhida para controlar i_d e v_q foi escolhida para controlar i_q . Desse modo, a tensão sintetizada controla as parcelas de derivada da corrente, o que torna este tipo de controle bastante sensível às variações de corrente e, conseqüentemente mais rápido. Contudo, para melhorar a eficiência deste controle, é necessário incluir uma compensação das parcelas proporcionais de corrente, as quais geram um acoplamento entre os eixos d e q indesejável para este tipo de controle.

Na Figura 2.11 são apresentadas as malhas do controle “tipo I” das potências ativa e reativa do terminal 1. Na primeira malha desta figura, a potência ativa instantânea p_{s1} dada por (2.15) é comparada com um valor de referência p_{s1ref} , gerando assim um sinal de erro que passa por um controlador proporcional-integral (PI), de onde se obtém o sinal de referência i_{d1ref} . Este sinal é, então, comparado com a corrente i_{d1} dada por (2.25) gerando um novo sinal de erro que passa por um segundo controlador PI gerando o sinal de controle v_{d1} .

Na segunda malha, paralelamente, a potência reativa q_{s1} dada por (2.16) é comparada com um valor de referência q_{s1ref} gerando dessa forma um sinal de erro que passa por um controlador PI, de onde se obtém o sinal de referência i_{q1ref} . Este sinal é então comparado com a corrente i_{q1} dada por (2.25) gerando um novo sinal de erro que passa por um segundo controlador PI gerando o sinal de controle v_{q1} . É importante mencionar que todas as variáveis de controle são expressas em valores por unidade (pu). As parcelas $\omega L_{t1} i_{q1}$ e $-\omega L_{t1} i_{d1}$ somadas respectivamente a v_{d1} e v_{q1} são as compensações do acoplamento existente entre os eixos d e q.

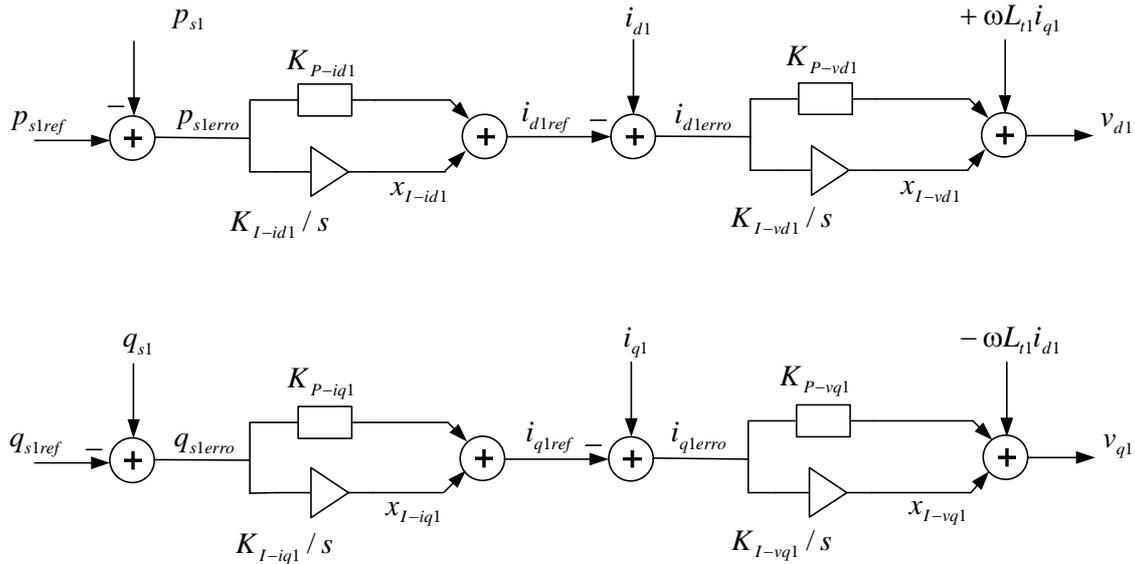


Figura 2.11 - Malhas de controle “tipo I” das potências ativa e reativa do VSC 1.

Os dois sinais de saída do controle v_{d1} e v_{q1} são as componentes de Park das tensões trifásicas de referência que serão transformadas e comparadas com as portadoras triangulares, de modo a realizar o controle PWM das chaves do conversor 1. Para se obter as tensões no sistema abc, aplica-se a Transformada inversa de Park dada por (2.24) considerando-se a componente v_{01} nula:

$$\begin{bmatrix} v_{ref1-a} \\ v_{ref1-b} \\ v_{ref1-c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}\theta_{PLL1} & \text{cos}\theta_{PLL1} & 1 \\ \text{sen}(\theta_{PLL1} - 2\pi/3) & \text{cos}(\theta_{PLL1} - 2\pi/3) & 1 \\ \text{sen}(\theta_{PLL1} + 2\pi/3) & \text{cos}(\theta_{PLL1} + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.29)$$

Na Figura 2.12 são apresentadas as malhas de controle “tipo I” da tensão CC e da potência reativa do terminal 2. Na primeira malha desta figura, a tensão instantânea v_{cc} no capacitor é comparada com um valor de referência v_{ccref} , gerando assim um sinal de erro que passa por um controlador proporcional-integral (PI), de onde se obtém o sinal de referência i_{d2ref} . Este sinal é então comparado com a corrente i_{d2} dada por (2.26) gerando um novo sinal de erro que passa por um segundo controlador PI gerando o sinal de controle v_{d2} .

Na segunda malha da Figura 2.12, paralelamente, a potência reativa q_{s2} dada por (2.22) é comparada com um valor de referência q_{s2ref} gerando dessa forma um sinal de erro que

passa por um controlador PI, de onde se obtém o sinal de referência i_{q2ref} . Este sinal é então comparado com a corrente i_{q2} dada por (2.26) gerando um novo sinal de erro que passa por um segundo controlador PI gerando o sinal de controle v_{q2} . As parcelas $\omega L_{t2}i_{q2}$ e $-\omega L_{t2}i_{d2}$ somadas respectivamente a v_{d2} e v_{q2} são as compensações do acoplamento existente entre os eixos d e q.

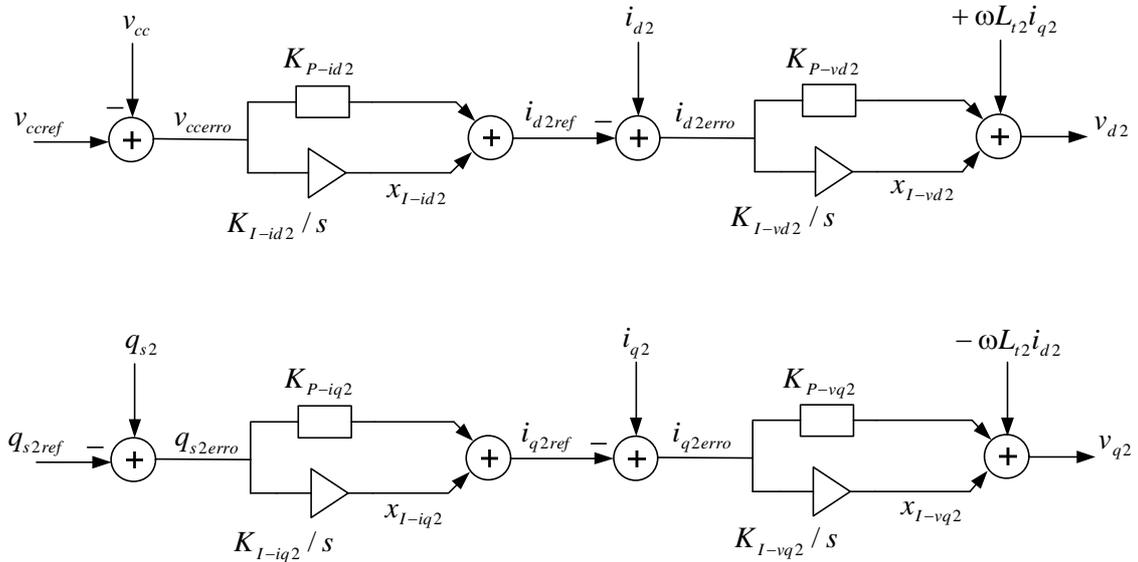


Figura 2.12 - Malhas de controle “tipo I” da tensão CC e da potência reativa do VSC 2.

Para se obter as tensões no sistema abc, aplica-se a Transformada inversa de Park dada por (2.24) considerando-se a componente v_{02} nula:

$$\begin{bmatrix} v_{ref2-a} \\ v_{ref2-b} \\ v_{ref2-c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}\theta_{PLL2} & \text{cos}\theta_{PLL2} & 1 \\ \text{sen}(\theta_{PLL2} - 2\pi/3) & \text{cos}(\theta_{PLL2} - 2\pi/3) & 1 \\ \text{sen}(\theta_{PLL2} + 2\pi/3) & \text{cos}(\theta_{PLL2} + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{d2} \\ v_{q2} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.30)$$

No capítulo 4 são realizadas simulações PSCAD/EMTDC com o controle “tipo I” que demonstram sua eficiência.

2.3.3.3 Controle vetorial “tipo II”

Também é possível a implementação de um sistema de controle vetorial para o VSC-BTB onde a componente v_d controla a corrente i_q e a componente v_q controla a corrente i_d , ou seja, as parcelas das correntes proporcionais em (2.27) e (2.28) é que passam a ser

controladas. Este controle será denominado neste trabalho como “tipo II”. Apesar de esta não ser a forma convencional de controle vetorial usualmente praticada e encontrada na literatura, as simulações deste controle confirmaram sua eficiência para os sistemas CA considerados.

Na Figura 2.13 são apresentadas as malhas do controle “tipo II” das potências ativa e reativa do VSC 1 e, na Figura 2.14, as malhas de controle “tipo II” da tensão CC e da potência reativa do VSC 2. Neste controle não foram consideradas as compensações para as parcelas de derivada das componentes de corrente em (2.27) e (2.28), embora possa ser objeto de análise em trabalhos futuros.

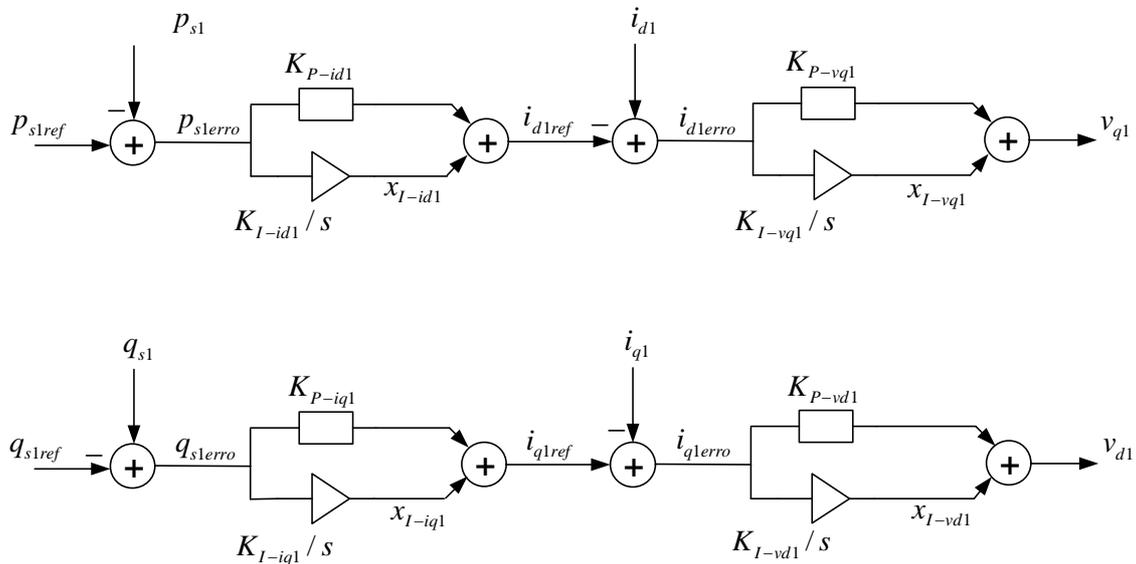


Figura 2.13 - Malhas de controle “tipo II” das potências ativa e reativa do VSC 1.

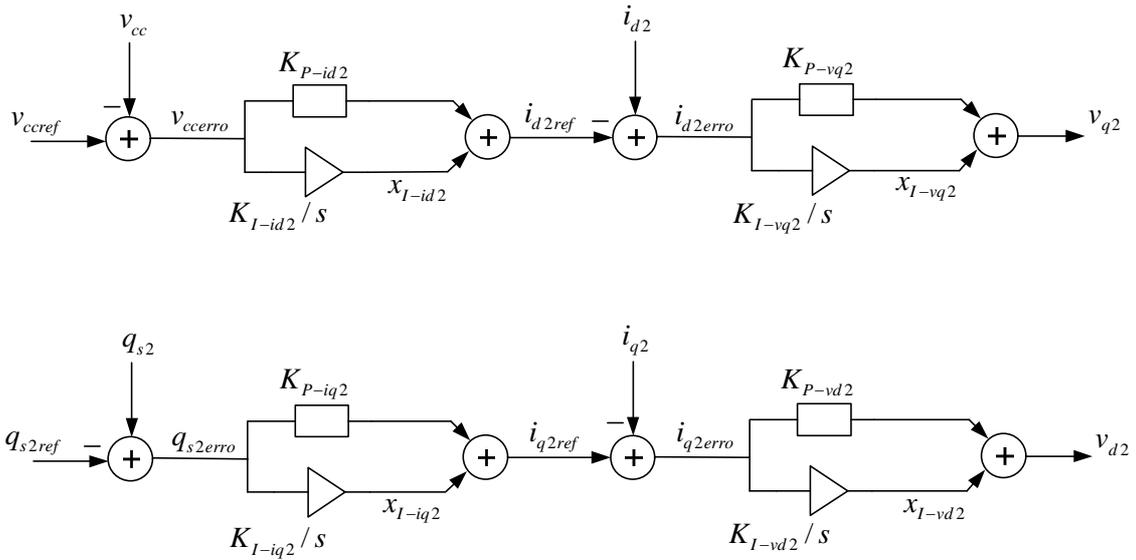


Figura 2.14 - Malhas de controle “tipo II” da tensão CC e da potência reativa do VSC 2.

No capítulo 4 serão apresentadas algumas simulações PSCAD/EMTDC com o controle “tipo II” cujo desempenho se mostrou satisfatório para as indutâncias das redes CA consideradas.

2.3.4 Controle das chaves dos conversores VSC

O diagrama da Figura 2.15 resume as etapas do processo para a determinação dos sinais de controle das chaves dos conversores VSC.

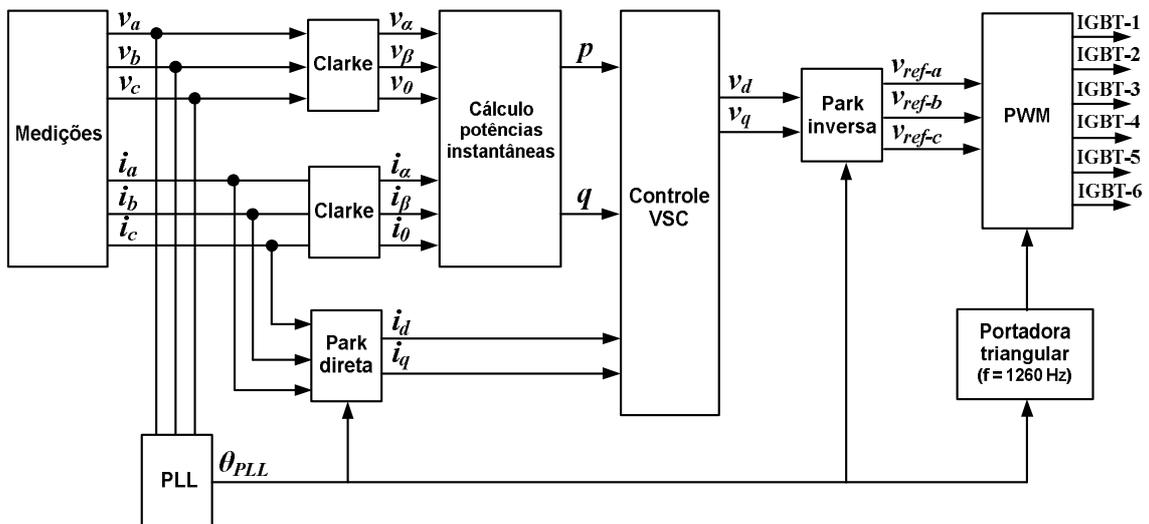


Figura 2.15 – Diagrama do método de controle dos conversores VSC.

Para manter o vetor tensão do ponto de medição constantemente alinhado com a referência d-q, é necessário utilizar um circuito de sincronismo PLL. A forma de onda da portadora triangular é obtida a partir de θ_{PLL} da seguinte maneira mostrada nos diagramas da Figura 2.16.

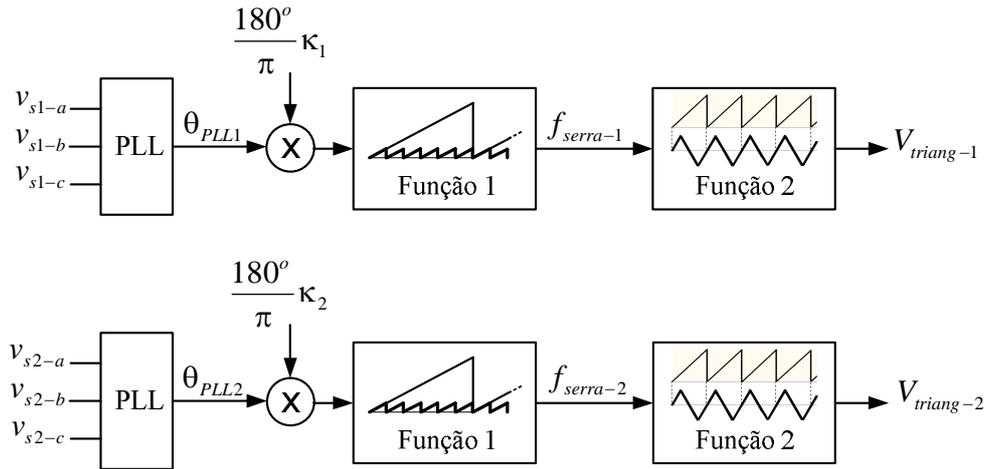


Figura 2.16 – Obtenção das portadoras triangulares para modulação PWM.

As constantes κ_1 e κ_2 são definidas como a relação entre a frequência de chaveamento adotada e a frequência fundamental da rede CA. O valor de κ deve ser múltiplo de 3 e ímpar [MOHAN 1995]. Se a frequência de chaveamento (f_{CH}) for muito grande, as perdas de chaveamento serão altas, porém, se f_{CH} for muito baixa, aparecerão harmônicos de baixa frequência que demandam filtros fisicamente maiores para sua eliminação, portanto, há uma relação de compromisso para a correta escolha de κ .

$$\kappa_1 = \frac{f_{CH1}}{f_1} \quad , \quad \kappa_2 = \frac{f_{CH2}}{f_2} . \quad (2.31)$$

Neste trabalho adotou-se κ_1 e κ_2 iguais a 21, ou seja, as frequências de chaveamento de ambos os conversores são iguais a 1260 Hz.

A “Função 1” na Figura 2.16 é responsável por transformar a onda da saída do PLL em uma função tipo “dente de serra” f_{serra} com frequência κ vezes maior que a fundamental e amplitude igual a 360 graus. A “Função 2” transforma f_{serra} em uma onda triangular

alternada de mesma frequência e amplitude igual a 1 pu. Dessa maneira obtemos a sincronização da portadora triangular com a sequência positiva da tensão de fase no ponto de medição. Na Figura 2.17 temos os gráficos destas funções para o conversor 1.

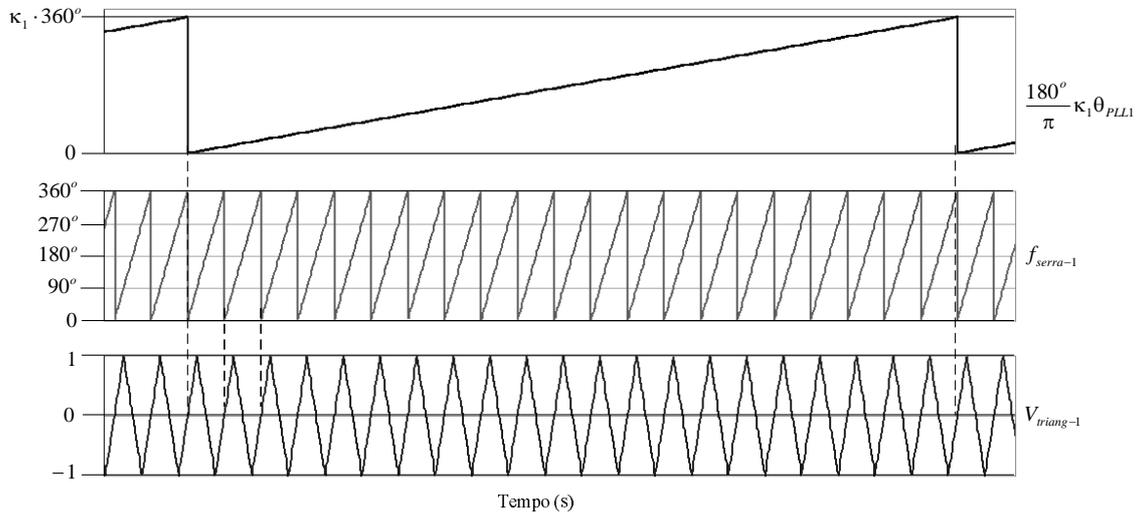


Figura 2.17 – Gráfico dos sinais intermediários para obtenção da portadora triangular.

De posse das referências e portadoras, os sinais de controle que comandam os IGBTs do VSC-BTB, mostrados na Figura 2.18, são estabelecidos através da lógica apresentada na Tabela 2.1 e na Tabela 2.2:

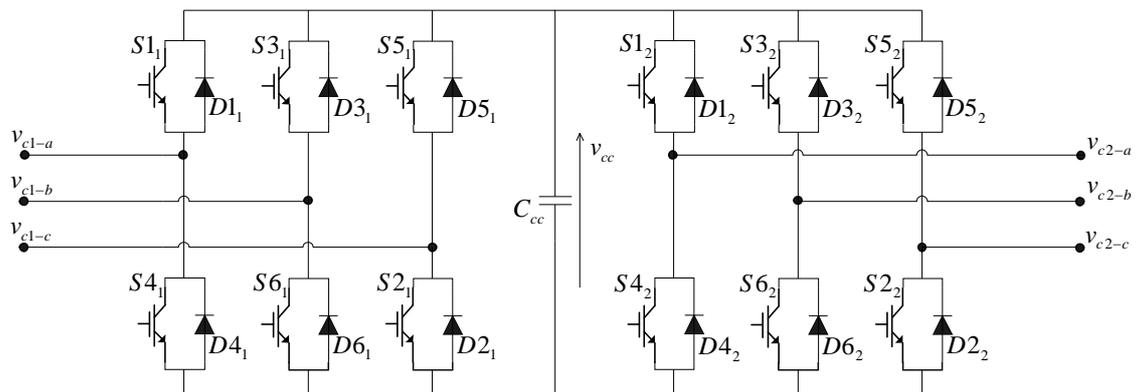


Figura 2.18 – Controle dos IGBTs dos conversores 1 e 2.

Tabela 2.1 – Lógica de controle dos IGBTs do VSC 1

CONDIÇÃO	CONTROLE
$V_{sen_ref1-a} > V_{triang-1}$	S1 ₁ é ligada e S4 ₁ é desligada
$V_{sen_ref1-a} < V_{triang-1}$	S1 ₁ é desligada e S4 ₁ é ligada
$V_{sen_ref1-b} > V_{triang-1}$	S3 ₁ é ligada e S6 ₁ é desligada
$V_{sen_ref1-b} < V_{triang-1}$	S3 ₁ é desligada e S6 ₁ é ligada
$V_{sen_ref1-c} > V_{triang-1}$	S5 ₁ é ligada e S2 ₁ é desligada
$V_{sen_ref1-c} < V_{triang-1}$	S5 ₁ é desligada e S2 ₁ é ligada

Tabela 2.2 - Lógica de controle dos IGBTs do VSC 2.

CONDIÇÃO	CONTROLE
$V_{sen_ref2-a} > V_{triang-2}$	S1 ₂ é ligada e S4 ₂ é desligada
$V_{sen_ref2-a} < V_{triang-2}$	S1 ₂ é desligada e S4 ₂ é ligada
$V_{sen_ref2-b} > V_{triang-2}$	S3 ₂ é ligada e S6 ₂ é desligada
$V_{sen_ref2-b} < V_{triang-2}$	S3 ₂ é desligada e S6 ₂ é ligada
$V_{sen_ref2-c} > V_{triang-2}$	S5 ₂ é ligada e S2 ₂ é desligada
$V_{sen_ref2-c} < V_{triang-2}$	S5 ₂ é desligada e S2 ₂ é ligada

2.4 Equacionamento do sistema com VSC-BTB

Na Figura 2.19 é mostrado o diagrama unifilar do sistema com VSC-BTB onde são indicadas todas as variáveis importantes para o equacionamento matemático do sistema proposto. Estas equações serão linearizadas no Capítulo 3 para a elaboração do modelo linear utilizando fasores dinâmicos.

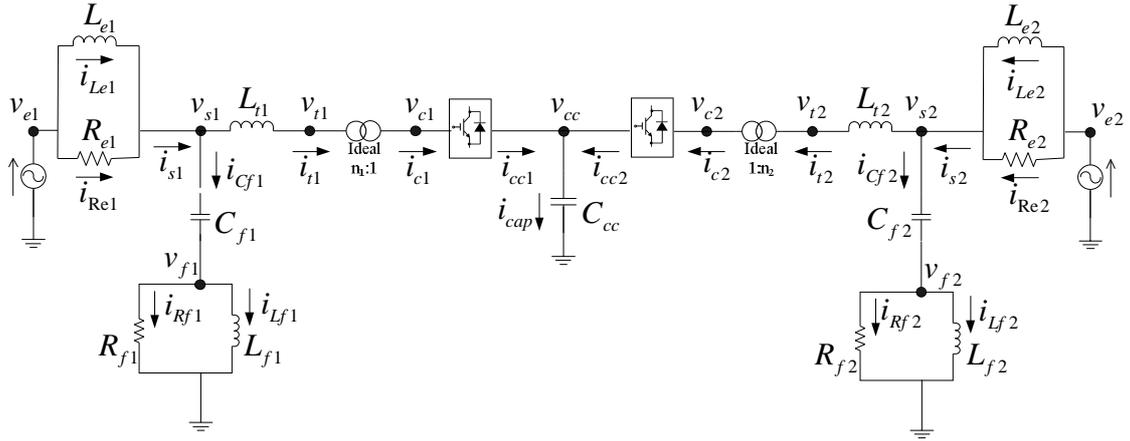


Figura 2.19 – Diagrama unifilar do sistema com VSC-BTB.

2.4.1 Equações dos circuitos equivalentes CA

Para os sistemas CA 1 e 2 mostrados na Figura 2.19 temos:

$$\underline{v}_{e1} = \begin{bmatrix} v_{e1-a}(t) \\ v_{e1-b}(t) \\ v_{e1-c}(t) \end{bmatrix}, \quad \underline{v}_{e2} = \begin{bmatrix} v_{e2-a}(t) \\ v_{e2-b}(t) \\ v_{e2-c}(t) \end{bmatrix}, \quad (2.32)$$

$$v_{e1-a}(t) = \sqrt{2} \frac{V_{e1}}{\sqrt{3}} \cos(\omega t), \quad (2.33)$$

$$v_{e1-b}(t) = \sqrt{2} \frac{V_{e1}}{\sqrt{3}} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (2.34)$$

$$v_{e1-c}(t) = \sqrt{2} \frac{V_{e1}}{\sqrt{3}} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (2.35)$$

$$v_{e2-a}(t) = \sqrt{2} \frac{V_{e2}}{\sqrt{3}} \cos(\omega t), \quad (2.36)$$

$$v_{e2-b}(t) = \sqrt{2} \frac{V_{e2}}{\sqrt{3}} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (2.37)$$

$$v_{e2-c}(t) = \sqrt{2} \frac{V_{e2}}{\sqrt{3}} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (2.38)$$

$$\underline{v}_{e1} - \underline{v}_{s1} = \begin{bmatrix} R_{e1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{e1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{e1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1-a} \\ i_{s1-b} \\ i_{s1-c} \end{bmatrix} = R_{e1} \underline{I} \underline{i}_{s1}, \quad (2.39)$$

$$\underline{v}_{e1} - \underline{v}_{s1} = \begin{bmatrix} L_{e1} & 0 & 0 \\ 0 & L_{e1} & 0 \\ 0 & 0 & L_{e1} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s1-a} \\ i_{s1-b} \\ i_{s1-c} \end{bmatrix} = L_{e1} \underline{I} \frac{d\underline{i}_{s1}}{dt}, \quad (2.40)$$

$$\underline{v}_{e2} - \underline{v}_{s2} = \begin{bmatrix} R_{e2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{e2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{e2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s2-a} \\ i_{s2-b} \\ i_{s2-c} \end{bmatrix} = R_{e2} \underline{I} \underline{i}_{s2}, \quad (2.41)$$

$$\underline{v}_{e2} - \underline{v}_{s2} = \begin{bmatrix} L_{e2} & 0 & 0 \\ 0 & L_{e2} & 0 \\ 0 & 0 & L_{e2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s2-a} \\ i_{s2-b} \\ i_{s2-c} \end{bmatrix} = L_{e2} \underline{I} \frac{d\underline{i}_{s2}}{dt}. \quad (2.42)$$

As equações da Lei de Kirchhoff das correntes para os nós são as seguintes:

$$\underline{i}_{s1} = \underline{i}_{Re1} + \underline{i}_{Le1}, \quad \underline{i}_{s2} = \underline{i}_{Re2} + \underline{i}_{Le2},$$

$$\underline{i}_{cf1} = \underline{i}_{s1} - \underline{i}_{t1} \quad , \quad \underline{i}_{cf2} = \underline{i}_{s2} - \underline{i}_{t2}$$

$$\underline{i}_{cf1} = \underline{i}_{rf1} - \underline{i}_{lf1} \quad , \quad \underline{i}_{cf2} = \underline{i}_{rf2} - \underline{i}_{lf2}$$

2.4.2 Equações das indutâncias série

As indutâncias série L_{t1} e L_{t2} representam a reatância de dispersão dos transformadores e os reatores série:

$$\underline{v}_{s1} - \underline{v}_{t1} = L_{t1} \underline{I} \frac{d\underline{i}_{t1}}{dt}, \quad (2.43)$$

$$\underline{v}_{s2} - \underline{v}_{t2} = L_{t2} \underline{I} \frac{d\underline{i}_{t2}}{dt}. \quad (2.44)$$

2.4.3 Equações dos filtros CA

Os filtros RLC passa-altas são equacionados da seguinte maneira:

$$\underline{v}_{s1} - \underline{v}_{f1} = \frac{1}{C_{f1}} \underline{I} \int \underline{i}_{cf1} dt, \quad (2.45)$$

$$\underline{v}_{s2} - \underline{v}_{f2} = \frac{1}{C_{f2}} \underline{I} \int \underline{i}_{cf2} dt, \quad (2.46)$$

$$\underline{v}_{f1} = R_{f1} \underline{I} \underline{i}_{rf1}, \quad (2.47)$$

$$\underline{v}_{f2} = R_{f2} \underline{I} \underline{i}_{Rf2}, \quad (2.48)$$

$$\underline{v}_{f1} = L_{f1} \underline{I} \frac{d\underline{i}_{Lf1}}{dt}, \quad (2.49)$$

$$\underline{v}_{f2} = L_{f2} \underline{I} \frac{d\underline{i}_{Lf2}}{dt}. \quad (2.50)$$

2.4.4 Equações dos transformadores ideais

As equações para os transformadores ideais $Y_{\text{aterrado-delta}}$ são as seguintes:

$$\begin{aligned} \text{amplitude}\{\underline{v}_{t1}\} &= n_1 \text{amplitude}\{\underline{v}_{c1}\}, \\ \arg\{\underline{v}_{t1}\} &= \arg\{\underline{v}_{c1}\} - 30^\circ \end{aligned} \quad (2.51)$$

$$\begin{aligned} \text{amplitude}\{\underline{v}_{t2}\} &= n_2 \text{amplitude}\{\underline{v}_{c2}\}, \\ \arg\{\underline{v}_{t2}\} &= \arg\{\underline{v}_{c2}\} - 30^\circ \end{aligned} \quad (2.52)$$

$$\begin{aligned} \text{amplitude}\{\underline{i}_{c1}\} &= n_1 \text{amplitude}\{\underline{i}_{t1}\}, \\ \arg\{\underline{i}_{t1}\} &= \arg\{\underline{i}_{c1}\} - 30^\circ \end{aligned} \quad (2.53)$$

$$\begin{aligned} \text{amplitude}\{i_{c2}\} &= n_2 \text{ amplitude}\{i_{t2}\}, \\ \arg\{i_{t2}\} &= \arg\{i_{c2}\} - 30^\circ \end{aligned} \quad (2.54)$$

2.4.5 Equações do elo CC

As equações que descrevem o comportamento da rede CC são as seguintes:

$$v_{cc} = \frac{1}{C_{cc}} \int i_{cap} dt, \quad (2.55)$$

$$i_{cap} = i_{cc1} + i_{cc2}. \quad (2.56)$$

2.4.6 Equações dos conversores

Das equações (2.9) e (2.10) temos a tensão CA fase-neutro do conversor, dada por:

$$v_c \cong \frac{v_{cc}}{2} \frac{1}{V_{triang}} v_{ref}(t) + f_H(t), \quad (2.57)$$

$$\begin{aligned} f_H(t) \cong & - \sum_{\substack{n=1 \\ n \text{ ímpar}}}^{\infty} \frac{2v_{cc}}{n\pi} \text{sen}\left(n \frac{\pi}{2}\right) \cos\left(n \frac{\pi}{2} \frac{1}{V_{triang}} v_{ref}(t)\right) \cos(n\omega_s t) - \\ & \sum_{\substack{n=2 \\ n \text{ par}}}^{\infty} \frac{2V_{cc}}{n\pi} \cos\left(n \frac{\pi}{2}\right) \text{sen}\left(n \frac{\pi}{2} \frac{1}{V_{triang}} v_{ref}(t)\right) \cos(n\omega_s t). \end{aligned} \quad (2.58)$$

Desprezando-se os harmônicos $f_H(t)$ que serão parcialmente eliminados pela reatância série e utilizando o cosseno como referência, temos:

$$v_c = \frac{v_{cc}}{2} \frac{1}{V_{triang}} v_{ref}(t), \quad (2.59)$$

$$v_{ref}(t) = V_{ref} \cos(\omega t + \psi). \quad (2.60)$$

Substituindo (2.60) em (2.59), temos:

$$v_c = \frac{v_{cc}}{2} \frac{V_{ref}}{V_{triang}} \cos(\omega t + \psi). \quad (2.61)$$

Os fatores de modulação de amplitude para os conversores 1 e 2 são dados por:

$$m_1 = \frac{V_{ref1}}{V_{triang-1}}, \quad m_2 = \frac{V_{ref2}}{V_{triang-2}}. \quad (2.62)$$

Dessa forma, podemos escrever as equações de tensão e corrente dos conversores em função da tensão CC, corrente CC, fator de modulação e deslocamento angular:

$$\underline{v}_{c1} = \underline{f}(v_{cc}, m_1, \psi_1), \quad \underline{v}_{c2} = \underline{f}(v_{cc}, m_2, \psi_2), \quad (2.63)$$

$$\underline{i}_{c1} = \underline{f}(i_{cc1}, m_1, \psi_1), \quad \underline{i}_{c2} = \underline{f}(i_{cc2}, m_2, \psi_2). \quad (2.64)$$

2.4.7 Equações de controle

As componentes de Clarke das tensões e correntes nos pontos de medição, já foram anteriormente apresentados de (2.11) até (2.22).

As equações que descrevem o comportamento do sistema de sincronismo PLL da Figura 2.7 são as seguintes:

$$e_{PLL1} = v_{s1-\beta} \text{sen}(\theta_{PLL1}) + v_{s1-\alpha} \text{cos}(\theta_{PLL1}), \quad (2.65)$$

$$x_{PLL1} = K_{I-PLL1} \int e_{PLL1} dt, \quad (2.66)$$

$$\omega_{PLL1} = K_{P-PLL1} e_{PLL1} + x_{PLL1} + \omega_0, \quad (2.67)$$

$$\theta_{PLL1} = \int \omega_{PLL1} dt \quad | \quad 0 \leq \theta_{PLL1} \leq 2\pi \text{ rad}. \quad (2.68)$$

Para o terminal 2 temos:

$$e_{PLL2} = v_{s2-\beta} \text{sen}(\theta_{PLL2}) + v_{s2-\alpha} \text{cos}(\theta_{PLL2}), \quad (2.69)$$

$$x_{PLL2} = K_{I-PLL2} \int e_{PLL2} dt, \quad (2.70)$$

$$\omega_{PLL2} = K_{P-PLL2} e_{PLL2} + x_{PLL2} + \omega_0 \quad (2.71)$$

$$\theta_{PLL2} = \int \omega_{PLL2} dt \quad | \quad 0 \leq \theta_{PLL2} \leq 2\pi \text{ rad}, \quad (2.72)$$

As componentes d e q para as correntes nos pontos de medição são:

$$\begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{01} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \text{sen}\theta_{PLL1} & \text{sen}\left(\theta_{PLL1} - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\theta_{PLL1} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \text{cos}\theta_{PLL1} & \text{cos}\left(\theta_{PLL1} - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{cos}\left(\theta_{PLL1} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1-a} \\ i_{s1-b} \\ i_{s1-c} \end{bmatrix}, \quad (2.73)$$

$$\begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \\ i_{02} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \text{sen}\theta_{PLL2} & \text{sen}\left(\theta_{PLL2} - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\theta_{PLL2} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \text{cos}\theta_{PLL2} & \text{cos}\left(\theta_{PLL2} - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{cos}\left(\theta_{PLL2} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s2-a} \\ i_{s2-b} \\ i_{s2-c} \end{bmatrix}. \quad (2.74)$$

As equações das malhas do controle “tipo I” das potências ativa e reativa do terminal VSC 1 (Figura 2.11) são:

$$x_{I-id1} = K_{I-id1} \int p_{s1ref} - p_{s1} dt, \quad (2.75)$$

$$i_{d1ref} = K_{P-id1} (p_{s1ref} - p_{s1}) + x_{I-id1}, \quad (2.76)$$

$$x_{I-vd1} = K_{I-vd1} \int i_{d1} - i_{d1ref} dt, \quad (2.77)$$

$$v_{d1} = K_{P-vd1} (i_{d1} - i_{d1ref}) + x_{I-vd1} + \omega L_{t1} i_{q1}, \quad (2.78)$$

$$x_{I-iq1} = K_{I-iq1} \int q_{s1} - q_{s1ref} dt, \quad (2.79)$$

$$i_{q1ref} = K_{P-iq1} (q_{s1} - q_{s1ref}) + x_{I-iq1}, \quad (2.80)$$

$$x_{I-vq1} = K_{I-vq1} \int i_{q1ref} - i_{q1} dt, \quad (2.81)$$

$$v_{q1} = K_{P-vq1}(i_{q1ref} - i_{q1}) + x_{I-vq1} - \omega L_{l1} i_{d1}. \quad (2.82)$$

As equações das malhas do controle “tipo I” da tensão CC e da potência reativa do terminal VSC 2 (Figura 2.12) são:

$$x_{I-id2} = K_{I-id2} \int v_{ccref} - v_{cc} dt, \quad (2.83)$$

$$i_{d2ref} = K_{P-id2}(v_{ccref} - v_{cc}) + x_{I-id2}, \quad (2.84)$$

$$x_{I-vd2} = K_{I-vd2} \int i_{d2} - i_{d2ref} dt, \quad (2.85)$$

$$v_{d2} = K_{P-vd2}(i_{d2} - i_{d2ref}) + x_{I-vd2} + \omega L_{l2} i_{q2}, \quad (2.86)$$

$$x_{I-iq2} = K_{I-iq2} \int q_{s2} - q_{s2ref} dt, \quad (2.87)$$

$$i_{q2ref} = K_{P-iq2}(q_{s2} - q_{s2ref}) + x_{I-iq2}, \quad (2.88)$$

$$x_{I-vq2} = K_{I-vq2} \int i_{q2ref} - i_{q2} dt, \quad (2.89)$$

$$v_{q2} = K_{P-vq2}(i_{q2ref} - i_{q2}) + x_{I-vq2} - \omega L_{l1} i_{d1}. \quad (2.90)$$

As equações das malhas do controle “tipo II” das potências ativa e reativa do terminal VSC 1 (Figura 2.13) são:

$$x_{I-id1} = K_{I-id1} \int p_{s1ref} - p_{s1} dt, \quad (2.91)$$

$$i_{d1ref} = K_{P-id1} (p_{s1ref} - p_{s1}) + x_{I-id1}, \quad (2.92)$$

$$x_{I-vq1} = K_{I-vq1} \int i_{d1} - i_{d1ref} dt, \quad (2.93)$$

$$v_{q1} = K_{P-vq1} (i_{d1} - i_{d1ref}) + x_{I-vq1}, \quad (2.94)$$

$$x_{I-iq1} = K_{I-iq1} \int q_{s1} - q_{s1ref} dt, \quad (2.95)$$

$$i_{q1ref} = K_{P-iq1} (q_{s1} - q_{s1ref}) + x_{I-iq1}, \quad (2.96)$$

$$x_{I-vd1} = K_{I-vd1} \int i_{q1ref} - i_{q1} dt, \quad (2.97)$$

$$v_{d1} = K_{P-vd1} (i_{q1ref} - i_{q1}) + x_{I-vd1}. \quad (2.98)$$

As equações das malhas do controle “tipo II” da tensão CC e da potência reativa do terminal VSC 2 (Figura 2.14) são:

$$x_{I-id2} = K_{I-id2} \int v_{ccref} - v_{cc} dt, \quad (2.99)$$

$$i_{d2ref} = K_{P-id2} (v_{ccref} - v_{cc}) + x_{I-id2}, \quad (2.100)$$

$$x_{I-vq2} = K_{I-vq2} \int i_{d2} - i_{d2ref} dt, \quad (2.101)$$

$$v_{q2} = K_{P-vq2} (i_{d2} - i_{d2ref}) + x_{I-vq2}, \quad (2.102)$$

$$x_{I-iq2} = K_{I-iq2} \int q_{s2} - q_{s2ref} dt, \quad (2.103)$$

$$i_{q2ref} = K_{P-iq2} (q_{s2} - q_{s2ref}) + x_{I-iq2}, \quad (2.104)$$

$$x_{I-vd2} = K_{I-vd2} \int i_{q2ref} - i_{q2} dt, \quad (2.105)$$

$$v_{d2} = K_{P-vd2} (i_{q2ref} - i_{q2}) + x_{I-vd2}. \quad (2.106)$$

As equações da Transformada de Park inversa que calculam as referências senoidais são:

$$\begin{bmatrix} v_{ref1-a} \\ v_{ref1-b} \\ v_{ref1-c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}\theta_{PLL1} & \cos\theta_{PLL1} & 1 \\ \text{sen}(\theta_{PLL1} - 2\pi/3) & \cos(\theta_{PLL1} - 2\pi/3) & 1 \\ \text{sen}(\theta_{PLL1} + 2\pi/3) & \cos(\theta_{PLL1} + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (2.107)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ref2-a} \\ v_{ref2-b} \\ v_{ref2-c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}\theta_{PLL2} & \cos\theta_{PLL2} & 1 \\ \text{sen}(\theta_{PLL2} - 2\pi/3) & \cos(\theta_{PLL2} - 2\pi/3) & 1 \\ \text{sen}(\theta_{PLL2} + 2\pi/3) & \cos(\theta_{PLL2} + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{d2} \\ v_{q2} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.108)$$

2.5 Implementação do modelo não-linear no PSCAD/EMTDC

Neste item será apresentado o modelo que foi implementado no programa de análise de transitórios eletromagnéticos PSCAD/EMTDC. Os principais motivos para a adoção deste programa são sua interface gráfica amigável e algumas facilidades oferecida por sua biblioteca interna de modelos e funções de controle, como blocos de circuitos de sincronismo, controle lógico de chaves, e funções de controle. O sistema que foi implementado no programa é o mesmo que foi descrito no item 2.1. A Figura 2.20 mostra o circuito principal desenhado no PSCAD/EMTDC com os conversores VSC em configuração “back-to-back” que conectam os sistemas CA 1 e 2.

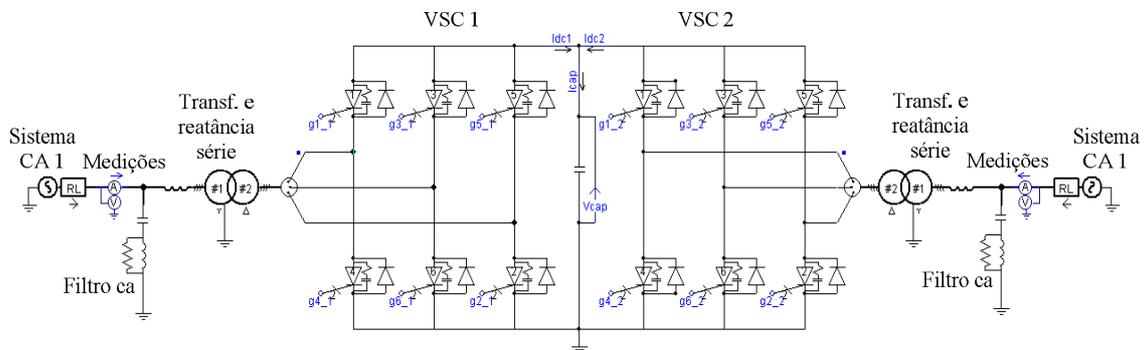


Figura 2.20 - Diagrama principal do sistema com BTB-VSC implementado no PSCAD.

As malhas do sistema de controle vetorial “tipo I” que foram implementadas no PSCAD/EMTDC para o terminal 1 (conforme já detalhado na seção 2.3.2) são mostradas na Figura 2.21. Para o terminal 2 as malhas estão apresentadas na Figura 2.22. As potências instantâneas foram calculadas através de (2.15) e (2.16).

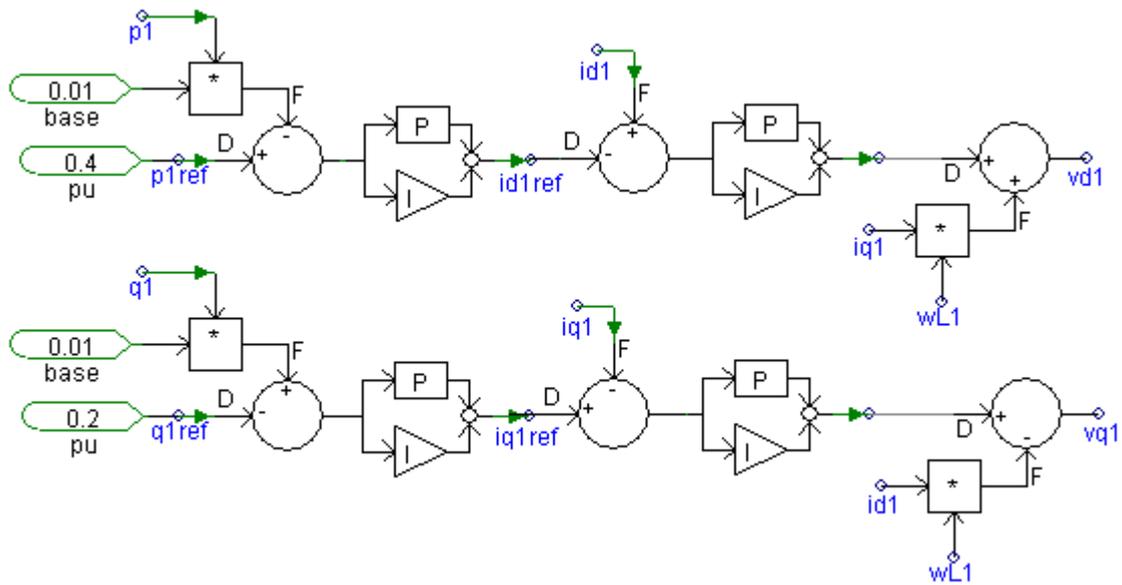


Figura 2.21 – Malhas do controle “tipo I” do VSC 1 implementadas no PSCAD.

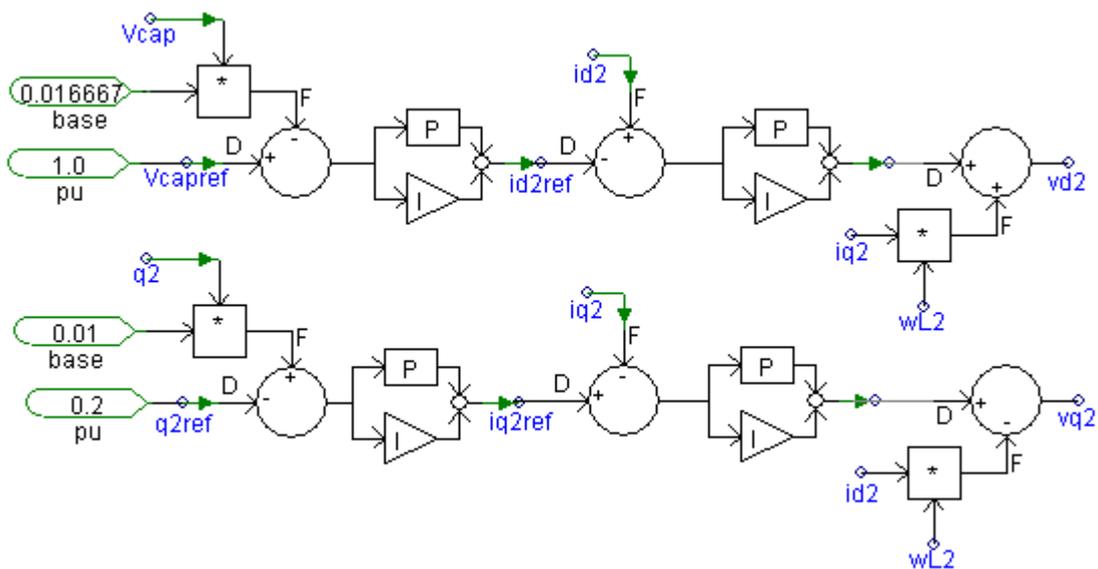


Figura 2.22 - Malhas do controle “tipo I” do VSC 2 implementadas no PSCAD.

As malhas do controle vetorial “tipo II” do VSC 1 são mostradas na Figura 2.23. Para o VSC 2 as malhas estão apresentadas na Figura 2.24.

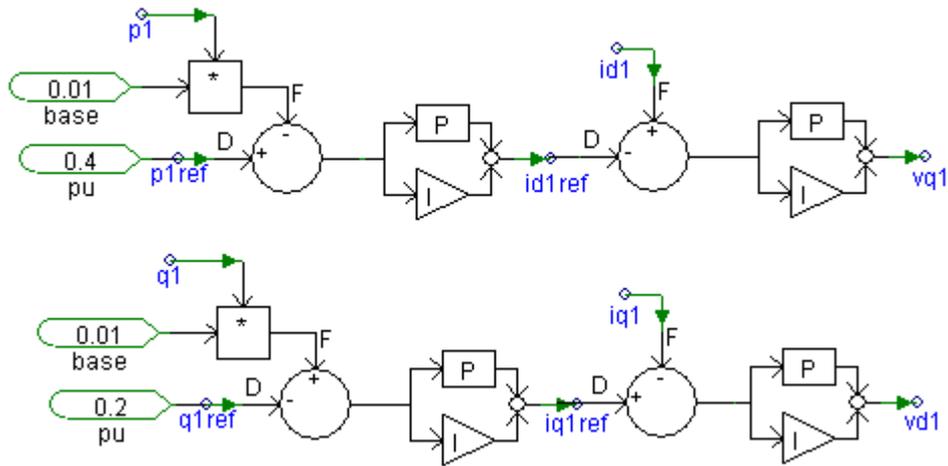


Figura 2.23 - Malhas do controle “tipo II” do VSC 1 implementadas no PSCAD.

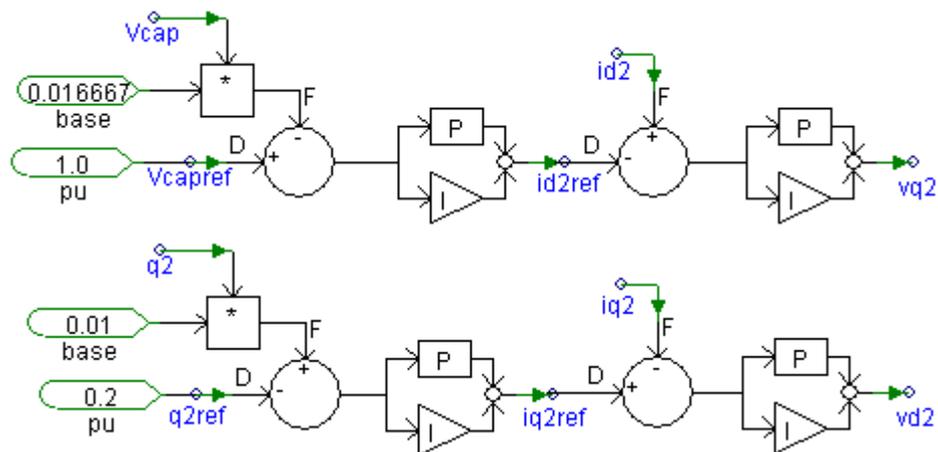


Figura 2.24 - Malhas do controle “tipo II” do VSC 2 implementadas no PSCAD.

A Figura 2.25 mostra como o ângulo de saída do PLL do VSC 1 foi utilizado para a Transformada de Park direta (para calcular as componentes d e q da corrente) e a Transformada inversa (para calcular as referências senoidais do PWM a partir das saídas v_{d1} e v_{q1} do controle). O mesmo foi feito para o VSC 2. Nesta Figura 2.25, O bloco “PLL” do PSCAD/EMTDC corresponde àquele da Figura 2.7 e nos blocos de transformada “abc→dq0” e “dq0→abc” os sinais d e q foram invertidos para que a referência esteja coerente com aquela adotada neste trabalho (mostrada na Figura 2.10)

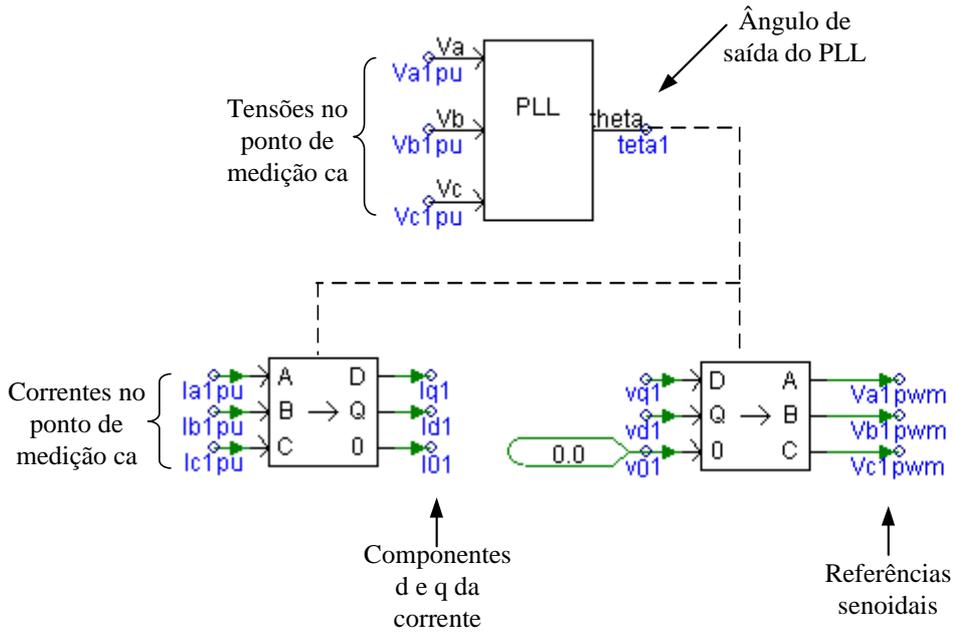


Figura 2.25 – Circuito de sincronismo (PLL) e Transformada de Park no PSCAD.

Nas próximas seções veremos como foram escolhidos os valores nominais das redes e os ajustes dos parâmetros (ganhos) do controle.

2.5.1 Parâmetros das redes CA

2.5.1.1 Equivalentes de Thévenin

Os sistemas CA conectados ao VSC-BTB foram representados por equivalentes de Thévenin. Os valores nominais escolhidos para as tensões RMS fase-fase das fontes ideais dos equivalentes são:

$$V_{e1} = V_{e2} = 120kV. \quad (2.109)$$

Considerando a potência aparente de curto-circuito trifásico e o fator de potência do circuito equivalente iguais a:

$$S_{cc3\phi} = 550 \text{ MVA} \quad , \quad fp = 0,1736(\text{indutivo}), \quad (2.110)$$

teremos:

$$\dot{S}_{cc3\phi} = 550 \angle \cos^{-1}(0,1736) = 550 \angle 80^\circ \text{ MVA}. \quad (2.111)$$

Podemos calcular a corrente de curto-circuito e a impedância de curto-circuito do equivalente da seguinte maneira:

$$\dot{I}_{cc3\phi}^* = \frac{\dot{S}_{cc3\phi} / 3}{\frac{V_{e1}}{\sqrt{3}} \angle 0^\circ}, \quad \dot{I}_{cc3\phi} = \frac{\dot{S}_{cc3\phi} / 3}{\frac{V_{e1}}{\sqrt{3}} \angle 0^\circ} = \frac{(550 \angle 80^\circ \text{ MVA}) / 3}{\frac{120 \text{ kV}}{\sqrt{3}} \angle 0^\circ} = 2,646 \angle -80^\circ \text{ kA}, \quad (2.112)$$

$$\bar{Z}_{e1} = \frac{\frac{V_{e1}}{\sqrt{3}} \angle 0^\circ}{\dot{I}_{cc3\phi}} = \frac{\frac{120 \text{ kV}}{\sqrt{3}} \angle 0^\circ}{2,646 \angle -80^\circ \text{ kA}} \cong 26 \angle 80^\circ \Omega, \quad \bar{Z}_{e2} = 26 \angle 80^\circ \Omega. \quad (2.113)$$

Considerando que esta impedância equivalente seja representada por uma indutância em paralelo com uma resistência, teremos:

$$\frac{1}{\bar{Z}_{e1}} = \frac{R_{e1} + j\omega L_{e1}}{R_{e1} j\omega L_{e1}}, \quad \frac{1}{26 \angle -80^\circ \Omega} = \frac{1}{R_{e1}} - j \frac{1}{\omega L_{e1}}, \quad (2.114)$$

$$R_{e1} = \frac{1}{\text{Re}\left\{\frac{1}{26 \angle 80^\circ \Omega}\right\}} \cong 150 \Omega, \quad L_{e1} = -\frac{1}{(2\pi 60) \text{Im}\left\{\frac{1}{26 \angle 80^\circ \Omega}\right\}} \cong 70 \text{ mH}, \quad (2.115)$$

$$R_{e2} \cong 150 \Omega, \quad L_{e2} \cong 70 \text{ mH}. \quad (2.116)$$

2.5.1.2 Transformadores e reatores série

Os valores nominais das tensões RMS fase-fase escolhidas para as tensões CA dos conversores são:

$$V_{c1}^{\text{nominal}} = V_{c2}^{\text{nominal}} = 30 \text{ kV} , \quad (2.117)$$

portanto, as relações de transformação dos transformadores CA Y_{aterrado} -delta devem ser:

$$n_1 = n_2 = 4 . \quad (2.118)$$

A indutância adotada para os transformadores são:

$$X_{\text{trafo}} = 15\% \quad (\text{para } S_{\text{base}} = 100 \text{ MVA e } V_{\text{base}} = 120 \text{ kV}) , \quad (2.119)$$

e para os reatores série:

$$X_{\text{reator}} = 6\% \quad (\text{para } S_{\text{base}} = 100 \text{ MVA e } V_{\text{base}} = 120 \text{ kV}) , \quad (2.120)$$

logo,

$$L_{t1} = L_{t2} = \frac{15\% + 6\%}{2\pi 60} Z_{\text{base}} = \frac{21\%}{2\pi 60} \left(\frac{V_{\text{base}}^2}{S_{\text{base}}} \right) = \frac{0,21}{2\pi 60} \left(\frac{(120 \text{ kV})^2}{100 \text{ MVA}} \right) = 80 \text{ mH} . \quad (2.121)$$

2.5.1.3 Filtros CA passa-altas

A escolha dos parâmetros do filtro CA foi feita através de simulações no PSCAD/EMTDC. Inicialmente, foi definido o valor da capacitância C_f do filtro, considerando que se deseja que ele tenha uma potência reativa capacitiva de 15 Mvar:

$$Q_{\text{filtro}} = 15 \text{ Mvar} , \quad X_C \cong \frac{(120 \text{ k})^2}{Q_{\text{filtro}}} \Omega , \quad C_{f1} = C_{f2} = \frac{1}{2\pi 60 X_C} = 2,763 \mu F . \quad (2.122)$$

A partir do valor de C_f , os valores de R_f e L_f foram escolhidos de modo a atenderem as seguintes especificações:

$$\omega_{corte} = 1140 \text{ Hz} \quad \text{e} \quad \frac{R_f}{\omega_c L_f} = 1. \quad (2.123)$$

Os valores mais adequados encontrados através de simulações com o filtro inserido na rede foram os seguintes:

$$R_{f1} = R_{f2} = 50,58 \Omega \quad \text{e} \quad L_{f1} = L_{f2} = 7,06 \text{ mH} . \quad (2.124)$$

2.5.1.4 Rede CC

A tensão CC foi escolhida a partir da tensão CA fase-fase do conversor da seguinte maneira:

$$V_{cc}^{nominal} = \sqrt{2} V_{cl} 1,4 = \sqrt{2} (30 \text{ kV}) 1,4 \cong 60 \text{ kV} , \quad (2.125)$$

onde o fator 1,4 proporciona uma maior margem de controle da tensão.

A capacitância CC foi escolhida através de simulações no PSCAD/EMTDC, onde manteve-se o “ripple” da tensão sobre o capacitor em valores adequados.

$$C_{cc} = 500 \mu F . \quad (2.126)$$

2.5.2 Ajuste dos parâmetros do controle

Nesta seção será exemplificado como foram feitos os ajustes dos parâmetros do controle, tomando-se como exemplo o modelo do VSC-BTB com controle vetorial “tipo I”.

O ajuste dos ganhos dos controladores PI presentes nas malhas de controle foi feito pelo método da tentativa-erro. Neste processo, alguns parâmetros são escolhidos para serem variados enquanto são aplicados pequenos distúrbios no sistema ou degraus nas referências do controle para diversos valores destes parâmetros. Observando-se as respostas de simulações no domínio do tempo de determinadas variáveis, são

verificadas quais alterações causam melhoria no desempenho dinâmico do VSC-BTB. Uma vez encontrados valores aceitáveis para os parâmetros, são realizadas outras simulações, como distúrbios de maior amplitude (faltas CA) e alterações do ponto de operação. Novamente os ajustes devem ser verificados e alterados objetivando-se chegar a um conjunto de valores que ofereça o “melhor” desempenho possível para o sistema em estudo [GOMES 2009].

Para encontrar o primeiro conjunto de valores dos parâmetros, o sistema foi simulado com uma fonte de tensão CC ideal sobre o capacitor CC com valor de 55 kV, de modo a prover uma “isolação” entre os controles dos conversores 1 e 2. Inicialmente, o controle foi simulado em malha aberta para valores fixos de v_{d1} e v_{q1} . Então, verificou-se a faixa de valores destas duas componentes para os limites de potência ativa e reativa tolerados em regime permanente. Em seguida, apenas a malha de controle da corrente i_{q1} foi fechada e, através de sucessivos degraus de 10% em i_{q1ref} , foram determinados os ganhos K_{P-vq1} e K_{I-vq1} . Após este ajuste, o mesmo procedimento foi feito para a malha de controle da corrente i_{d1} para determinar-se os ganhos K_{P-vd1} e K_{I-vd1} . Finalmente as malhas de controle de potência ativa e reativa foram fechadas e os valores de K_{P-iq1} , K_{I-iq1} , K_{P-id1} e K_{I-id1} foram determinados. Uma vez ajustados os parâmetros para o VSC 1, o mesmo processo foi realizado para o VSC 2. A única diferença é que, ao fechar a malha de controle da tensão CC, a fonte de tensão CC sobre o capacitor foi retirada para que o ajuste pudesse ser efetivo.

Após o fechamento de todas as malhas de controle, foram simulados outros pontos de operação e distúrbios maiores para efetuar um ajuste fino do controle.

A seguir, são apresentados alguns resultados de simulação do VSC-BTB com controle “tipo I”.

2.5.3 Simulações básicas no PSCAD/EMTDC

Foram feitas algumas simulações básicas no PSCAD/EMTDC do modelo do VSC-BTB com controle “tipo I” com a finalidade de realizar uma primeira análise do funcionamento do mesmo. Os valores dos parâmetros e demais condições iniciais consideradas nestas simulações são mostradas na Figura 2.26 e na Tabela 2.3.

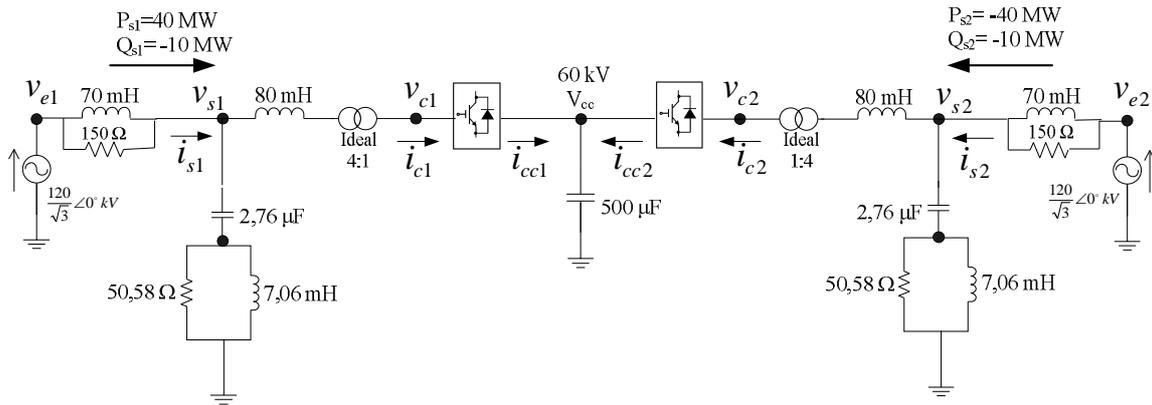


Figura 2.26 – Condições da rede para simulações básicas.

Tabela 2.3 – Parâmetros do controle “tipo I”

Parâmetros do controle "Tipo I" do VSC 1							
KP-id1	0,01	KP-vd1	1,5	KP-iq1	0,01	KP-vq1	0,5
1/KI-id1	0,004	1/KI-vd1	0,08	1/KI-iq1	0,004	1/KI-vq1	0,006
Parâmetros do controle "Tipo I" do VSC 2							
KP-id2	4	KP-vd2	0,5	KP-iq2	0,01	KP-vq2	2,5
1/KI-id2	0,002	1/KI-vd2	0,08	1/KI-iq2	0,004	1/KI-vq2	0,015

Na Figura 2.27 temos as potências ativa e reativa em regime permanente no ponto de medição que foram controladas em seus valores de referência. A Figura 2.28 mostra a tensão sobre o capacitor CC com baixo “ripple” (menor que 1%).

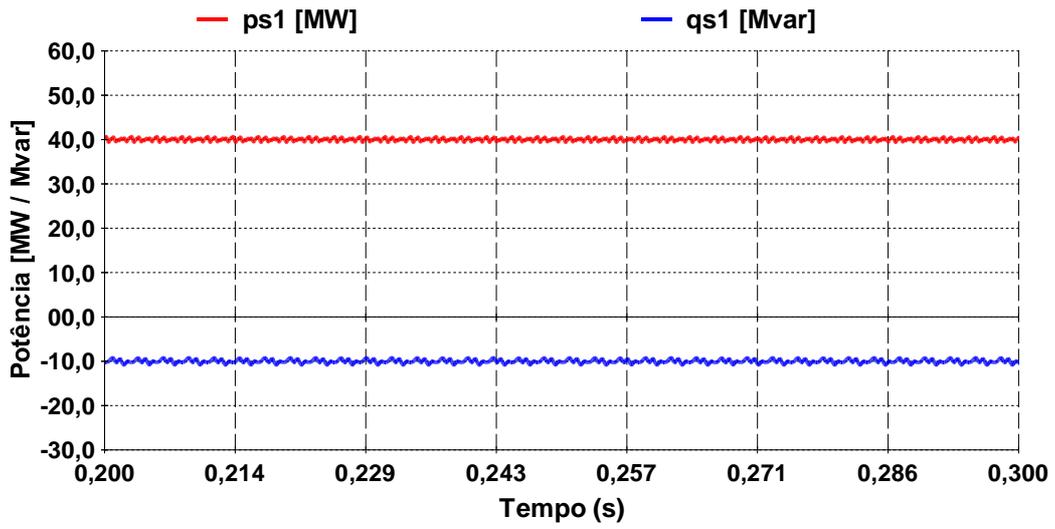


Figura 2.27 – Potências ativa e reativa no sistema 1.

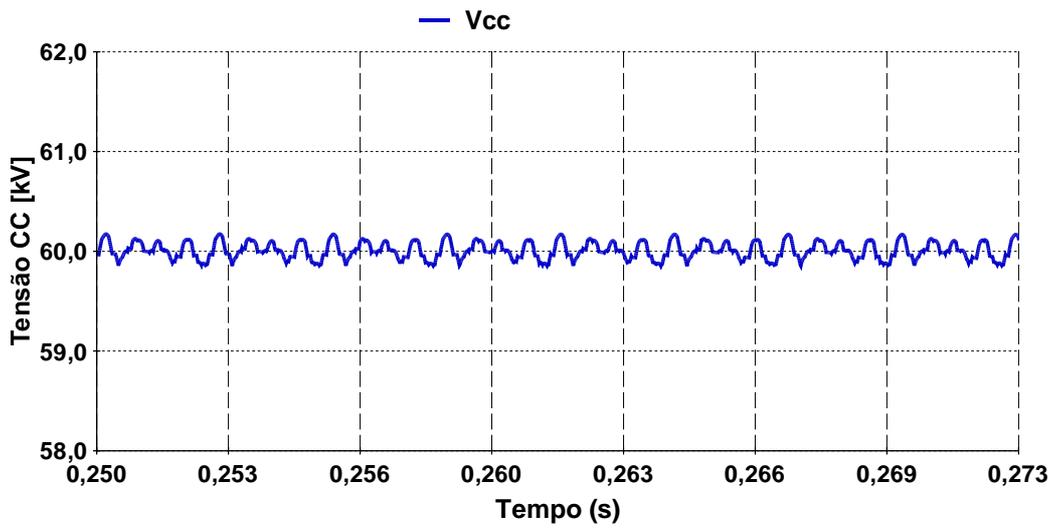


Figura 2.28 – Tensão sobre o capacitor CC.

Na Figura 2.29 temos a potência CC no VSC 1 e seu valor médio e na Figura 2.30 as potências ativa e reativa no filtro passa-altas do sistema 1, onde se vê que o mesmo consome uma potência ativa muito baixa (200 kW).

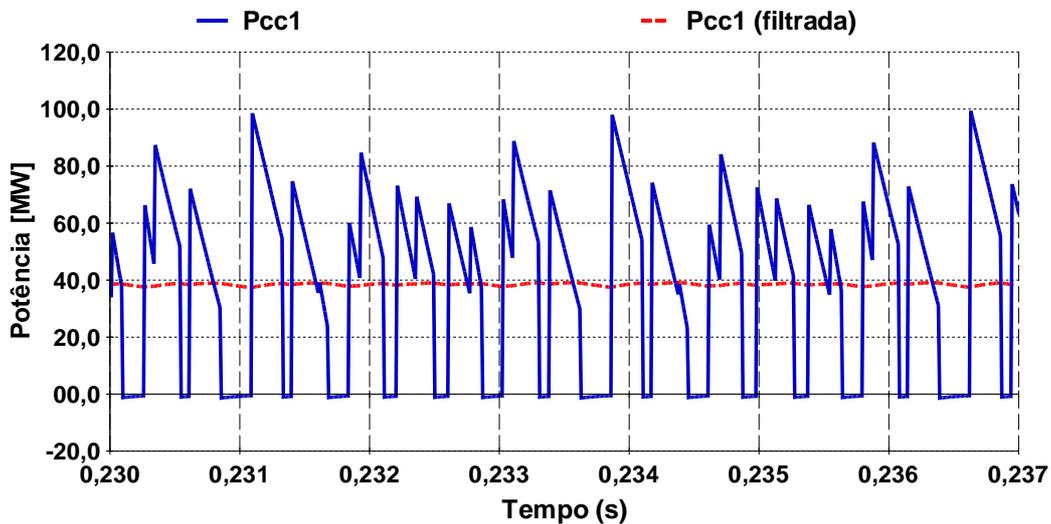


Figura 2.29 – Potências CC instantânea no VSC 1 e seu valor médio.

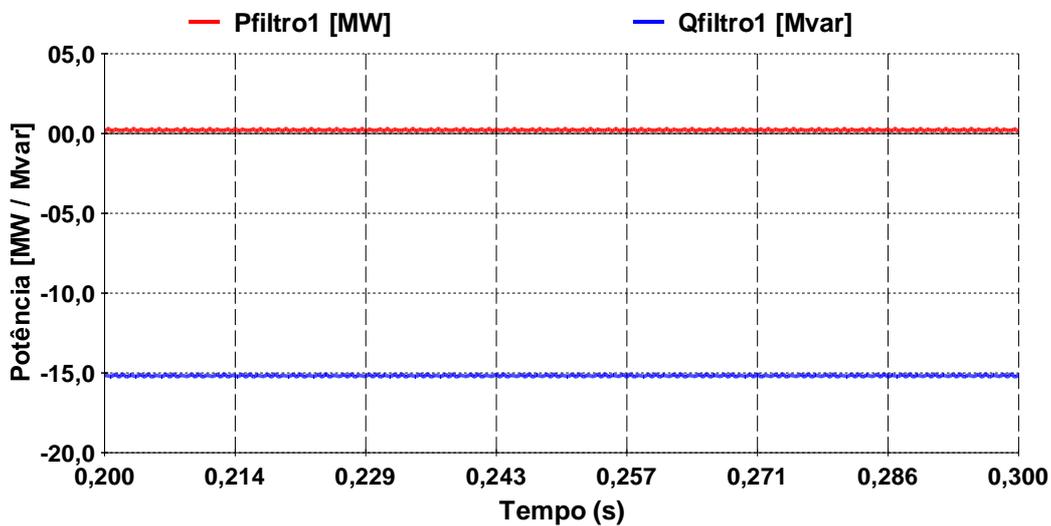


Figura 2.30 – Potências ativa e reativa no filtro CA 1.

A Figura 2.31 mostra que o ângulo do PLL está corretamente sincronizado com a sequência positiva da tensão no ponto de medição. Na Figura 2.32 é mostrada a tensão

de referência e a portadora triangular com frequência 21 vezes maior que a frequência fundamental. A tensão CA fase-fase do VSC 1 é apresentada na Figura 2.33, juntamente com sua componente fundamental.

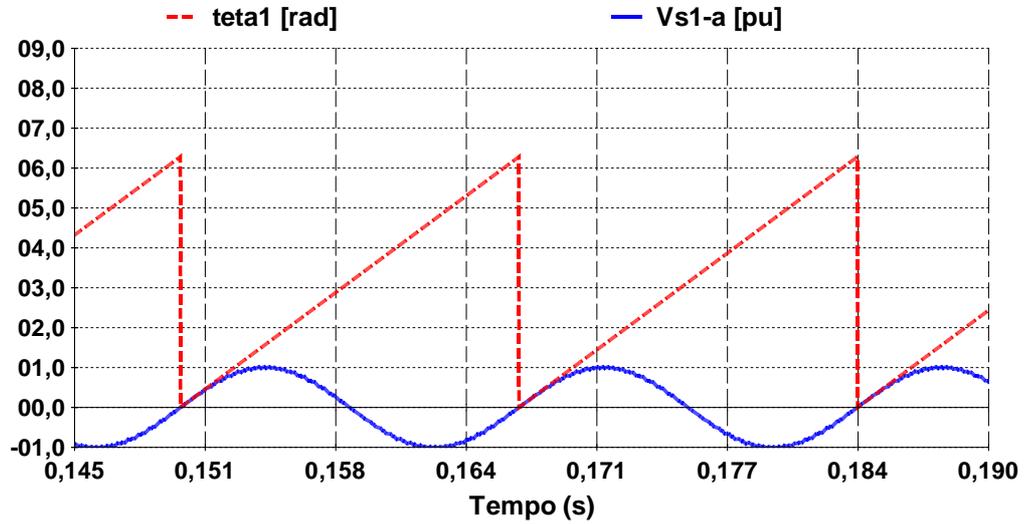


Figura 2.31 – Ângulo do PLL e tensão na fase “a” no ponto de medição 1.

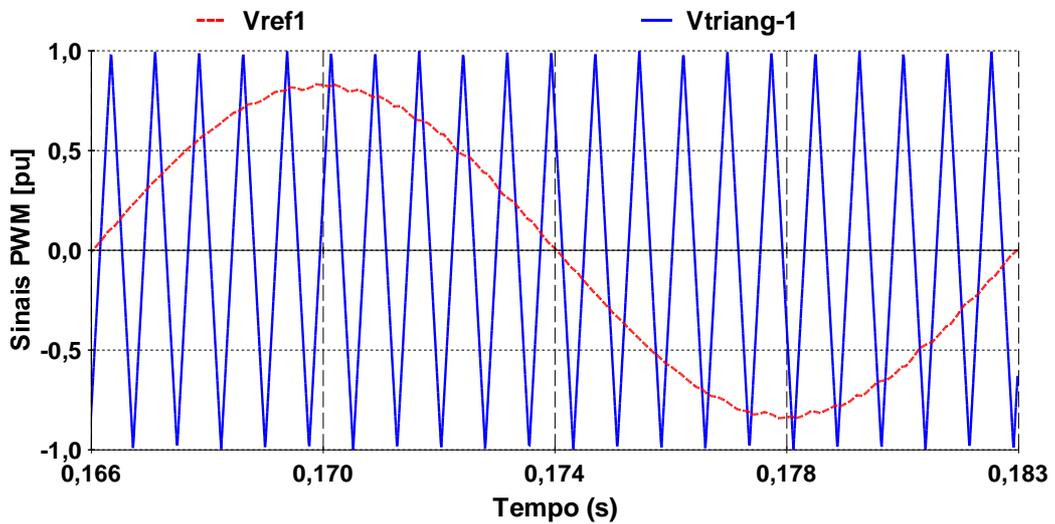


Figura 2.32 – Tensão de referência e portadora triangular no VSC 1.

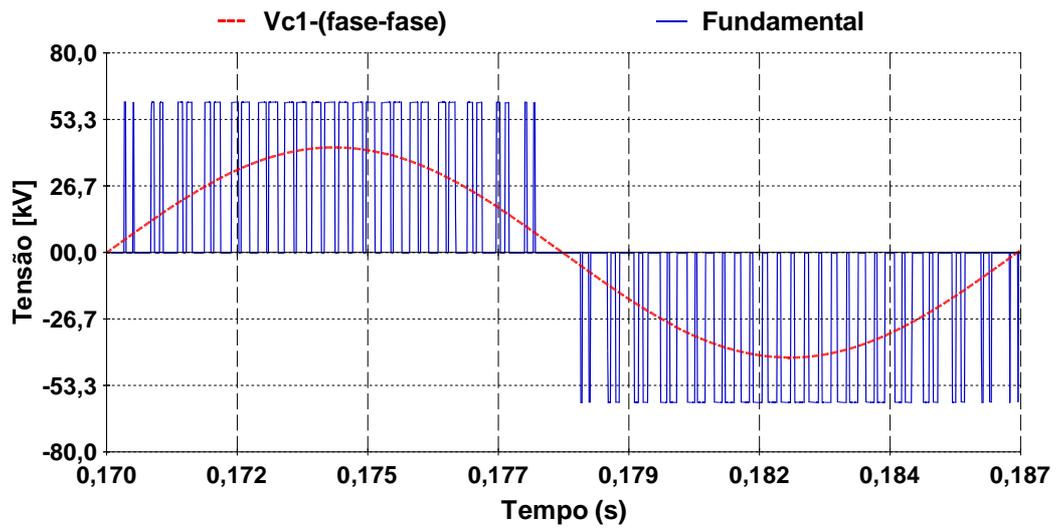


Figura 2.33 – Tensão CA fase-fase do VSC 1 e sua componente fundamental.

CAPÍTULO 3: MODELO LINEAR DO VSC-BTB

3.1 Introdução

Neste capítulo é apresentado um modelo linearizado de frequência fundamental para o “back-to-back” com conversores VSC e modulação PWM. Através deste modelo é possível avaliar o comportamento dinâmico do equipamento inserido em uma determinada rede elétrica. Este tipo de modelagem linear pode ser bastante útil quando se deseja ajustar os parâmetros do sistema de controle, pois algumas ferramentas de análise linear oferecem alternativas ao método convencional de tentativa-erro empregado para definir ganhos dos controladores. Por exemplo, ao se tentar ajustar os parâmetros de controle de um determinado equipamento em uma rede CA contendo múltiplos equipamentos FACTS [GOMES 2009], muitas vezes recorre-se a um ajuste sequencial dos controladores dos equipamentos, ajustando-se cada controlador de uma vez e considerando os demais representados por elementos passivos. Porém, caso haja uma forte interação dinâmica entre tais equipamentos, os ajustes feitos desta forma ficarão distantes do caso em que todos os equipamentos são considerados simultaneamente, podendo, inclusive, ser instável. Nestes casos, a análise linear permite a identificação das dinâmicas separadamente, o que torna este método mais poderoso em relação à pura análise da resposta no domínio do tempo.

Neste capítulo, as equações diferenciais e algébricas que descrevem o sistema foram formuladas em termos de fasores dinâmicos, linearizadas em torno do ponto de operação e implementadas através de sistemas descritores no programa MATLAB. Os resultados do modelo linear foram validados com o modelo do PSCAD/EMTDC, como será mostrado nas próximas seções.

3.2 Análise Linear

As simulações de sistemas não lineares no domínio do tempo baseiam-se essencialmente na análise das formas de onda de variáveis do sistema, comparando-se as curvas para diversos casos simulados. Este tipo de análise, apesar de importante,

possui certas limitações quando se deseja obter informações estruturais do sistema estudado, pois a análise fica condicionada à capacidade do indivíduo de observar e extrair dos resultados informações relevantes [GOMES 2002].

A análise linear é uma abordagem complementar à simulação no tempo, na qual através da linearização das equações do sistema em torno do ponto de operação é possível utilizar-se métodos específicos e ferramentas apropriadas para a obtenção de uma série de informações sobre a dinâmica do sistema. Apesar de o modelo linearizado ser válido somente para pequenos distúrbios, este nos permite obter conclusões importantes sobre a estabilidade do sistema para um determinado estado de operação através da análise modal. Dentre as ferramentas utilizadas na análise modal, podemos destacar o cálculo de polos do sistema.

Podemos citar como exemplos de aplicação da análise linear o estudo de oscilações eletromecânicas em sistemas de potência [KUNDUR 1994], análise linear da ressonância subsíncrona [GOMES 2002], transitórios eletromagnéticos [LIMA 1999] comportamento harmônico [VARRICCHIO 2003], dentre outros [PILLOTO 2000].

3.3 Sistemas Descritores

Os sistemas dinâmicos linearizados em torno do ponto de operação e invariantes no tempo podem ser formulados de maneira eficiente através dos chamados sistemas descritores [LIMA 1999], [GOMES 2002], dados pelo seguinte sistema de equações:

$$\begin{aligned} \mathbf{T}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t) \end{aligned} \quad (3.1)$$

No caso mais geral, a matriz \mathbf{T} possui elementos constantes e não é necessariamente inversível, dessa forma, nesta modelagem pode haver equações algébricas que não possuem derivadas das variáveis do vetor \mathbf{x} , ou equações que possuam vários termos de derivadas. Se a matriz \mathbf{T} for diagonal e possuir somente elementos nulos ou unitários, o sistema descritor pode ser transformado para a formulação espaço-estado a partir da eliminação das variáveis algébricas [GOMES 2002], desde que a parcela da matriz \mathbf{A} referente às variáveis algébricas seja inversível. Deve-se notar que este tipo de transformação pode não ser vantajosa do ponto de vista computacional, pois a

esparsidade do sistema de equações poderá ser prejudicada, fazendo com que a matriz \mathbf{A} tenha um número exagerado de elementos não-nulos, o que tornará ineficiente a análise no caso de sistemas de grande porte. A modelagem por sistemas descritores não requer a eliminação da redundância de estado, onde algumas equações diferenciais podem ser linearmente dependentes.

A justificativa para a utilização da formulação em sistemas descritores neste trabalho é a facilidade de representação das equações do modelo por não haver a necessidade de eliminação das equações algébricas e das redundâncias de estado.

3.4 Fasores Dinâmicos

Uma variável função do tempo não-periódica $f(t)$ pode ser representada pela Série de Fourier [GOMES 2006], [MATAVELLI 1997], [STANKOVIC 2000] da seguinte forma:

$$f(t) = \sum_k F_k^{\text{Re}}(t) \cos(k\omega t) - F_k^{\text{Im}}(t) \text{sen}(k\omega t) \quad | \quad k \geq 0, \quad (3.2)$$

onde os coeficientes $F_k(t)$ da série de Fourier são funções do tempo chamadas de Fasores Dinâmicos. Escrevendo (3.2) na forma complexa, temos:

$$f(t) = \Re e \left\{ \sum_k \tilde{F}_k(t) e^{jk\omega t} \right\}, \quad (3.3)$$

$$f(t) = \sum_k \frac{\tilde{F}_k(t) e^{jk\omega t} + \tilde{F}_k^*(t) e^{-jk\omega t}}{2}. \quad (3.4)$$

Se considerarmos somente a frequência fundamental ($k=1$) em (3.4) teremos:

$$f(t) = \frac{\tilde{F}_1(t) e^{j\omega t} + \tilde{F}_1^*(t) e^{-j\omega t}}{2}, \quad (3.5)$$

onde,

$$\tilde{F}_1(t) = F_1^{\text{Re}}(t) + jF_1^{\text{Im}}(t), \quad (3.6)$$

$$\tilde{F}_1(t) = F_1(t)e^{j\theta}, \quad (3.7)$$

$$\begin{aligned} f(t) &= \Re\{F_1(t)e^{j\theta}e^{j\omega t}\} = \Re\{F_1(t)e^{j(\omega t + \theta)}\} \\ &= \Re\{F_1(t)\cos(\omega t + \theta) + jF_1(t)\text{sen}(\omega t + \theta)\}, \end{aligned} \quad (3.8)$$

$$f(t) = F_1(t)\cos(\omega t + \theta), \quad (3.9)$$

$$f(t) = \frac{1}{2}(F_1(t)e^{j(\omega t + \theta)} - F_1(t)e^{-j(\omega t + \theta)}) = \frac{1}{2}(F_1(t)e^{j\theta}e^{j\omega t} - F_1(t)e^{-j\theta}e^{-j\omega t}), \quad (3.10)$$

ou

$$f(t) = \frac{1}{2}[(F_1^{\text{Re}}(t) + jF_1^{\text{Im}}(t))e^{j\omega t} - (F_1^{\text{Re}}(t) - jF_1^{\text{Im}}(t))e^{-j\omega t}], \quad (3.11)$$

ou ainda

$$f(t) = \frac{1}{2}F_1^{\text{Re}}(t)(e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}) + \frac{j}{2}F_1^{\text{Im}}(t)(e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}), \quad (3.12)$$

$$f(t) = F_1^{\text{Re}}(t)\cos(\omega t) - F_1^{\text{Im}}(t)\text{sen}(\omega t). \quad (3.13)$$

Deve-se observar que nos trabalhos anteriores [MATAVELLI 1997], [STANKOVIC 2000] utilizou-se uma janela deslizante que, para um modelo com apenas o fasor de frequência fundamental, restringia a aplicação do método de fasores dinâmicos a baixas frequências (até 30 Hz). O aumento da frequência máxima de validade do modelo era obtida com o aumento da quantidade de fasores harmônicos.

Neste trabalho, da mesma forma que em [GOMES 2006], não se utilizou a janela deslizante e sim uma transformação analítica variável no tempo equivalente à Transformação de Park para o modelo de frequência fundamental, a qual permite a extensão da aplicação do método para frequências mais elevadas (algumas centenas de Hz ou até kHz).

Em sistemas equilibrados ou sistemas desequilibrados sem ligação à terra, a componente de sequência zero é desacoplada das componentes d e q. Neste caso, ignorando-se a sequência zero, obtêm-se pela Transformação de Park (assumindo neste caso que o eixo d está na referência angular 0° e o eixo q está na referência angular 90°):

$$\begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\text{sen}\theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix}. \quad (3.14)$$

Para $\theta = \omega t$, temos:

$$f_a(t) = f_d(t)\cos(\omega t) - f_q(t)\text{sen}(\omega t). \quad (3.15)$$

Portanto, vemos que (3.15) é equivalente a (3.13), ou seja, em frequência fundamental, a modelagem da rede através de fasores dinâmicos é equivalente à modelagem da rede por componentes d-q.

Em [GOMES 2002] e [PORTELA 1970] utiliza-se o conceito de tensores para relacionar grandezas no domínio da frequência. Em sistemas alimentados por grandezas senoidais, as não-linearidades produzem componentes harmônicas em regime permanente e, em regime transitório, estas grandezas são variáveis no tempo.

Na metodologia tensorial, as diversas grandezas são descritas por componentes reais e imaginárias que são coeficientes de grandezas do tipo e^{pt} , onde p é uma variável complexa no domínio da frequência. A linearização de sistemas de potência com elementos não-lineares produz componentes reais e imaginárias que são relacionadas entre si por matrizes de dimensão 2×2 que são denominadas de tensores. Assim, de forma geral, esta linearização produz um sistema linear matricial de equações compostas por inúmeros tensores. Maiores detalhes sobre o método tensorial aplicado a sistemas de potência podem ser encontrados em [PORTELA 1970]. Em [LÍRIO 2007]

fez-se um desenvolvimento analítico semelhante ao de [GOMES 2006] utilizando-se como base o método tensorial para modelagem do SVC e do TCSC.

Pode-se dizer de forma simplificada que o método tensorial é equivalente ao método de fasores dinâmicos no domínio da frequência, ou seja, os métodos em si têm bases conceituais diferentes, no entanto, se assemelham em seus desenvolvimentos analíticos.

Nos desenvolvimentos analíticos das equações das tensões e correntes dos conversores e das redes CA deste trabalho, utilizou-se como base o método dos fasores dinâmicos a frequência fundamental e, para o sistema de controle, utilizou-se a Transformação de Park. De modo a ilustrar esta representação de variáveis por fasores dinâmicos, consideremos um circuito RLC simples conforme mostrado na Figura 3.1.

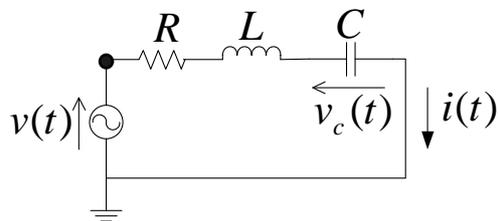


Figura 3.1 – Circuito RLC de exemplo.

As equações diferenciais que descrevem o comportamento deste circuito são:

$$Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} + v_c(t) = v(t), \quad (3.16)$$

$$i(t) = C \frac{dv_c(t)}{dt}. \quad (3.17)$$

Estas equações lineares e invariantes no tempo (3.16) e (3.17) podem ser escritas como função dos fasores dinâmicos na frequência fundamental da seguinte forma:

$$v(t) = V_1^{\text{Re}} \cos(\omega t) - V_1^{\text{Im}} \sin(\omega t), \quad (3.18)$$

$$i(t) = I_1^{\text{Re}} \cos(\omega t) - I_1^{\text{Im}} \sin(\omega t), \quad (3.19)$$

$$v_c(t) = V_{c_1}^{\text{Re}} \cos(\omega t) - V_{c_1}^{\text{Im}} \sin(\omega t), \quad (3.20)$$

$$\begin{aligned} R \left[I_1^{\text{Re}} \cos(\omega t) - I_1^{\text{Im}} \sin(\omega t) \right] + L \frac{d}{dt} \left[I_1^{\text{Re}} \cos(\omega t) - I_1^{\text{Im}} \sin(\omega t) \right] + \\ + \left[V_{c_1}^{\text{Re}} \cos(\omega t) - V_{c_1}^{\text{Im}} \sin(\omega t) \right] = V_1^{\text{Re}} \cos(\omega t) - V_1^{\text{Im}} \sin(\omega t), \end{aligned} \quad (3.21)$$

$$\begin{aligned} R I_1^{\text{Re}} \cos(\omega t) - R I_1^{\text{Im}} \sin(\omega t) + L \frac{dI_1^{\text{Re}}}{dt} \cos(\omega t) - \omega L I_1^{\text{Re}} \sin(\omega t) - L \frac{dI_1^{\text{Im}}}{dt} \sin(\omega t) \\ - \omega L I_1^{\text{Im}} \cos(\omega t) + V_{c_1}^{\text{Re}} \cos(\omega t) - V_{c_1}^{\text{Im}} \sin(\omega t) = V_1^{\text{Re}} \cos(\omega t) - V_1^{\text{Im}} \sin(\omega t), \end{aligned} \quad (3.22)$$

$$\begin{aligned} \left[R I_1^{\text{Re}} + L \frac{dI_1^{\text{Re}}}{dt} - \omega L I_1^{\text{Im}} + V_{c_1}^{\text{Re}} - V_1^{\text{Re}} \right] \cos(\omega t) \\ + \left[-R I_1^{\text{Im}} - \omega L I_1^{\text{Re}} - L \frac{dI_1^{\text{Im}}}{dt} - V_{c_1}^{\text{Im}} + V_1^{\text{Im}} \right] \sin(\omega t) = 0, \end{aligned} \quad (3.23)$$

$$R I_1^{\text{Re}} + L \frac{dI_1^{\text{Re}}}{dt} - \omega L I_1^{\text{Im}} + V_{c_1}^{\text{Re}} - V_1^{\text{Re}} = 0, \quad (3.24)$$

$$-R I_1^{\text{Im}} - \omega L I_1^{\text{Re}} - L \frac{dI_1^{\text{Im}}}{dt} - V_{c_1}^{\text{Im}} + V_1^{\text{Im}} = 0, \quad (3.25)$$

$$I_1^{\text{Re}} \cos(\omega t) - I_1^{\text{Im}} \sin(\omega t) = C \frac{d}{dt} \left[V_{c_1}^{\text{Re}} \cos(\omega t) - V_{c_1}^{\text{Im}} \sin(\omega t) \right], \quad (3.26)$$

$$\begin{aligned}
I_1^{\text{Re}} \cos(\omega t) - I_1^{\text{Im}} \text{sen}(\omega t) = C \frac{dV_{c_1}^{\text{Re}}}{dt} \cos(\omega t) - \omega C V_{c_1}^{\text{Re}} \text{sen}(\omega t) \\
- C \frac{dV_{c_1}^{\text{Im}}}{dt} \text{sen}(\omega t) - \omega C V_{c_1}^{\text{Im}} \cos(\omega t) ,
\end{aligned} \tag{3.27}$$

$$\left[I_1^{\text{Re}} - C \frac{dV_{c_1}^{\text{Re}}}{dt} + \omega C V_{c_1}^{\text{Im}} \right] \cos(\omega t) + \left[-I_1^{\text{Im}} + \omega C V_{c_1}^{\text{Re}} + C \frac{dV_{c_1}^{\text{Im}}}{dt} \right] \text{sen}(\omega t) = 0, \tag{3.28}$$

$$I_1^{\text{Re}} - C \frac{dV_{c_1}^{\text{Re}}}{dt} + \omega C V_{c_1}^{\text{Im}} = 0, \tag{3.29}$$

$$-I_1^{\text{Im}} + \omega C V_{c_1}^{\text{Re}} + C \frac{dV_{c_1}^{\text{Im}}}{dt} = 0. \tag{3.30}$$

Portanto, as equações do sistema escrita em termos dos fasores dinâmicos:

$$\begin{cases}
LI_1^{\dot{\text{Re}}} + RI_1^{\text{Re}} - \omega LI_1^{\text{Im}} + V_{c_1}^{\text{Re}} - V_1^{\text{Re}} = 0 \\
LI_1^{\dot{\text{Im}}} + \omega LI_1^{\text{Re}} + RI_1^{\text{Im}} + V_{c_1}^{\text{Im}} - V_1^{\text{Im}} = 0 \\
CV_{c_1}^{\dot{\text{Re}}} - I_1^{\text{Re}} - \omega C V_{c_1}^{\text{Im}} = 0 \\
CV_{c_1}^{\dot{\text{Im}}} - I_1^{\text{Im}} + \omega C V_{c_1}^{\text{Re}} = 0
\end{cases} , \tag{3.31}$$

considerando-se:

$$u(t) = v(t) , \quad y(t) = i(t) , \tag{3.32}$$

podemos modelar o sistema (3.31) em espaço-estado [KUNDUR 1994] da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_1^{\text{Re}}}{dt} \\ \frac{dI_1^{\text{Im}}}{dt} \\ \frac{dV_{C_1}^{\text{Re}}}{dt} \\ \frac{dV_{C_1}^{\text{Im}}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & -\frac{1}{L} & 0 \\ -\omega & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & \omega \\ 0 & \frac{1}{C} & -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1^{\text{Re}} \\ I_1^{\text{Im}} \\ V_{C_1}^{\text{Re}} \\ V_{C_1}^{\text{Im}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^{\text{Re}} \\ V_1^{\text{Im}} \end{bmatrix}, \quad (3.33)$$

$$\begin{bmatrix} Y^{\text{Re}} \\ Y^{\text{Im}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1^{\text{Re}} \\ I_1^{\text{Im}} \\ V_{C_1}^{\text{Re}} \\ V_{C_1}^{\text{Im}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^{\text{Re}} \\ V_1^{\text{Im}} \end{bmatrix}. \quad (3.34)$$

Considerando condições iniciais nulas, a Transformada de Laplace da equação diferencial linear (3.17) é dada por:

$$I_1(s) = V_{C_1}(s)Cs. \quad (3.35)$$

A Transformada de Laplace da mesma equação escrita em termos de fasores dinâmicos é a seguinte:

$$L\{\tilde{I}_1(t)\} = L\left\{C \frac{d\tilde{V}_{C_1}(t)}{dt} + j\omega C\tilde{V}_{C_1}(t)\right\}, \quad (3.36)$$

$$\tilde{I}_1(s) = \tilde{V}_{C_1}(s)C[s + j\omega]. \quad (3.37)$$

Observa-se que (3.37) apresenta um deslocamento em s da frequência fundamental (ω) em relação à (3.35).

Os fasores dinâmicos foram utilizados na modelagem deste trabalho para tornar as equações invariantes no tempo.

3.5 Modelo Linearizado do VSC-BTB

Neste item serão apresentadas as linearizações das equações do item 2.4 escritas em termos de seus fasores dinâmicos e, em seguida, a formulação deste conjunto de equações através de sistema descritor. Esta modelagem permite a utilização da teoria existente de controle para sistemas lineares e da análise modal e, portanto, é adequado para a avaliação de interações adversas entre as redes CA e conversores baseados em eletrônica de potência e também para o ajuste de parâmetros do sistema de controle.

Os modelos linearizados em torno do ponto de operação produzem, diante de pequenas perturbações, resultados no domínio do tempo similares àqueles simulados em programas de análise de transitórios eletromagnéticos como o PSCAD/EMTDC.

3.5.1 Equações dos Conversores

Seja a equação (2.61) da tensão CA do conversor explicada no capítulo 2. Considerando-se somente a componente fundamental de sequência positiva da mesma, temos:

$$v_c(t) = \frac{v_{cc}}{2} \frac{V_{ref}}{V_{triang}} \cos(\omega t + \psi) = \frac{1}{2} m v_{cc} \cos(\omega t + \psi) = f(v_{cc}, m, \psi). \quad (3.38)$$

A equação (3.38) é não-linear e variante no tempo. Para tornar esta equação linear, podemos desenvolver a Série de Taylor da mesma em torno do ponto de operação considerando uma aproximação de primeira ordem (utilizando somente a derivada primeira ou termo linear) da seguinte maneira:

$$\Delta v_c(t) = \frac{\partial v_c(t)}{\partial v_{cc}} \Delta v_{cc} + \frac{\partial v_c(t)}{\partial m} \Delta m + \frac{\partial v_c(t)}{\partial \psi} \Delta \psi, \quad (3.39)$$

A dependência no tempo dos desvios não foi explicitada por questão de simplicidade.

$$\begin{aligned}\Delta v_c(t) &= \left\{ \frac{1}{2} m \cos(\omega t + \psi) \right\} \Delta v_{cc} \\ &+ \left\{ \frac{1}{2} v_{cc} \cos(\omega t + \psi) \right\} \Delta m + \left\{ -\frac{1}{2} m v_{cc} \sin(\omega t + \psi) \right\} \Delta \psi .\end{aligned}\quad (3.40)$$

A equação (3.40) é linear e variante no tempo. Podemos escrever esta equação em função de fasores dinâmicos utilizando-se (3.13) da seguinte forma:

$$\Delta v_c(t) = \Delta V_c^{\text{Re}} \cos(\omega t) - \Delta V_c^{\text{Im}} \sin(\omega t) . \quad (3.41)$$

Substituindo (3.41) em (3.40), temos:

$$\begin{aligned}\Delta V_c^{\text{Re}} \cos(\omega t) - \Delta V_c^{\text{Im}} \sin(\omega t) &= \left\{ \frac{1}{2} m \cos(\omega t + \psi) \right\} \Delta v_{cc} \\ &+ \left\{ \frac{1}{2} v_{cc} \cos(\omega t + \psi) \right\} \Delta m + \left\{ -\frac{1}{2} m v_{cc} \sin(\omega t + \psi) \right\} \Delta \psi .\end{aligned}\quad (3.42)$$

Utilizando-se as identidades trigonométricas:

$$\begin{aligned}\sin(\omega t + \psi) &= \sin(\omega t) \cos(\psi) + \cos(\omega t) \sin(\psi) , \\ \cos(\omega t + \psi) &= \cos(\omega t) \cos(\psi) - \sin(\omega t) \sin(\psi) ,\end{aligned}\quad (3.43)$$

e aplicando-as em (3.42), temos:

$$\begin{aligned}\Delta V_c^{\text{Re}} \cos(\omega t) - \Delta V_c^{\text{Im}} \sin(\omega t) &= \\ &= \left\{ \frac{1}{2} m [\cos(\omega t) \cos(\psi) - \sin(\omega t) \sin(\psi)] \right\} \Delta v_{cc} \\ &+ \left\{ \frac{1}{2} v_{cc} [\cos(\omega t) \cos(\psi) - \sin(\omega t) \sin(\psi)] \right\} \Delta m \\ &+ \left\{ -\frac{1}{2} m v_{cc} [\sin(\omega t) \cos(\psi) + \cos(\omega t) \sin(\psi)] \right\} \Delta \psi .\end{aligned}\quad (3.44)$$

Separando-se os termos em $\sin(\omega t)$ e $\cos(\omega t)$ de (3.44), temos:

$$\begin{aligned}
\Delta V_c^{\text{Re}} \cos(\omega t) &= \\
&= \left\{ \frac{1}{2} m [\cos(\omega t) \cos(\psi)] \right\} \Delta v_{cc} \\
&+ \left\{ \frac{1}{2} v_{cc} [\cos(\omega t) \cos(\psi)] \right\} \Delta m \\
&+ \left\{ -\frac{1}{2} m v_{cc} [\cos(\omega t) \text{sen}(\psi)] \right\} \Delta \psi ,
\end{aligned} \tag{3.45}$$

$$\begin{aligned}
-\Delta V_c^{\text{Im}} \text{sen}(\omega t) &= \\
&= \left\{ \frac{1}{2} m [-\text{sen}(\omega t) \text{sen}(\psi)] \right\} \Delta v_{cc} \\
&+ \left\{ \frac{1}{2} v_{cc} [-\text{sen}(\omega t) \text{sen}(\psi)] \right\} \Delta m \\
&+ \left\{ -\frac{1}{2} m v_{cc} [\text{sen}(\omega t) \cos(\psi)] \right\} \Delta \psi .
\end{aligned} \tag{3.46}$$

Portanto, as equações linearizadas e escritas em termos dos fasores dinâmicos são as seguintes:

$$\Delta V_c^{\text{Re}} = \frac{1}{2} m \cos(\psi) \Delta v_{cc} + \frac{1}{2} v_{cc} \cos(\psi) \Delta m - \frac{1}{2} m v_{cc} \text{sen}(\psi) \Delta \psi , \tag{3.47}$$

$$\Delta V_c^{\text{Im}} = \frac{1}{2} m \text{sen}(\psi) \Delta v_{cc} + \frac{1}{2} v_{cc} \text{sen}(\psi) \Delta m + \frac{1}{2} m v_{cc} \cos(\psi) \Delta \psi . \tag{3.48}$$

A partir de (3.47) e (3.48), que são equações lineares e invariantes no tempo, escrevemos as equações das tensões dos conversores 1 e 2:

$$\Delta V_{c1}^{\text{Re}} = \frac{1}{2} m_1 \cos(\psi_1) \Delta v_{cc} + \frac{1}{2} v_{cc} \cos(\psi_1) \Delta m_1 - \frac{1}{2} m_1 v_{cc} \text{sen}(\psi_1) \Delta \psi_1 , \tag{3.49}$$

$$\Delta V_{c1}^{\text{Im}} = \frac{1}{2} m_1 \text{sen}(\psi_1) \Delta v_{cc} + \frac{1}{2} v_{cc} \text{sen}(\psi_1) \Delta m_1 + \frac{1}{2} m_1 v_{cc} \cos(\psi_1) \Delta \psi_1 , \tag{3.50}$$

$$\Delta V_{c2}^{\text{Re}} = \frac{1}{2} m_2 \cos(\psi_2) \Delta v_{cc} + \frac{1}{2} v_{cc} \cos(\psi_2) \Delta m_2 - \frac{1}{2} m_2 v_{cc} \sin(\psi_2) \Delta \psi_2 , \quad (3.51)$$

$$\Delta V_{c2}^{\text{Im}} = \frac{1}{2} m_2 \sin(\psi_2) \Delta v_{cc} + \frac{1}{2} v_{cc} \sin(\psi_2) \Delta m_2 + \frac{1}{2} m_2 v_{cc} \cos(\psi_2) \Delta \psi_2 . \quad (3.52)$$

Para encontrar as equações linearizadas da corrente no conversor, partiremos da potência ativa instantânea do conversor $p_c(t)$ que é dada por:

$$p_c(t) = v_c(t) i_c(t) . \quad (3.53)$$

Escrevendo (3.53) em termos de fasores dinâmicos, temos:

$$v_c(t) = V_c^{\text{Re}} \cos(\omega t) - V_c^{\text{Im}} \sin(\omega t) , \quad (3.54)$$

$$i_c(t) = I_c^{\text{Re}} \cos(\omega t) - I_c^{\text{Im}} \sin(\omega t) , \quad (3.55)$$

$$p_c(t) = [V_c^{\text{Re}} \cos(\omega t) - V_c^{\text{Im}} \sin(\omega t)] [I_c^{\text{Re}} \cos(\omega t) - I_c^{\text{Im}} \sin(\omega t)] , \quad (3.56)$$

$$\begin{aligned} p_c(t) &= V_c^{\text{Re}} \cos(\omega t) I_c^{\text{Re}} \cos(\omega t) - V_c^{\text{Re}} \cos(\omega t) I_c^{\text{Im}} \sin(\omega t) \\ &- V_c^{\text{Im}} \sin(\omega t) I_c^{\text{Re}} \cos(\omega t) + V_c^{\text{Im}} \sin(\omega t) I_c^{\text{Im}} \sin(\omega t) . \end{aligned} \quad (3.57)$$

Utilizando as identidades trigonométricas (3.58), e tomando a parcela de valor médio \bar{p}_c temos:

$$\begin{aligned} \cos^2(\omega t) &= \frac{1 + \cos(2\omega t)}{2} , \quad \sin^2(\omega t) = \frac{1 - \cos(2\omega t)}{2} , \\ \sin(\omega t) \cos(\omega t) &= \frac{\sin(2\omega t)}{2} . \end{aligned} \quad (3.58)$$

O valor médio é igual a:

$$\bar{p}_c = V_c^{\text{Re}} I_c^{\text{Re}} + V_c^{\text{Im}} I_c^{\text{Im}} . \quad (3.59)$$

Desprezando-se as perdas no conversor, podemos afirmar que:

$$\bar{p}_c = v_{cc} i_{cc} , \quad (3.60)$$

logo,

$$v_{cc} i_{cc} = V_c^{\text{Re}} I_c^{\text{Re}} + V_c^{\text{Im}} I_c^{\text{Im}} . \quad (3.61)$$

De (3.6), temos:

$$\tilde{V}_c = V_c^{\text{Re}} + jV_c^{\text{Im}} , \quad (3.62)$$

$$V_c^{\text{Re}} = \frac{1}{2} m v_{cc} \cos(\psi) , \quad (3.63)$$

$$V_c^{\text{Im}} = \frac{1}{2} m v_{cc} \text{sen}(\psi) , \quad (3.64)$$

Substituindo-se (3.63) e (3.64) em (3.61) teremos:

$$v_{cc} i_{cc} = \frac{1}{2} m v_{cc} \cos(\psi) I_c^{\text{Re}} + \frac{1}{2} m v_{cc} \text{sen}(\psi) I_c^{\text{Im}} , \quad (3.65)$$

que resulta em:

$$i_{cc} = \frac{1}{2} m [\cos(\psi) I_c^{\text{Re}} + \text{sen}(\psi) I_c^{\text{Im}}] . \quad (3.66)$$

Linearizando (3.66) teremos:

$$\Delta i_{cc} = \frac{\partial i_{cc}}{\partial m} \Delta m + \frac{\partial i_{cc}}{\partial I_c^{\text{Re}}} \Delta I_c^{\text{Re}} + \frac{\partial i_{cc}}{\partial I_c^{\text{Im}}} \Delta I_c^{\text{Im}} + \frac{\partial i_{cc}}{\partial \psi} \Delta \psi , \quad (3.67)$$

$$\begin{aligned}\Delta i_{cc} &= \frac{1}{2} [\cos(\psi)I_c^{\text{Re}} + \text{sen}(\psi)I_c^{\text{Im}}] \Delta m + \frac{1}{2} m \cos(\psi) \Delta I_c^{\text{Re}} + \frac{1}{2} m \text{sen}(\psi) \Delta I_c^{\text{Im}} \\ &+ \frac{1}{2} m [\cos(\psi)I_c^{\text{Im}} - \text{sen}(\psi)I_c^{\text{Re}}] \Delta \psi .\end{aligned}\quad (3.68)$$

Escrevendo (3.68) com as variáveis dos conversores 1 e 2, teremos:

$$\begin{aligned}\Delta i_{cc1} &= \frac{1}{2} [\cos(\psi_1)I_{c1}^{\text{Re}} + \text{sen}(\psi_1)I_{c1}^{\text{Im}}] \Delta m_1 + \frac{1}{2} m_1 \cos(\psi_1) \Delta I_{c1}^{\text{Re}} + \frac{1}{2} m_1 \text{sen}(\psi_1) \Delta I_{c1}^{\text{Im}} \\ &+ \frac{1}{2} m_1 [\cos(\psi_1)I_{c1}^{\text{Im}} - \text{sen}(\psi_1)I_{c1}^{\text{Re}}] \Delta \psi_1 ,\end{aligned}\quad (3.69)$$

$$\begin{aligned}\Delta i_{cc2} &= \frac{1}{2} [\cos(\psi_2)I_{c2}^{\text{Re}} + \text{sen}(\psi_2)I_{c2}^{\text{Im}}] \Delta m_2 + \frac{1}{2} m_2 \cos(\psi_2) \Delta I_{c2}^{\text{Re}} + \frac{1}{2} m_2 \text{sen}(\psi_2) \Delta I_{c2}^{\text{Im}} \\ &+ \frac{1}{2} m_2 [\cos(\psi_2)I_{c2}^{\text{Im}} - \text{sen}(\psi_2)I_{c2}^{\text{Re}}] \Delta \psi_2 .\end{aligned}\quad (3.70)$$

3.5.2 Equações das redes CA e CC

De (2.39) temos:

$$v_{e1} - v_{s1} = R_{e1} i_{\text{Re}1} .\quad (3.71)$$

Substituindo as variáveis pelos seus fasores dinâmicos correspondentes, temos:

$$\begin{aligned}& [V_{e1}^{\text{Re}} \cos(\omega t) - V_{e1}^{\text{Im}} \text{sen}(\omega t)] - [V_{s1}^{\text{Re}} \cos(\omega t) - V_{s1}^{\text{Im}} \text{sen}(\omega t)] = \\ &= R_{e1} [I_{\text{Re}1}^{\text{Re}} \cos(\omega t) - I_{\text{Re}1}^{\text{Im}} \text{sen}(\omega t)] .\end{aligned}\quad (3.72)$$

Separando os termos de $\text{sen}(\omega t)$ e $\cos(\omega t)$, temos:

$$V_{e1}^{\text{Re}} - V_{s1}^{\text{Re}} = R_{e1} I_{\text{Re}1}^{\text{Re}} ,\quad (3.73)$$

$$-V_{e1}^{\text{Im}} + V_{s1}^{\text{Im}} = -R_{e1} I_{\text{Re}1}^{\text{Im}}. \quad (3.74)$$

Como (3.73) e (3.74) são lineares, basta substituir as variáveis pelos seus desvios correspondentes, conforme mostrado a seguir:

$$\Delta V_{e1}^{\text{Re}} - \Delta V_{s1}^{\text{Re}} = R_{e1} \Delta I_{\text{Re}1}^{\text{Re}}, \quad (3.75)$$

$$-\Delta V_{e1}^{\text{Im}} + \Delta V_{s1}^{\text{Im}} = -R_{e1} \Delta I_{\text{Re}1}^{\text{Im}}. \quad (3.76)$$

Para o sistema 2 teremos por analogia:

$$\Delta V_{e2}^{\text{Re}} - \Delta V_{s2}^{\text{Re}} = R_{e2} \Delta I_{\text{Re}2}^{\text{Re}}, \quad (3.77)$$

$$-\Delta V_{e2}^{\text{Im}} + \Delta V_{s2}^{\text{Im}} = -R_{e2} \Delta I_{\text{Re}2}^{\text{Im}}. \quad (3.78)$$

De (2.40) temos:

$$v_{e1} - v_{s1} = L_{e1} \frac{di_{Le1}}{dt}. \quad (3.79)$$

Substituindo as variáveis pelos seus fasores dinâmicos correspondentes, temos:

$$\begin{aligned} & \left[V_{e1}^{\text{Re}} \cos(\omega t) - V_{e1}^{\text{Im}} \sin(\omega t) \right] - \left[V_{s1}^{\text{Re}} \cos(\omega t) - V_{s1}^{\text{Im}} \sin(\omega t) \right] = \\ & = L_{e1} \frac{d}{dt} \left[I_{Le1}^{\text{Re}} \cos(\omega t) - I_{Le1}^{\text{Im}} \sin(\omega t) \right]. \end{aligned} \quad (3.80)$$

Separando os termos de $\sin(\omega t)$ e $\cos(\omega t)$, temos:

$$V_{e1}^{\text{Re}} - V_{s1}^{\text{Re}} = -\omega L_{e1} I_{Le1}^{\text{Im}} + L_{e1} \frac{dI_{Le1}^{\text{Re}}}{dt}, \quad (3.81)$$

$$-V_{e1}^{\text{Im}} + V_{s1}^{\text{Im}} = -\omega L_{e1} I_{Le1}^{\text{Re}} - L_{e1} \frac{dI_{Le1}^{\text{Im}}}{dt}. \quad (3.82)$$

Como (3.81) e (3.82) são lineares, basta substituir as variáveis pelos seus desvios correspondentes, conforme mostrado a seguir:

$$\Delta V_{e1}^{\text{Re}} - \Delta V_{s1}^{\text{Re}} = -\omega L_{e1} \Delta I_{Le1}^{\text{Im}} + L_{e1} \frac{d\Delta I_{Le1}^{\text{Re}}}{dt}, \quad (3.83)$$

$$-\Delta V_{e1}^{\text{Im}} + \Delta V_{s1}^{\text{Im}} = -\omega L_{e1} \Delta I_{Le1}^{\text{Re}} - L_{e1} \frac{d\Delta I_{Le1}^{\text{Im}}}{dt}. \quad (3.84)$$

Para o sistema 2 teremos por analogia:

$$\Delta V_{e2}^{\text{Re}} - \Delta V_{s2}^{\text{Re}} = -\omega L_{e2} \Delta I_{Le2}^{\text{Im}} + L_{e2} \frac{d\Delta I_{Le2}^{\text{Re}}}{dt},$$

$$-\Delta V_{e2}^{\text{Im}} + \Delta V_{s2}^{\text{Im}} = -\omega L_{e2} \Delta I_{Le2}^{\text{Re}} - L_{e2} \frac{d\Delta I_{Le2}^{\text{Im}}}{dt}.$$

De (2.43) temos:

$$v_{s1} - v_{t1} = L_{t1} \frac{di_{t1}}{dt}. \quad (3.85)$$

Substituindo as variáveis pelos seus fasores dinâmicos correspondentes, temos:

$$\begin{aligned} & \left[V_{s1}^{\text{Re}} \cos(\omega t) - V_{s1}^{\text{Im}} \sin(\omega t) \right] - \left[V_{t1}^{\text{Re}} \cos(\omega t) - V_{t1}^{\text{Im}} \sin(\omega t) \right] = \\ & = L_{t1} \frac{d}{dt} \left[I_{t1}^{\text{Re}} \cos(\omega t) - I_{t1}^{\text{Im}} \sin(\omega t) \right]. \end{aligned} \quad (3.86)$$

Separando os termos de $\sin(\omega t)$ e $\cos(\omega t)$, temos:

$$V_{s1}^{\text{Re}} - V_{t1}^{\text{Re}} = -\omega L_{t1} I_{t1}^{\text{Im}} + L_{t1} \frac{dI_{t1}^{\text{Re}}}{dt}, \quad (3.87)$$

$$-V_{s1}^{\text{Im}} + V_{t1}^{\text{Im}} = -\omega L_{t1} I_{t1}^{\text{Re}} - L_{t1} \frac{dI_{t1}^{\text{Im}}}{dt}. \quad (3.88)$$

Como (3.87) e (3.88) são lineares, basta substituir as variáveis pelos seus desvios correspondentes, conforme mostrado a seguir:

$$\Delta V_{s1}^{\text{Re}} - \Delta V_{t1}^{\text{Re}} = -\omega L_{t1} \Delta I_{t1}^{\text{Im}} + L_{t1} \frac{d\Delta I_{t1}^{\text{Re}}}{dt}, \quad (3.89)$$

$$-\Delta V_{s1}^{\text{Im}} + \Delta V_{t1}^{\text{Im}} = -\omega L_{t1} \Delta I_{t1}^{\text{Re}} - L_{t1} \frac{d\Delta I_{t1}^{\text{Im}}}{dt}. \quad (3.90)$$

Para o sistema 2 teremos por analogia:

$$\Delta V_{s2}^{\text{Re}} - \Delta V_{t2}^{\text{Re}} = -\omega L_{t2} \Delta I_{t2}^{\text{Im}} + L_{t2} \frac{d\Delta I_{t2}^{\text{Re}}}{dt}, \quad (3.91)$$

$$-\Delta V_{s2}^{\text{Im}} + \Delta V_{t2}^{\text{Im}} = -\omega L_{t2} \Delta I_{t2}^{\text{Re}} - L_{t2} \frac{d\Delta I_{t2}^{\text{Im}}}{dt}. \quad (3.92)$$

De (2.45) temos:

$$v_{s1} - v_{f1} = \frac{1}{C_{f1}} \int i_{cf1} dt. \quad (3.93)$$

Derivando (3.93) para transformá-la da forma integral para a forma diferencial, temos:

$$i_{cf1} = C_{f1} \frac{d}{dt} [v_{s1} - v_{f1}]. \quad (3.94)$$

Substituindo as variáveis pelos seus fasores dinâmicos correspondentes, separando os termos de $\sin(\omega t)$ e $\cos(\omega t)$ e substituindo as variáveis pelos seus respectivos desvios, temos:

$$\begin{aligned}
I_{Cf1}^{\text{Re}} \cos(\omega t) - I_{Cf1}^{\text{Im}} \sin(\omega t) &= \\
= C_{f1} \frac{d}{dt} \left[V_{s1}^{\text{Re}} \cos(\omega t) - V_{s1}^{\text{Im}} \sin(\omega t) - V_{f1}^{\text{Re}} \cos(\omega t) + V_{f1}^{\text{Im}} \sin(\omega t) \right]. & \quad (3.95)
\end{aligned}$$

$$\Delta I_{Cf1}^{\text{Re}} = C_{f1} \frac{d\Delta V_{s1}^{\text{Re}}}{dt} - \omega C_{f1} \Delta V_{s1}^{\text{Im}} - C_{f1} \frac{d\Delta V_{f1}^{\text{Re}}}{dt} + \omega C_{f1} \Delta V_{f1}^{\text{Im}}, \quad (3.96)$$

$$\Delta I_{Cf1}^{\text{Im}} = -\omega C_{f1} \Delta V_{s1}^{\text{Re}} - C_{f1} \frac{d\Delta V_{s1}^{\text{Im}}}{dt} + \omega C_{f1} \Delta V_{f1}^{\text{Re}} + C_{f1} \frac{d\Delta V_{f1}^{\text{Im}}}{dt}. \quad (3.97)$$

Para o sistema 2 teremos por analogia:

$$\Delta I_{Cf2}^{\text{Re}} = C_{f2} \frac{d\Delta V_{s2}^{\text{Re}}}{dt} - \omega C_{f2} \Delta V_{s2}^{\text{Im}} - C_{f2} \frac{d\Delta V_{f2}^{\text{Re}}}{dt} + \omega C_{f2} \Delta V_{f2}^{\text{Im}}, \quad (3.98)$$

$$\Delta I_{Cf2}^{\text{Im}} = -\omega C_{f2} \Delta V_{s2}^{\text{Re}} - C_{f2} \frac{d\Delta V_{s2}^{\text{Im}}}{dt} + \omega C_{f2} \Delta V_{f2}^{\text{Re}} + C_{f2} \frac{d\Delta V_{f2}^{\text{Im}}}{dt}. \quad (3.99)$$

De (2.47) temos:

$$v_{f1} = R_{f1} \dot{i}_{Rf1}. \quad (3.100)$$

Substituindo as variáveis pelos seus fasores dinâmicos correspondentes, separando os termos de $\sin(\omega t)$ e $\cos(\omega t)$ e substituindo as variáveis pelos seus respectivos desvios, temos:

$$V_{f1}^{\text{Re}} \cos(\omega t) - V_{f1}^{\text{Im}} \sin(\omega t) = R_{f1} \left[I_{Rf1}^{\text{Re}} \cos(\omega t) - I_{Rf1}^{\text{Im}} \sin(\omega t) \right], \quad (3.101)$$

$$\Delta V_{f1}^{\text{Re}} = R_{f1} \Delta I_{Rf1}^{\text{Re}}, \quad (3.102)$$

$$-\Delta V_{f1}^{\text{Im}} = -R_{f1} \Delta I_{Rf1}^{\text{Im}}. \quad (3.103)$$

Para o sistema 2 temos:

$$\Delta V_{f2}^{\text{Re}} = R_{f2} \Delta I_{Rf2}^{\text{Re}}, \quad (3.104)$$

$$-\Delta V_{f2}^{\text{Im}} = -R_{f2} \Delta I_{Rf2}^{\text{Im}}. \quad (3.105)$$

De (2.49) temos:

$$v_{f1} = L_{f1} \frac{di_{Lf1}}{dt}. \quad (3.106)$$

Substituindo as variáveis pelos seus fasores dinâmicos correspondentes, separando os termos de $\text{sen}(\omega t)$ e $\text{cos}(\omega t)$ e substituindo as variáveis pelos seus respectivos desvios, temos:

$$V_{f1}^{\text{Re}} \cos(\omega t) - V_{f1}^{\text{Im}} \text{sen}(\omega t) = L_{f1} \frac{d}{dt} [I_{Lf1}^{\text{Re}} \cos(\omega t) - I_{Lf1}^{\text{Im}} \text{sen}(\omega t)], \quad (3.107)$$

$$\Delta V_{f1}^{\text{Re}} = L_{f1} \frac{d\Delta I_{Lf1}^{\text{Re}}}{dt} - \omega L_{f1} \Delta I_{Lf1}^{\text{Im}}, \quad (3.108)$$

$$-\Delta V_{f1}^{\text{Im}} = -\omega L_{f1} \Delta I_{Lf1}^{\text{Re}} - L_{f1} \frac{d\Delta I_{Lf1}^{\text{Im}}}{dt}. \quad (3.109)$$

Para o sistema 2 temos por analogia:

$$\Delta V_{f2}^{\text{Re}} = L_{f2} \frac{d\Delta I_{Lf2}^{\text{Re}}}{dt} - \omega L_{f2} \Delta I_{Lf2}^{\text{Im}}, \quad (3.110)$$

$$-\Delta V_{f2}^{\text{Im}} = -\omega L_{f2} \Delta I_{Lf2}^{\text{Re}} - L_{f2} \frac{d\Delta I_{Lf2}^{\text{Im}}}{dt}. \quad (3.111)$$

Para os transformadores ideais, temos:

$$V_{t1}^{\text{Re}} \cos(\omega t) - V_{t1}^{\text{Im}} \sin(\omega t) = n_1 \left[V_{c1}^{\text{Re}} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) - V_{c1}^{\text{Im}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \right]. \quad (3.112)$$

Separando os termos em $\sin(\omega t)$ e $\cos(\omega t)$ e substituindo as variáveis pelos seus respectivos desvios, temos:

$$\Delta V_{t1}^{\text{Re}} = n_1 \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \Delta V_{c1}^{\text{Re}} + n_1 \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) \Delta V_{c1}^{\text{Im}}, \quad (3.113)$$

$$\Delta V_{t1}^{\text{Im}} = n_1 \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \Delta V_{c1}^{\text{Im}} - n_1 \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) \Delta V_{c1}^{\text{Re}}. \quad (3.114)$$

Para o sistema 2 teremos por analogia:

$$\Delta V_{t2}^{\text{Re}} = n_2 \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \Delta V_{c2}^{\text{Re}} + n_2 \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) \Delta V_{c2}^{\text{Im}}, \quad (3.115)$$

$$\Delta V_{t2}^{\text{Im}} = n_2 \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \Delta V_{c2}^{\text{Im}} - n_2 \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) \Delta V_{c2}^{\text{Re}}. \quad (3.116)$$

As equações da Lei de Kirchhoff das correntes para os nós do sistema 1 são as seguintes:

$$\Delta I_{s1}^{\text{Re}} = \Delta I_{\text{Re}1}^{\text{Re}} + \Delta I_{\text{Le}1}^{\text{Re}}, \quad \Delta I_{s1}^{\text{Im}} = \Delta I_{\text{Re}1}^{\text{Im}} + \Delta I_{\text{Le}1}^{\text{Im}}, \quad (3.117)$$

$$\Delta I_{Cf1}^{Re} = \Delta I_{s1}^{Re} + \Delta I_{t1}^{Re} \quad , \quad \Delta I_{Cf1}^{Im} = \Delta I_{s1}^{Im} + \Delta I_{t1}^{Im} \quad , \quad (3.118)$$

$$\Delta I_{Cf1}^{Re} = \Delta I_{Rf1}^{Re} - \Delta I_{Lf1}^{Re} \quad , \quad \Delta I_{Cf1}^{Im} = \Delta I_{Rf1}^{Im} - \Delta I_{Lf1}^{Im} \quad . \quad (3.119)$$

Para o sistema 2, temos por analogia:

$$\Delta I_{s2}^{Re} = \Delta I_{Re2}^{Re} + \Delta I_{Le2}^{Re} \quad , \quad \Delta I_{s2}^{Im} = \Delta I_{Re2}^{Im} + \Delta I_{Le2}^{Im} \quad , \quad (3.120)$$

$$\Delta I_{Cf2}^{Re} = \Delta I_{s2}^{Re} + \Delta I_{t2}^{Re} \quad , \quad \Delta I_{Cf2}^{Im} = \Delta I_{s2}^{Im} + \Delta I_{t2}^{Im} \quad , \quad (3.121)$$

$$\Delta I_{Cf2}^{Re} = \Delta I_{Rf2}^{Re} - \Delta I_{Lf2}^{Re} \quad , \quad \Delta I_{Cf2}^{Im} = \Delta I_{Rf2}^{Im} - \Delta I_{Lf2}^{Im} \quad . \quad (3.122)$$

De (2.55) temos:

$$v_{cc} = \frac{1}{C_{cc}} \int i_{cap} dt \quad . \quad (3.123)$$

Derivando (3.123) temos:

$$i_{cap} = C_{cc} \frac{dv_{cc}}{dt} \quad . \quad (3.124)$$

Substituindo as variáveis pelos seus respectivos desvios, temos:

$$\Delta i_{cap} = C_{cc} \frac{d\Delta v_{cc}}{dt} \quad . \quad (3.125)$$

De (2.56) temos:

$$i_{cap} = i_{cc1} + i_{cc2} \quad . \quad (3.126)$$

Substituindo as variáveis pelos seus respectivos desvios, temos:

$$\Delta i_{cap} = \Delta i_{cc1} + \Delta i_{cc2}. \quad (3.127)$$

3.5.3 Equações de Controle

Substituindo as variáveis de (2.11), (2.12), (2.13) e (2.14) pelos seus fasores dinâmicos correspondentes, teremos:

$$\begin{aligned} v_{s1-\alpha}(t) &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(V_{s1}^{Re} \cos(\omega t) - V_{s1}^{Im} \sin(\omega t) \right) \\ &- \frac{1}{\sqrt{6}} \left(V_{s1}^{Re} \cos(\omega t - 2\pi/3) - V_{s1}^{Im} \sin(\omega t - 2\pi/3) \right) \\ &- \frac{1}{\sqrt{6}} \left(V_{s1}^{Re} \cos(\omega t + 2\pi/3) - V_{s1}^{Im} \sin(\omega t + 2\pi/3) \right), \end{aligned} \quad (3.128)$$

$$\begin{aligned} v_{s1-\beta}(t) &= \frac{1}{\sqrt{2}} \left(V_{s1}^{Re} \cos(\omega t - 2\pi/3) - V_{s1}^{Im} \sin(\omega t - 2\pi/3) \right) \\ &- \frac{1}{\sqrt{2}} \left(V_{s1}^{Re} \cos(\omega t + 2\pi/3) - V_{s1}^{Im} \sin(\omega t + 2\pi/3) \right), \end{aligned} \quad (3.129)$$

$$\begin{aligned} i_{s1-\alpha}(t) &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(I_{s1}^{Re} \cos(\omega t) - I_{s1}^{Im} \sin(\omega t) \right) \\ &- \frac{1}{\sqrt{6}} \left(I_{s1}^{Re} \cos(\omega t - 2\pi/3) - I_{s1}^{Im} \sin(\omega t - 2\pi/3) \right) \\ &- \frac{1}{\sqrt{6}} \left(I_{s1}^{Re} \cos(\omega t + 2\pi/3) - I_{s1}^{Im} \sin(\omega t + 2\pi/3) \right), \end{aligned} \quad (3.130)$$

$$\begin{aligned}
i_{s1-\beta}(t) &= \frac{1}{\sqrt{2}} \left(I_{s1}^{\text{Re}} \cos(\omega t - 2\pi/3) - I_{s1}^{\text{Im}} \sin(\omega t - 2\pi/3) \right) \\
&- \frac{1}{\sqrt{2}} \left(I_{s1}^{\text{Re}} \cos(\omega t + 2\pi/3) - I_{s1}^{\text{Im}} \sin(\omega t + 2\pi/3) \right).
\end{aligned} \tag{3.131}$$

Para calcular as potências ativa e reativa em termos dos fasores dinâmicos, fazemos:

$$p_{s1} = v_{s1-\alpha}(t)i_{s1-\alpha}(t) + v_{s1-\beta}(t)i_{s1-\beta}(t), \tag{3.132}$$

$$q_{s1} = v_{s1-\beta}(t)i_{-s1\alpha}(t) - v_{s1-\alpha}(t)i_{s1-\beta}(t). \tag{3.133}$$

Substituindo (3.128), (3.129), (3.130) e (3.131) em (3.132) e (3.133) e fazendo as devidas simplificações temos:

$$p_{s1} = \frac{3}{2} \left(V_{s1}^{\text{Re}} I_{s1}^{\text{Re}} + V_{s1}^{\text{Im}} I_{s1}^{\text{Im}} \right), \tag{3.134}$$

$$q_{s1} = \frac{3}{2} \left(V_{s1}^{\text{Im}} I_{s1}^{\text{Re}} - V_{s1}^{\text{Re}} I_{s1}^{\text{Im}} \right). \tag{3.135}$$

Linearizando:

$$\Delta p_{s1} = \frac{\partial p_{s1}}{\partial V_{s1}^{\text{Re}}} \Delta V_{s1}^{\text{Re}} + \frac{\partial p_{s1}}{\partial V_{s1}^{\text{Im}}} \Delta V_{s1}^{\text{Im}} + \frac{\partial p_{s1}}{\partial I_{s1}^{\text{Re}}} \Delta I_{s1}^{\text{Re}} + \frac{\partial p_{s1}}{\partial I_{s1}^{\text{Im}}} \Delta I_{s1}^{\text{Im}}, \tag{3.136}$$

$$\Delta p_{s1} = \frac{3}{2} \left[I_{s1}^{\text{Re}} \Delta V_{s1}^{\text{Re}} + I_{s1}^{\text{Im}} \Delta V_{s1}^{\text{Im}} + V_{s1}^{\text{Re}} \Delta I_{s1}^{\text{Re}} + V_{s1}^{\text{Im}} \Delta I_{s1}^{\text{Im}} \right], \tag{3.137}$$

$$\Delta q_{s1} = \frac{\partial q_{s1}}{\partial V_{s1}^{\text{Re}}} \Delta V_{s1}^{\text{Re}} + \frac{\partial q_{s1}}{\partial V_{s1}^{\text{Im}}} \Delta V_{s1}^{\text{Im}} + \frac{\partial q_{s1}}{\partial I_{s1}^{\text{Re}}} \Delta I_{s1}^{\text{Re}} + \frac{\partial q_{s1}}{\partial I_{s1}^{\text{Im}}} \Delta I_{s1}^{\text{Im}}, \tag{3.138}$$

$$\Delta q_{s1} = \frac{3}{2} \left[-I_{s1}^{\text{Im}} \Delta V_{s1}^{\text{Re}} + I_{s1}^{\text{Re}} \Delta V_{s1}^{\text{Im}} + V_{s1}^{\text{Im}} \Delta I_{s1}^{\text{Re}} - V_{s1}^{\text{Re}} \Delta I_{s1}^{\text{Im}} \right]. \quad (3.139)$$

Para o terminal 2 temos por analogia:

$$\Delta p_{s2} = \frac{3}{2} \left[I_{s2}^{\text{Re}} \Delta V_{s2}^{\text{Re}} + I_{s2}^{\text{Im}} \Delta V_{s2}^{\text{Im}} + V_{s2}^{\text{Re}} \Delta I_{s2}^{\text{Re}} + V_{s2}^{\text{Im}} \Delta I_{s2}^{\text{Im}} \right], \quad (3.140)$$

$$\Delta q_{s2} = \frac{3}{2} \left[-I_{s2}^{\text{Im}} \Delta V_{s2}^{\text{Re}} + I_{s2}^{\text{Re}} \Delta V_{s2}^{\text{Im}} + V_{s2}^{\text{Im}} \Delta I_{s2}^{\text{Re}} - V_{s2}^{\text{Re}} \Delta I_{s2}^{\text{Im}} \right]. \quad (3.141)$$

Partindo da equação da Transformada de Park (2.73), temos:

$$\begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{01} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \text{sen} \theta_{PLL1} & \text{sen} \left(\theta_{PLL1} - \frac{2\pi}{3} \right) & \text{sen} \left(\theta_{PLL1} + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \text{cos} \theta_{PLL1} & \text{cos} \left(\theta_{PLL1} - \frac{2\pi}{3} \right) & \text{cos} \left(\theta_{PLL1} + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1-a} \\ i_{s1-b} \\ i_{s1-c} \end{bmatrix}, \quad (3.142)$$

$$i_{d1} = \frac{2}{3} \left[\text{sen}(\theta_{PLL1}) i_{s1-a} + \text{sen} \left(\theta_{PLL1} - \frac{2\pi}{3} \right) i_{s1-b} + \text{sen} \left(\theta_{PLL1} + \frac{2\pi}{3} \right) i_{s1-c} \right], \quad (3.143)$$

$$i_{q1} = \frac{2}{3} \left[\text{cos}(\theta_{PLL1}) i_{s1-a} + \text{cos} \left(\theta_{PLL1} - \frac{2\pi}{3} \right) i_{s1-b} + \text{cos} \left(\theta_{PLL1} + \frac{2\pi}{3} \right) i_{s1-c} \right]. \quad (3.144)$$

Escrevendo as equações em termos de fasores dinâmicos, temos:

$$i_{s1-a} = I_{s1}^{\text{Re}} \cos(\omega t) - I_{s1}^{\text{Im}} \text{sen}(\omega t), \quad (3.145)$$

$$i_{s1-b} = I_{s1}^{\text{Re}} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - I_{s1}^{\text{Im}} \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (3.146)$$

$$i_{s1-c} = I_{s1}^{\text{Re}} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - I_{s1}^{\text{Im}} \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (3.147)$$

$$\begin{aligned} \frac{i_{d1}}{2/3} &= \text{sen}(\theta_{PLL1}) \cdot I_{s1}^{\text{Re}} \cos(\omega t) - \text{sen}(\theta_{PLL1}) \cdot I_{s1}^{\text{Im}} \text{sen}(\omega t) \\ &+ \text{sen}\left(\theta_{PLL1} - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot I_{s1}^{\text{Re}} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \text{sen}\left(\theta_{PLL1} - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot I_{s1}^{\text{Im}} \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ &+ \text{sen}\left(\theta_{PLL1} + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot I_{s1}^{\text{Re}} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - \text{sen}\left(\theta_{PLL1} + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot I_{s1}^{\text{Im}} \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right), \end{aligned} \quad (3.148)$$

$$\begin{aligned} \frac{i_{q1}}{2/3} &= \cos(\theta_{PLL1}) \cdot I_{s1}^{\text{Re}} \cos(\omega t) - \cos(\theta_{PLL1}) \cdot I_{s1}^{\text{Im}} \text{sen}(\omega t) \\ &+ \cos\left(\theta_{PLL1} - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot I_{s1}^{\text{Re}} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(\theta_{PLL1} - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot I_{s1}^{\text{Im}} \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ &+ \cos\left(\theta_{PLL1} + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot I_{s1}^{\text{Re}} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(\theta_{PLL1} + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot I_{s1}^{\text{Im}} \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right). \end{aligned} \quad (3.149)$$

O ângulo de saída do PLL é igual a:

$$\theta_{PLL1} = \omega t + \theta_{s1}, \quad (3.150)$$

onde θ_{s1} é o ângulo da tensão fase neutro no ponto de medição em relação à fonte ideal do equivalente de Thévenin.

Substituindo (3.150) em (3.148) e (3.149) e fazendo as devidas simplificações, temos as seguintes equações em formato matricial:

$$\begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta_{s1}) & -\cos(\theta_{s1}) \\ \cos(\theta_{s1}) & \text{sen}(\theta_{s1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1}^{\text{Re}} \\ I_{s1}^{\text{Im}} \end{bmatrix}. \quad (3.151)$$

Para o VSC 2 temos de maneira análoga:

$$\begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta_{s2}) & -\text{cos}(\theta_{s2}) \\ \text{cos}(\theta_{s2}) & \text{sen}(\theta_{s2}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s2}^{\text{Re}} \\ I_{s2}^{\text{Im}} \end{bmatrix}. \quad (3.152)$$

Para as tensões de referência, temos também por analogia:

$$\begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta_{s1}) & -\text{cos}(\theta_{s1}) \\ \text{cos}(\theta_{s1}) & \text{sen}(\theta_{s1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ref1}^{\text{Re}} \\ V_{ref1}^{\text{Im}} \end{bmatrix}, \quad (3.153)$$

$$\begin{bmatrix} v_{d2} \\ v_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta_{s2}) & -\text{cos}(\theta_{s2}) \\ \text{cos}(\theta_{s2}) & \text{sen}(\theta_{s2}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ref2}^{\text{Re}} \\ V_{ref2}^{\text{Im}} \end{bmatrix}. \quad (3.154)$$

A transformada inversa pode ser obtida através da matriz inversa:

$$\begin{bmatrix} V_{ref1}^{\text{Re}} \\ V_{ref1}^{\text{Im}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta_{s1}) & -\text{cos}(\theta_{s1}) \\ \text{cos}(\theta_{s1}) & \text{sen}(\theta_{s1}) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \end{bmatrix}, \quad (3.155)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ref2}^{\text{Re}} \\ V_{ref2}^{\text{Im}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta_{s2}) & -\text{cos}(\theta_{s2}) \\ \text{cos}(\theta_{s2}) & \text{sen}(\theta_{s2}) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{d2} \\ v_{q2} \end{bmatrix}. \quad (3.156)$$

As equações para o cálculo de m e ψ podem ser deduzidas a partir de (3.6) e (3.155) da seguinte forma:

$$\tilde{V}_{ref1} = V_{ref1}^{\text{Re}} + jV_{ref1}^{\text{Im}}, \quad (3.157)$$

$$m_1 = |\tilde{V}_{ref1}| = \sqrt{(V_{ref1}^{\text{Re}})^2 + (V_{ref1}^{\text{Im}})^2}, \quad (3.158)$$

$$\Delta m_1 = \frac{\partial m_1}{\partial V_{ref1}^{Re}} \Delta V_{ref1}^{Re} + \frac{\partial m_1}{\partial V_{ref1}^{Im}} \Delta V_{ref1}^{Im}, \quad (3.159)$$

$$\Delta m_1 = V_{ref1}^{Re} \left((V_{ref1}^{Re})^2 + (V_{ref1}^{Im})^2 \right)^{-\frac{1}{2}} \Delta V_{ref1}^{Re} + V_{ref1}^{Im} \left((V_{ref1}^{Re})^2 + (V_{ref1}^{Im})^2 \right)^{-\frac{1}{2}} \Delta V_{ref1}^{Im}, \quad (3.160)$$

$$\psi_1 = \arg\{\tilde{V}_{ref1}\} = tg^{-1} \left(\frac{V_{ref1}^{Im}}{V_{ref1}^{Re}} \right), \quad (3.161)$$

$$V_{ref1}^{Re} \text{sen} \psi_1 - V_{ref1}^{Im} \cos \psi_1 = 0, \quad (3.162)$$

$$\Delta \xi = \frac{\partial \xi}{\partial V_{s1}^{Re}} \Delta V_{s1}^{Re} + \frac{\partial \xi}{\partial V_{s1}^{Im}} \Delta V_{s1}^{Im} + \frac{\partial \xi}{\partial \theta_{s1}} \Delta \theta_{s1} = 0, \quad (3.163)$$

$$\text{sen}(\psi_1) \Delta V_{ref1}^{Re} - \cos(\psi_1) \Delta V_{ref1}^{Im} + [V_{ref1}^{Re} \cos(\psi_1) + V_{ref1}^{Im} \text{sen}(\psi_1)] \Delta \psi_1 = 0. \quad (3.164)$$

Para o VSC 2, temos por analogia:

$$\Delta m_2 = V_{ref2}^{Re} \left((V_{ref2}^{Re})^2 + (V_{ref2}^{Im})^2 \right)^{-\frac{1}{2}} \Delta V_{ref2}^{Re} + V_{ref2}^{Im} \left((V_{ref2}^{Re})^2 + (V_{ref2}^{Im})^2 \right)^{-\frac{1}{2}} \Delta V_{ref2}^{Im}, \quad (3.165)$$

$$\text{sen}(\psi_2) \Delta V_{ref2}^{Re} - \cos(\psi_2) \Delta V_{ref2}^{Im} + [V_{ref2}^{Re} \cos(\psi_2) + V_{ref2}^{Im} \text{sen}(\psi_2)] \Delta \psi_2 = 0. \quad (3.166)$$

Para descrevermos as equações linearizadas das malhas de controle, será feita a linearização de um controlador proporcional-integral (PI) genérico e, em seguida, serão

apresentadas as equações linearizadas das malhas de controle da potência ativa, potência reativa e tensão CC apresentadas no capítulo 2.

Seja o seguinte controlador PI genérico mostrado na Figura 3.2.

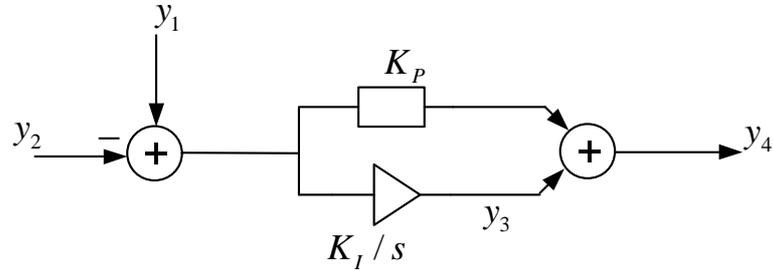


Figura 3.2 – Controlador PI genérico.

As equações que descrevem o comportamento deste PI são:

$$y_3 = K_I \int (y_1 - y_2) dt, \quad (3.167)$$

$$y_4 = K_P (y_1 - y_2) + y_3. \quad (3.168)$$

Derivando (3.167) temos:

$$\frac{dy_3}{dt} = K_I (y_1 - y_2). \quad (3.169)$$

Substituindo as variáveis das equações lineares (3.168) e (3.169) pelos seus respectivos desvios, teremos:

$$\frac{d\Delta y_3}{dt} = K_I (\Delta y_1 - \Delta y_2), \quad (3.170)$$

$$\Delta y_4 = K_P (\Delta y_1 - \Delta y_2) + \Delta y_3. \quad (3.171)$$

Para as malhas do controle “tipo I” do VSC 1 teremos as seguintes expressões:

$$\frac{d\Delta x_{I-id1}}{dt} = K_{I-id1} (\Delta p_{s1ref} - \Delta p_{s1}), \quad (3.172)$$

$$\Delta i_{d1ref} = K_{P-id1} (\Delta p_{s1ref} - \Delta p_{s1}) + \Delta x_{I-id1}, \quad (3.173)$$

$$\frac{d\Delta x_{I-vd1}}{dt} = K_{I-vd1} (\Delta i_{d1} - \Delta i_{d1ref}), \quad (3.174)$$

$$\Delta v_{d1} = K_{P-vd1} (\Delta i_{d1} - \Delta i_{d1ref}) + \Delta x_{I-vd1} + \omega L_{t1} \Delta i_{q1}, \quad (3.175)$$

$$\frac{d\Delta x_{I-iq1}}{dt} = K_{I-iq1} (\Delta q_{s1} - \Delta q_{s1ref}), \quad (3.176)$$

$$\Delta i_{q1ref} = K_{P-iq1} (\Delta q_{s1} - \Delta q_{s1ref}) + \Delta x_{I-iq1}, \quad (3.177)$$

$$\frac{d\Delta x_{I-vq1}}{dt} = K_{I-vq1} (\Delta i_{q1ref} - \Delta i_{q1}), \quad (3.178)$$

$$\Delta v_{q1} = K_{P-vq1} (\Delta i_{q1ref} - \Delta i_{q1}) + \Delta x_{I-vq1} - \omega L_{t1} \Delta i_{d1}. \quad (3.179)$$

Para as malhas do controle “tipo I” do VSC 2 teremos as seguintes expressões:

$$\frac{d\Delta x_{I-id2}}{dt} = K_{I-id2} (\Delta v_{ccref} - \Delta v_{cc}), \quad (3.180)$$

$$\Delta i_{d2ref} = K_{P-id2} (\Delta v_{ccref} - \Delta v_{cc}) + \Delta x_{I-id2}, \quad (3.181)$$

$$\frac{d\Delta x_{I-vd2}}{dt} = K_{I-vd2} (\Delta i_{d2} - \Delta i_{d2ref}), \quad (3.182)$$

$$\Delta v_{d2} = K_{P-vd2} (\Delta i_{d2} - \Delta i_{d2ref}) + \Delta x_{I-vd2} + \omega L_{t2} \Delta i_{q2}, \quad (3.183)$$

$$\frac{d\Delta x_{I-iq2}}{dt} = K_{I-iq2} (\Delta q_{s2} - \Delta q_{s2ref}), \quad (3.184)$$

$$\Delta i_{q2ref} = K_{P-iq2} (\Delta q_{s2} - \Delta q_{s2ref}) + \Delta x_{I-iq2}, \quad (3.185)$$

$$\frac{d\Delta x_{I-vq2}}{dt} = K_{I-vq2} (\Delta i_{q2ref} - \Delta i_{q2}), \quad (3.186)$$

$$\Delta v_{q2} = K_{P-vq2} (\Delta i_{q2ref} - \Delta i_{q2}) + \Delta x_{I-vq2} - \omega L_{t2} \Delta i_{d2}. \quad (3.187)$$

Para as malhas do controle “tipo II” do VSC 1 teremos as seguintes expressões:

$$\frac{d\Delta x_{I-id1}}{dt} = K_{I-id1} (\Delta p_{s1ref} - \Delta p_{s1}), \quad (3.188)$$

$$\Delta i_{d1ref} = K_{P-id1} (\Delta p_{s1ref} - \Delta p_{s1}) + \Delta x_{I-id1}, \quad (3.189)$$

$$\frac{d\Delta x_{I-vq1}}{dt} = K_{I-vq1}(\Delta i_{d1} - \Delta i_{d1ref}), \quad (3.190)$$

$$\Delta v_{q1} = K_{P-vq1}(\Delta i_{d1} - \Delta i_{d1ref}) + \Delta x_{I-vq1}, \quad (3.191)$$

$$\frac{d\Delta x_{I-iq1}}{dt} = K_{I-iq1}(\Delta q_{s1} - \Delta q_{s1ref}), \quad (3.192)$$

$$\Delta i_{q1ref} = K_{P-iq1}(\Delta q_{s1} - \Delta q_{s1ref}) + \Delta x_{I-iq1}, \quad (3.193)$$

$$\frac{d\Delta x_{I-vd1}}{dt} = K_{I-vd1}(\Delta i_{q1ref} - \Delta i_{q1}), \quad (3.194)$$

$$\Delta v_{d1} = K_{P-vd1}(\Delta i_{q1ref} - \Delta i_{q1}) + \Delta x_{I-vd1}. \quad (3.195)$$

Para as malhas do controle “tipo II” do VSC 2 teremos as seguintes expressões:

$$\frac{d\Delta x_{I-id2}}{dt} = K_{I-id2}(\Delta v_{ccref} - \Delta v_{cc}),$$

$$\Delta i_{d2ref} = K_{P-id2}(\Delta v_{ccref} - \Delta v_{cc}) + \Delta x_{I-id2},$$

$$\frac{d\Delta x_{I-vq2}}{dt} = K_{I-vq2}(\Delta i_{d2} - \Delta i_{d2ref}),$$

$$\Delta v_{q2} = K_{P-vq2}(\Delta i_{d2} - \Delta i_{d2ref}) + \Delta x_{I-vq2},$$

$$\frac{d\Delta x_{I-iq2}}{dt} = K_{I-iq2}(\Delta q_{s2} - \Delta q_{s2ref}),$$

$$\Delta i_{q2ref} = K_{P-iq2}(\Delta q_{s2} - \Delta q_{s2ref}) + \Delta x_{I-iq2},$$

$$\frac{d\Delta x_{I-vd2}}{dt} = K_{I-vd2}(\Delta i_{q2ref} - \Delta i_{q2}),$$

$$\Delta v_{d2} = K_{P-vd2}(\Delta i_{q2ref} - \Delta i_{q2}) + \Delta x_{I-vd2}.$$

O modelo linearizado para o PLL que foi utilizado neste trabalho é semelhante ao apresentado em [GOLE 1990], porém com algumas simplificações que produzem resultados semelhantes, conforme o PLL implementado em [GOMES 2004] que é definido como uma realimentação unitária conforme apresentado na Figura 3.3.

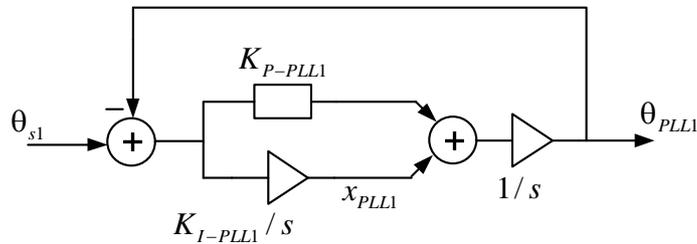


Figura 3.3 – Modelo simplificado para a linearização do PLL.

De (3.6) temos que:

$$\tilde{V}_{s1} = V_{s1}^{\text{Re}} + jV_{s1}^{\text{Im}}, \quad (3.196)$$

$$\theta_{s1} = \arg\{\tilde{V}_{s1}\} = \text{tg}^{-1}\left(\frac{V_{s1}^{\text{Im}}}{V_{s1}^{\text{Re}}}\right) + \frac{\pi}{2}. \quad (3.197)$$

O ângulo da tensão foi adicionado de 90 graus porque o ângulo de referência para fasores é baseado em cosseno. Utilizando identidade trigonométrica, podemos escrever:

$$\frac{V_{s1}^{\text{Im}}}{V_{s1}^{\text{Re}}} = \frac{\text{sen}\left(\theta_{s1} - \frac{\pi}{2}\right)}{\cos\left(\theta_{s1} - \frac{\pi}{2}\right)}. \quad (3.198)$$

As equações do modelo simplificado são:

$$x_{PLL1} = K_{I-PLL1} \int (\theta_{s1} - \theta_{PLL1}) dt, \quad (3.199)$$

$$\theta_{PLL1} = \int K_{P-PLL1} (\theta_{s1} - \theta_{PLL1}) + x_{PLL1} dt, \quad (3.200)$$

$$V_{s1}^{\text{Re}} \text{sen}\left(\theta_{s1} - \frac{\pi}{2}\right) - V_{s1}^{\text{Im}} \cos\left(\theta_{s1} - \frac{\pi}{2}\right) = 0. \quad (3.201)$$

Derivando (3.199) e (3.200) e substituindo as variáveis pelos seus respectivos desvios, temos:

$$\frac{d\Delta x_{PLL1}}{dt} = K_{I-PLL1} (\Delta\theta_{s1} - \Delta\theta_{PLL1}), \quad (3.202)$$

$$\frac{d\theta_{PLL1}}{dt} = K_{P-PLL1} (\Delta\theta_{s1} - \Delta\theta_{PLL1}) + \Delta x_{PLL1}. \quad (3.203)$$

Linearizando (3.201), temos:

$$V_{s1}^{\text{Re}} \text{sen}\left(\theta_{s1} - \frac{\pi}{2}\right) - V_{s1}^{\text{Im}} \cos\left(\theta_{s1} - \frac{\pi}{2}\right) = \zeta, \quad (3.204)$$

$$\Delta\zeta = \frac{\partial\zeta}{\partial V_{s1}^{\text{Re}}} \Delta V_{s1}^{\text{Re}} + \frac{\partial\zeta}{\partial V_{s1}^{\text{Im}}} \Delta V_{s1}^{\text{Im}} + \frac{\partial\zeta}{\partial \theta_{s1}} \Delta\theta_{s1} = 0, \quad (3.205)$$

$$\begin{aligned} & \text{sen}\left(\theta_{s1} - \frac{\pi}{2}\right) \Delta V_{s1}^{\text{Re}} - \cos\left(\theta_{s1} - \frac{\pi}{2}\right) \Delta V_{s1}^{\text{Im}} \\ & + \left[V_{s1}^{\text{Re}} \cos\left(\theta_{s1} - \frac{\pi}{2}\right) + V_{s1}^{\text{Im}} \text{sen}\left(\theta_{s1} - \frac{\pi}{2}\right) \right] \Delta\theta_{s1} = 0. \end{aligned} \quad (3.206)$$

Para o VSC 2, temos por analogia:

$$\frac{d\Delta x_{PLL2}}{dt} = K_{I-PLL2} (\Delta\theta_{s2} - \Delta\theta_{PLL2}), \quad (3.207)$$

$$\frac{d\theta_{PLL2}}{dt} = K_{P-PLL2} (\Delta\theta_{s2} - \Delta\theta_{PLL2}) + \Delta x_{PLL2}, \quad (3.208)$$

$$\begin{aligned} & \text{sen}\left(\theta_{s2} - \frac{\pi}{2}\right) \Delta V_{s2}^{\text{Re}} - \cos\left(\theta_{s2} - \frac{\pi}{2}\right) \Delta V_{s2}^{\text{Im}} \\ & + \left[V_{s2}^{\text{Re}} \cos\left(\theta_{s2} - \frac{\pi}{2}\right) + V_{s2}^{\text{Im}} \text{sen}\left(\theta_{s2} - \frac{\pi}{2}\right) \right] \Delta\theta_{s2} = 0. \end{aligned} \quad (3.209)$$

3.5.4 Sistema descritor do modelo linear

A partir das equações descritas na seção 3.5.3 podemos escrever a formulação do problema através de sistemas descritores.

$$\begin{aligned} \mathbf{T}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \\ y(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t) \end{aligned}, \quad (3.210)$$

e, através da Transformada de Laplace, temos no domínio s ,

$$\begin{aligned} s\mathbf{TX}(s) &= \mathbf{AX}(s) + \mathbf{BU}(s) \\ \mathbf{Y}(s) &= \mathbf{CX}(s) + \mathbf{DU}(s) \end{aligned} \quad (3.211)$$

Na Figura 3.4 é exemplificado através de um diagrama como as equações podem ser organizadas para a formação da matriz \mathbf{A} , onde os pontos representam elementos não-nulos na matriz.

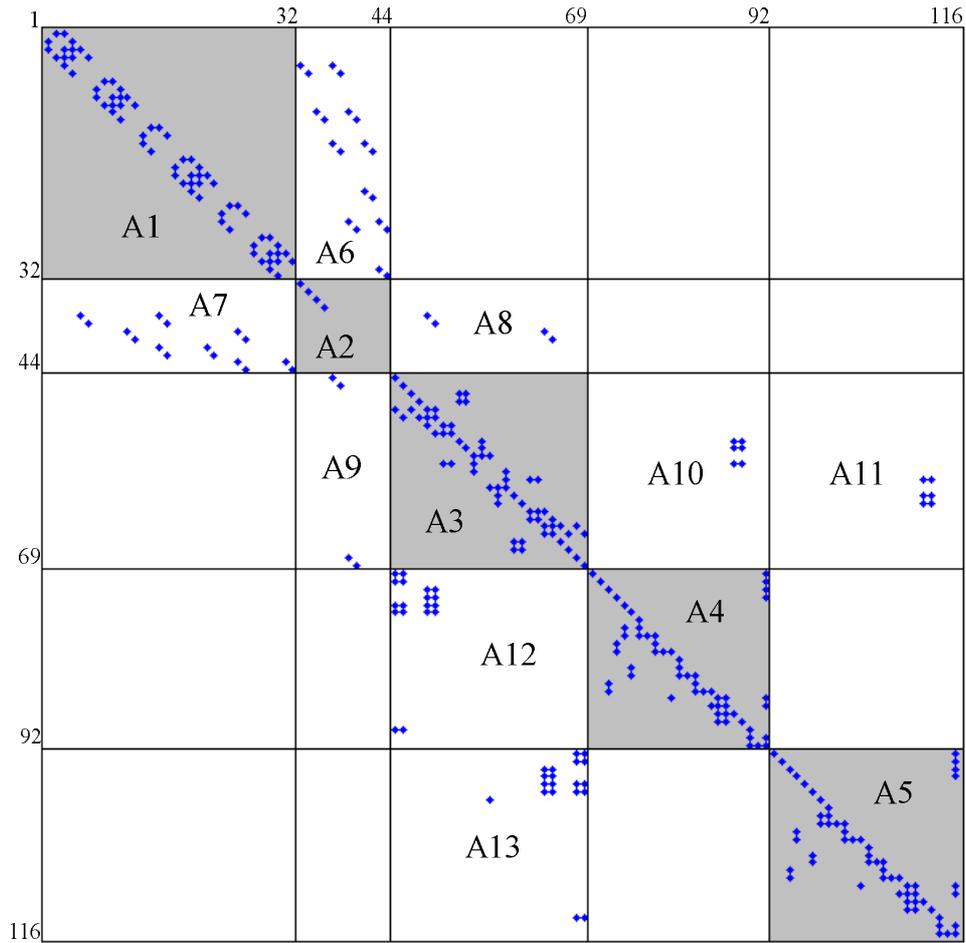


Figura 3.4 – Diagrama da posição dos elementos na matriz \mathbf{A} .

A submatriz $\mathbf{A1}$ está relacionada com as tensões e correntes dos elementos das redes CA. A submatriz $\mathbf{A2}$ está relacionada à Lei de Kirchhoff das correntes aplicada às barras CA. A submatriz $\mathbf{A3}$ diz respeito às variáveis dos conversores e elo CC. $\mathbf{A4}$ e $\mathbf{A5}$ estão relacionadas com as variáveis dos controladores dos conversores VSC 1 e 2, respectivamente. Finalmente, as submatrizes de $\mathbf{A6}$ a $\mathbf{A13}$ contém os elementos que fazem correlação entre os subsistemas da diagonal principal ($\mathbf{A1}$ a $\mathbf{A5}$).

Pela Figura 3.4, vemos que a matriz **A** possui uma estrutura esparsa em função do seu alto número de elementos nulos. Esta esparsidade, consequência da formulação por sistemas descritores, torna a matriz **A** computacionalmente mais eficiente em relação à matriz oriunda da formulação por equações de estado. Esta vantagem oferecida pela formulação por sistemas descritores torna-se mais evidente com o aumento das dimensões da matriz (sistemas de grande porte) [LIMA 1999], [GOMES 2002].

3.5.5 Validação do modelo linearizado no MATLAB

Para realizar a validação do modelo linear proposto, foi implementado no MATLAB um algoritmo para montagem do sistema descritor formulado com as equações linearizadas para o VSC-BTB. Este programa foi escolhido em função da facilidade oferecida para se trabalhar com matrizes e também da simplicidade de sua linguagem de programação [CHAPMAN 2003], além das facilidades oferecidas para análise linear, como o algoritmo para cálculo de polos do sistema. Na Figura 3.5 é mostrado um fluxograma resumindo o algoritmo que foi implementado no MATLAB.

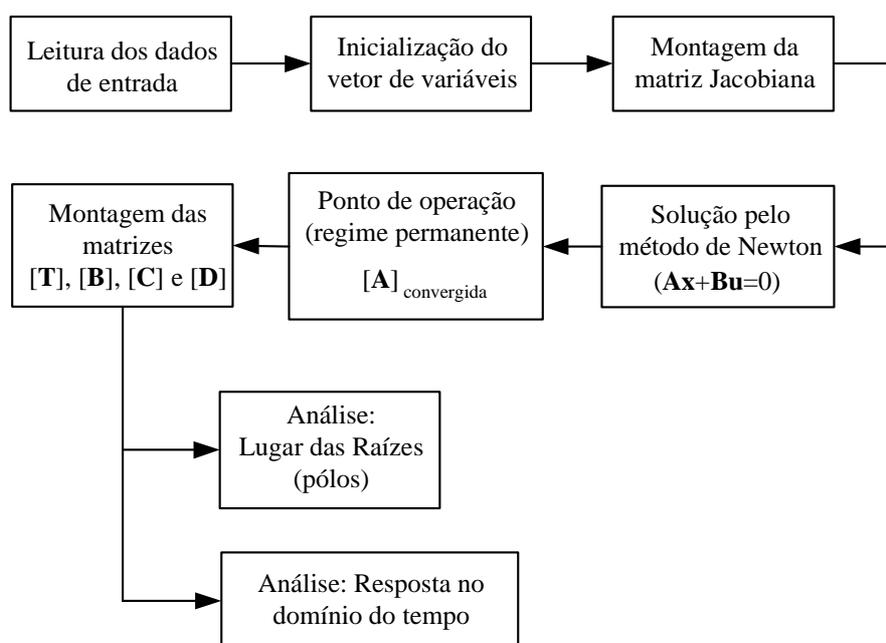


Figura 3.5 – Fluxograma básico do algoritmo desenvolvido no MATLAB.

Como sabemos que o modelo linear é válido somente para pequenos distúrbios em torno do ponto de operação, foi realizada uma análise da resposta no domínio do tempo aplicando-se degraus nas referências do controle e observando-se a resposta das potências ativa e reativa no sistema 1, da potência reativa no sistema 2 e da tensão no capacitor CC. Estas respostas foram então comparadas, curva sobre curva, com as simulações correspondentes no PSCAD/EMTDC. A análise pelo método do Lugar das Raízes, mostrado na Figura 3.5, está detalhada no Capítulo 4.

O controle vetorial do modelo linearizado do VSC-BTB que foi implementado no MATLAB foi o “tipo II”. Na Tabela 3.1 estão indicados os valores dos parâmetros e ponto de operação que foram considerados nesta validação.

Tabela 3.1 – Valores dos parâmetros e ponto de operação para validação.

Dados dos sistemas CA									
V_{e1}	1,0 pu	R_{e1}	150 Ω	L_{e1}	70 mH	R_{f1}	50,58 Ω	L_{f1}	7,06 mH
C_{f1}	2,76 μ F	L_{f1}	80 mH	p_{s1}	40 MW	q_{s1}	20 Mvar		
V_{e2}	1,0 pu	R_{e2}	150 Ω	L_{e2}	70 mH	R_{f2}	50,58 Ω	L_{f2}	7,06 mH
C_{f2}	2,76 μ F	L_{f2}	80 mH	p_{s2}	-40 MW	q_{s2}	20 Mvar		
Parâmetros do controle "Tipo II" do VSC 1									
KP-id1	0,01	KP-vq1	0,6	KP-iq1	0,01	KP-vd1	0,7		
1/KI-id1	0,0015	1/KI-vq1	0,008	1/KI-iq1	0,004	1/KI-vd1	0,008		
Parâmetros do controle "Tipo II" do VSC 2									
KP-id2	5	KP-vq2	0,6	KP-iq2	0,01	KP-vd2	0,7		
1/KI-id2	0,0005	1/KI-vq2	0,008	1/KI-iq2	0,004	1/KI-vd2	0,008		
Dados da rede CC									
C_{cc}	500 μ F	V_{cc}	55 kV						

3.5.5.1 Degrau de 5% em p_{s1ref}

Sejam as potências ativa (p_{s1}) e reativa (q_{s1}) no ponto de medição do sistema 1, a potência reativa (q_{s2}) no ponto de medição do sistema 2 e a tensão (V_{cc}) sobre o capacitor CC as variáveis monitoradas. Da Figura 3.6 até a Figura 3.9 temos as comparações para um degrau de 5% aplicado na referência de potência ativa (p_{s1ref}) do controle do VSC 1 em $t=0,5$ segundos.

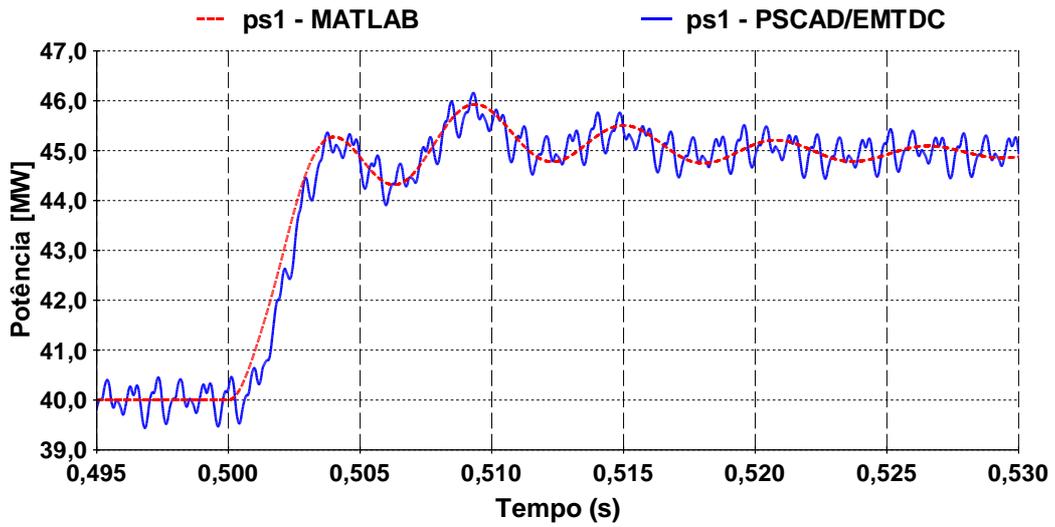


Figura 3.6 – Potência ativa no sistema 1 (degrau de 5% em p_{s1ref}).

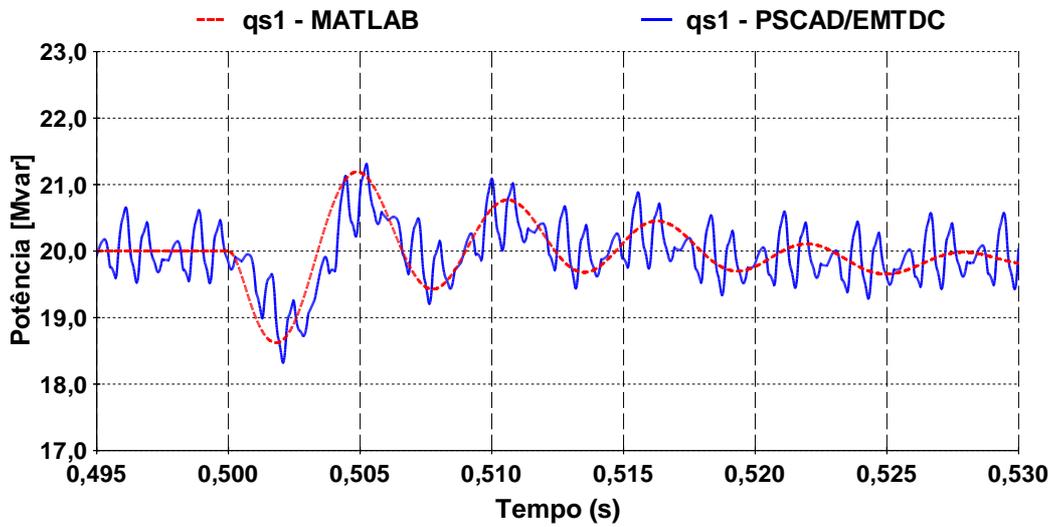


Figura 3.7 - Potência reativa no sistema 1 (degrau de 5% em p_{s1ref}).

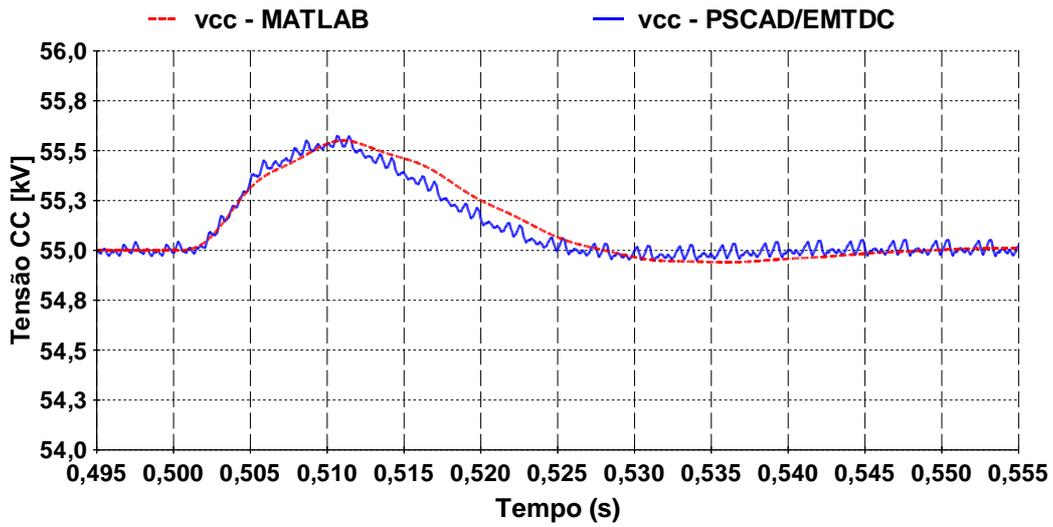


Figura 3.8 – Tensão CC (degrau de 5% em p_{s1ref}).

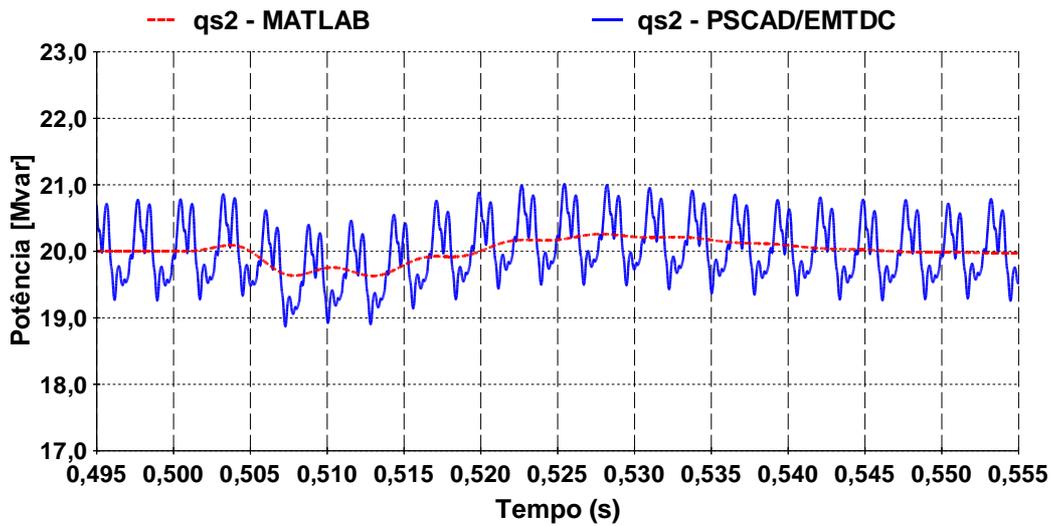


Figura 3.9 - Potência reativa no sistema 2 (degrau de 5% em p_{s1ref}).

3.5.5.2 Degrau de 5% em q_{s1ref}

Da Figura 3.10 até a Figura 3.13 temos as comparações para um degrau de 5% aplicado na referência de potência ativa (p_{s1ref}) do controle do VSC 1 em $t=0,5$ segundos.

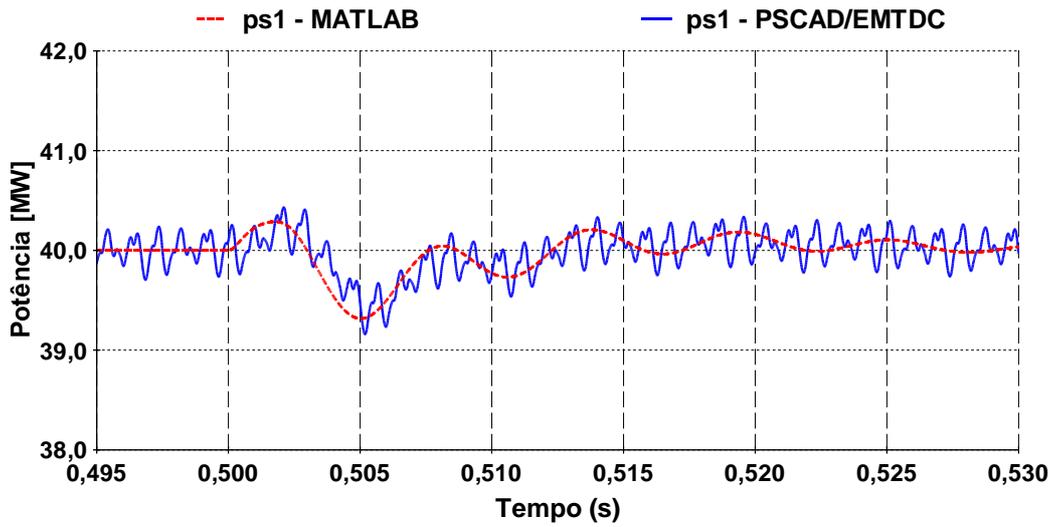


Figura 3.10 - Potência ativa no sistema 1 (degrau de 5% em q_{s1ref}).

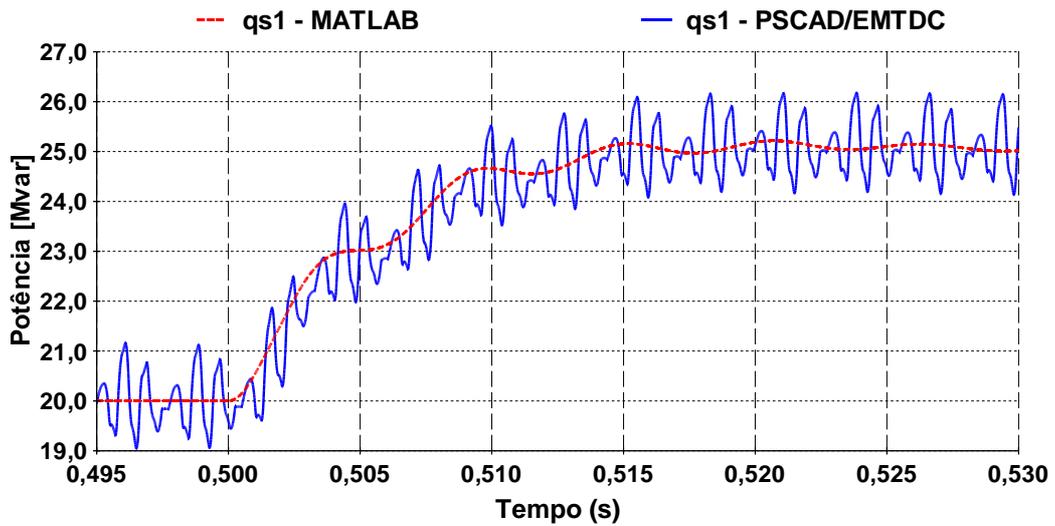


Figura 3.11 - Potência reativa no sistema 1 (degrau de 5% em q_{s1ref}).

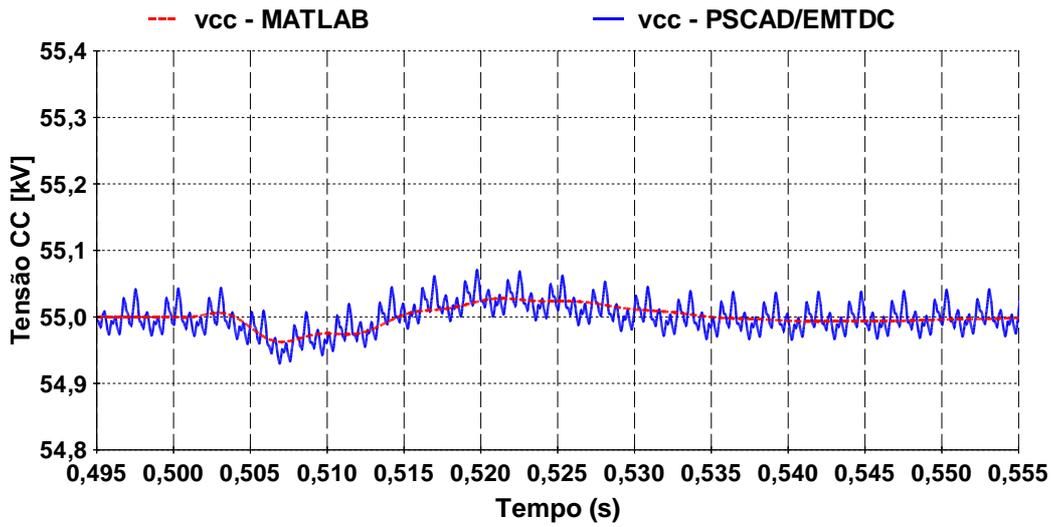


Figura 3.12 – Tensão CC (degrau de 5% em q_{s1ref}).

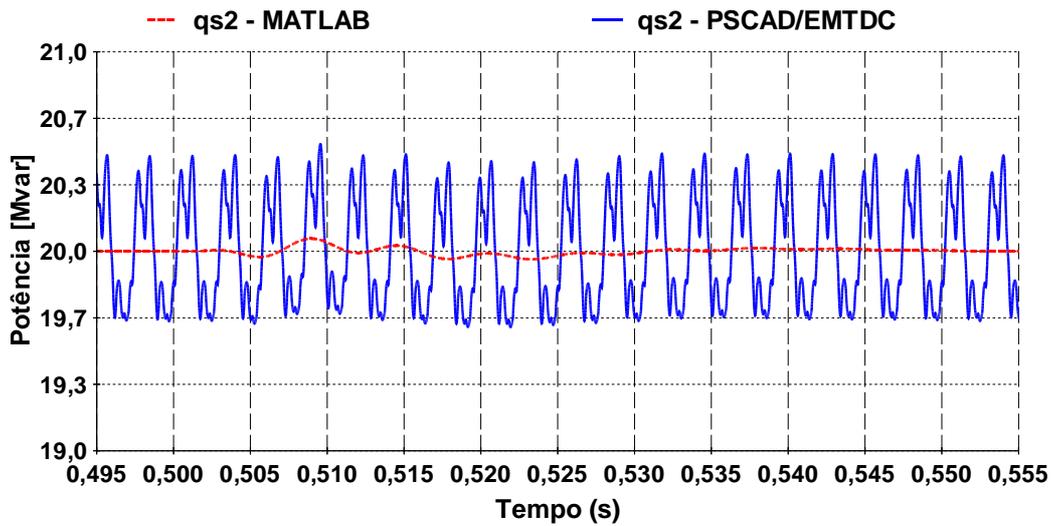


Figura 3.13 - Potência reativa no sistema 2 (degrau de 5% em q_{s1ref}).

3.5.5.1 Degrau de 5% em v_{ccref}

Da Figura 3.14 até a Figura 3.17 temos as comparações para um degrau de 5% aplicado na referência de tensão CC (v_{ccref}) do controle do VSC 2 em $t=0,5$ segundos.

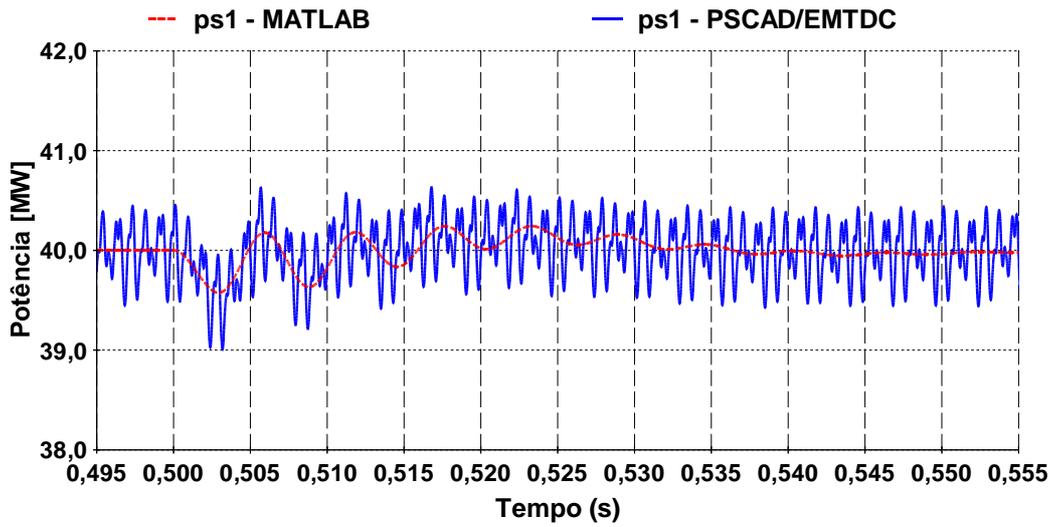


Figura 3.14 – Potência ativa no sistema 1 (degrau de 5% em v_{ccref}).

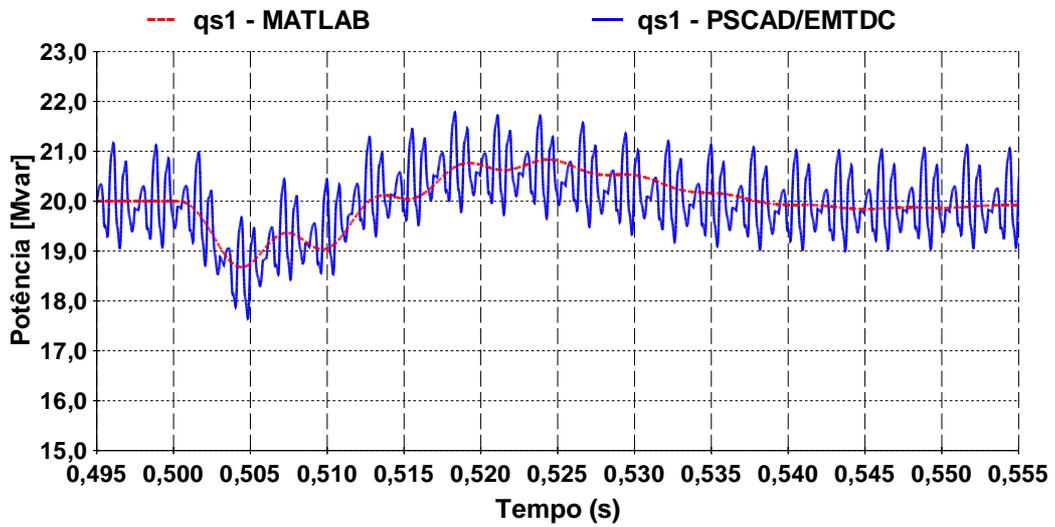


Figura 3.15 - Potência reativa no sistema 1 (degrau de 5% em v_{ccref}).

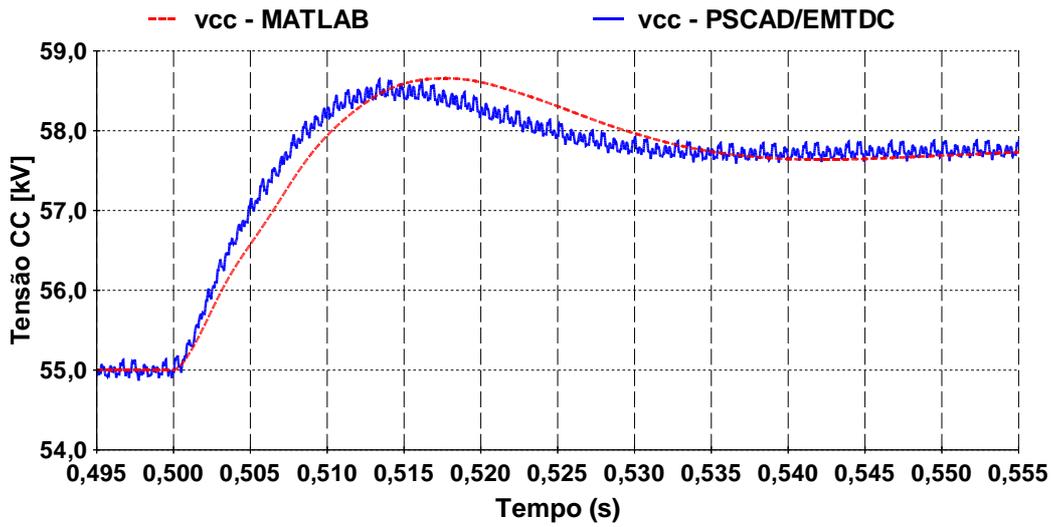


Figura 3.16 – Tensão CC (degrau de 5% em v_{ccref}).

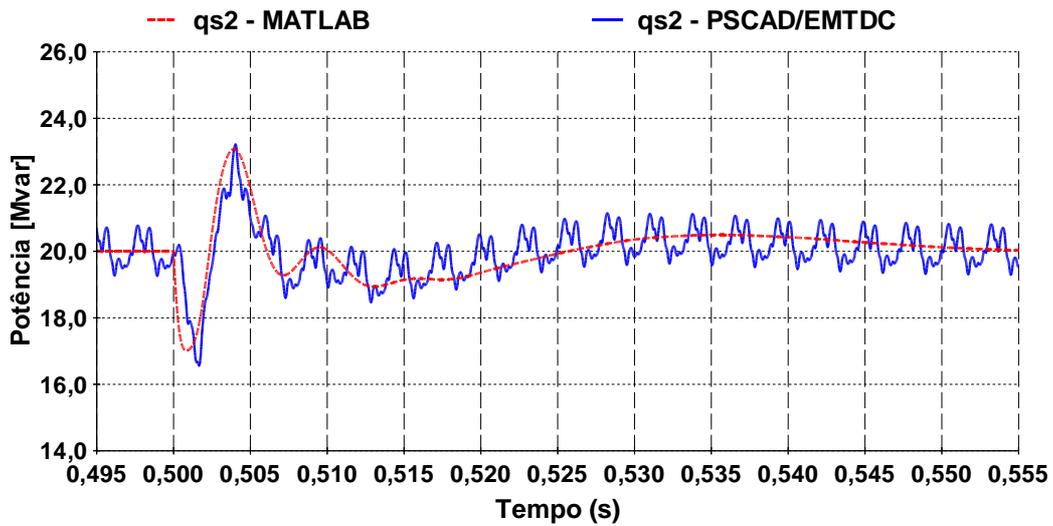


Figura 3.17- Potência reativa no sistema 2 (degrau de 5% em v_{ccref}).

3.5.5.1 Degrau de 5% em q_{s2ref}

Da Figura 3.18 até a Figura 3.21 temos as comparações para um degrau de 5% aplicado na referência de potência reativa (q_{s2ref}) do controle do VSC 2 em $t=0,5$ segundos.

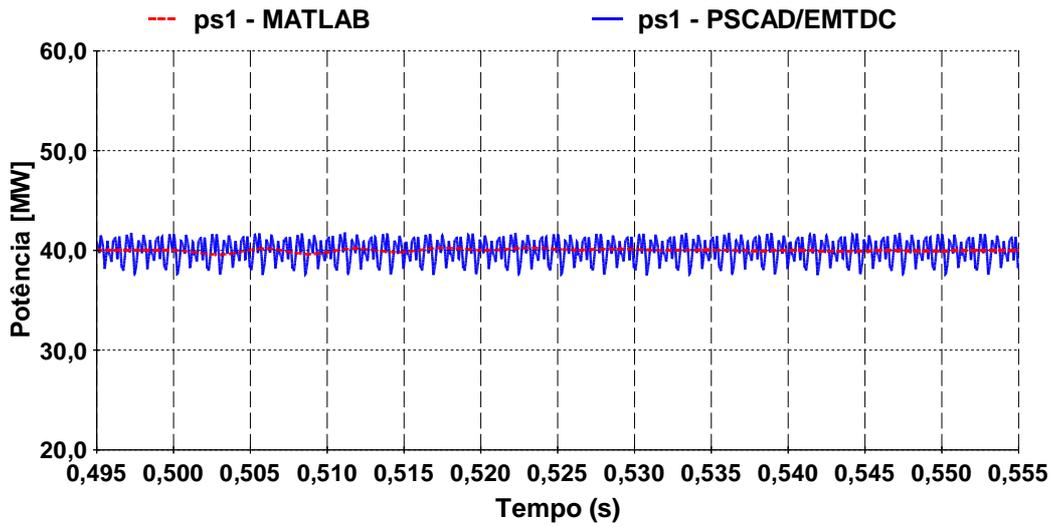


Figura 3.18 – Potência ativa no sistema 1 (degrau de 5% em q_{s2ref}).

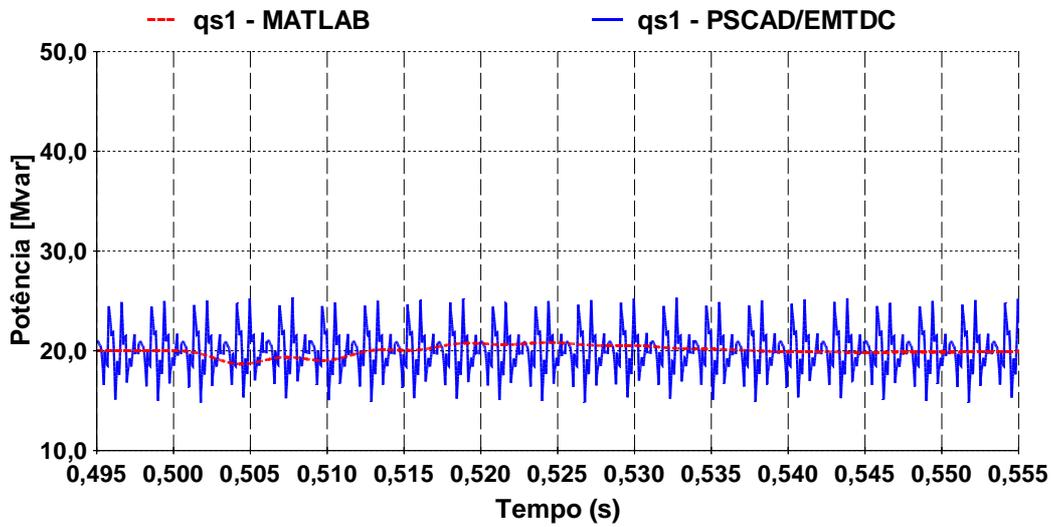


Figura 3.19 - Potência reativa no sistema 1 (degrau de 5% em q_{s2ref}).

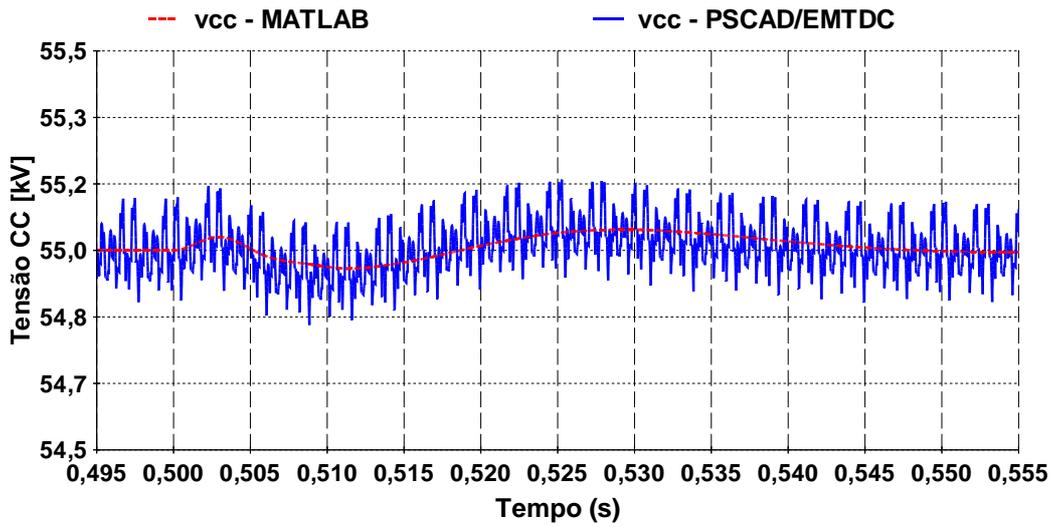


Figura 3.20 – Tensão CC (degrau de 5% em q_{s2ref}).

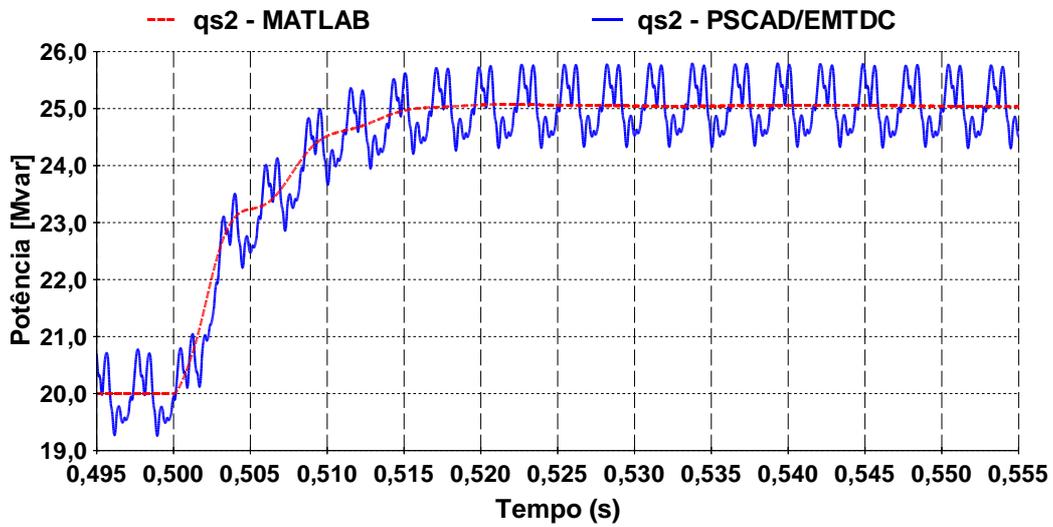


Figura 3.21 - Potência reativa no sistema 2 (degrau de 5% em q_{s2ref}).

Considerando-se que este modelo linearizado do VSC-BTB é de frequência fundamental, podemos considerar que os resultados obtidos na validação apresentada foram bastante satisfatórios.

CAPÍTULO 4: SIMULAÇÕES E ANÁLISES

4.1 Introdução

Neste capítulo as principais simulações e análises dos resultados obtidos são apresentadas. No MATLAB, é realizado o cálculo de polos do sistema e é traçado o diagrama do Lugar das Raízes em função da variação de alguns ganhos dos controladores selecionados. Em seguida são apresentadas as simulações de regime permanente e transitório no PSCAD/EMTDC.

4.2 Análise linear do VSC-BTB no MATLAB

A análise linear permite a utilização de métodos específicos e ferramentas apropriadas para a obtenção de uma série de informações sobre a dinâmica do sistema. Apesar de o modelo linearizado ser válido apenas para pequenas perturbações, podemos extrair conclusões importantes sobre a estabilidade do sistema para um determinado estado de operação através da análise modal calculando-se os polos do sistema.

4.2.1 Cálculo de polos do sistema com VSC-BTB

Para a mesma configuração mostrada na Tabela 3.1 (com controle “tipo II”) foram calculados no MATLAB os polos do sistema com VSC-BTB, que são apresentados na Tabela 4.1. Os polos em azul desta tabela são os mais próximos ao eixo imaginário e são mostrados no gráfico da Figura 4.1.

Tabela 4.1 - Polos do sistema com VSC-BTB.

POLOS
-13,81
-13,83
-35,88
-36,32
-155,29
-58,86 ± j 254,4
-83,97 ± j 1096,4
-133,51 ± j 103,0
-146,34 ± j 69,4
-157,40 ± j 1010,7
-199,87 ± j 190,7
-941,80 ± j 3451,8
-982,88 ± j 3450,3
-1132,85 ± j 2213,4
-1135,59 ± j 2224,0
-6321,45 ± j 497,0
-6326,21 ± j 499,7
-132235154,71 ± j 376,9
-132235155,41 ± j 377,4

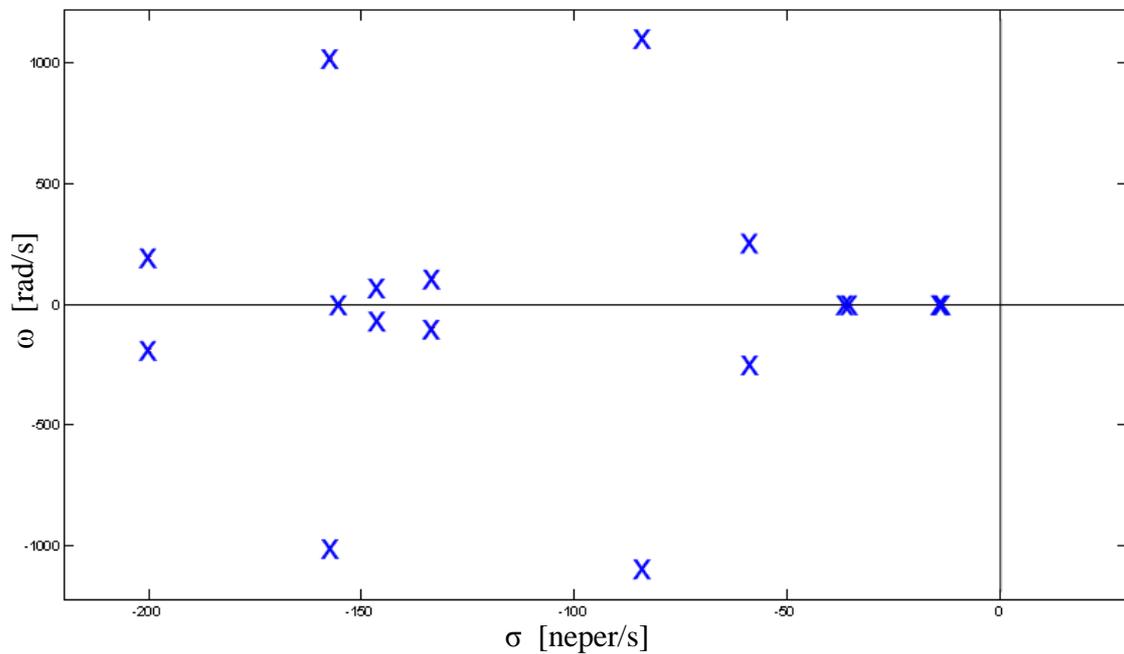


Figura 4.1 - Polos do sistema com VSC-BTB no plano complexo

Todos os polos encontram-se no semi-plano esquerdo do plano complexo e são, portanto, estáveis. O polo $-83,97+j1096,4$ é o de menor amortecimento, a saber:

$$\zeta_p = \frac{83,97}{\sqrt{(83,97)^2 + (1096,4)^2}} \cong 7,6\% . \quad (4.1)$$

4.2.2 Método do Lugar das Raízes

Um método de análise muito utilizado em engenharia de controle, onde os polos são colocados em um gráfico no plano complexo para diversos valores de um determinado parâmetro do sistema (usualmente um ganho do controle) é o chamado método do Lugar das Raízes (ou “Root Locus”) [OGATA 1990]. Através deste método, podemos verificar facilmente quais os polos que mais se movimentam no plano s quando o valor de um ganho ou parâmetro é variado dentro de uma faixa de valores pré-determinados. Nesta seção será apresentada uma breve análise pelo método do Lugar das Raízes para a mesma configuração mostrada na Tabela 3.1 (com controle “tipo II”).

4.2.2.1 Variação de K_{I-id1}

Para o ganho K_{I-id1} variando de 0 a 100 (em vermelho) e de 101 a 1200 (em azul) o Lugar das Raízes é mostrado na Figura 4.2, que mostra como os polos se deslocam no plano complexo. Novamente, foram focalizados os polos mais próximos ao eixo imaginário.

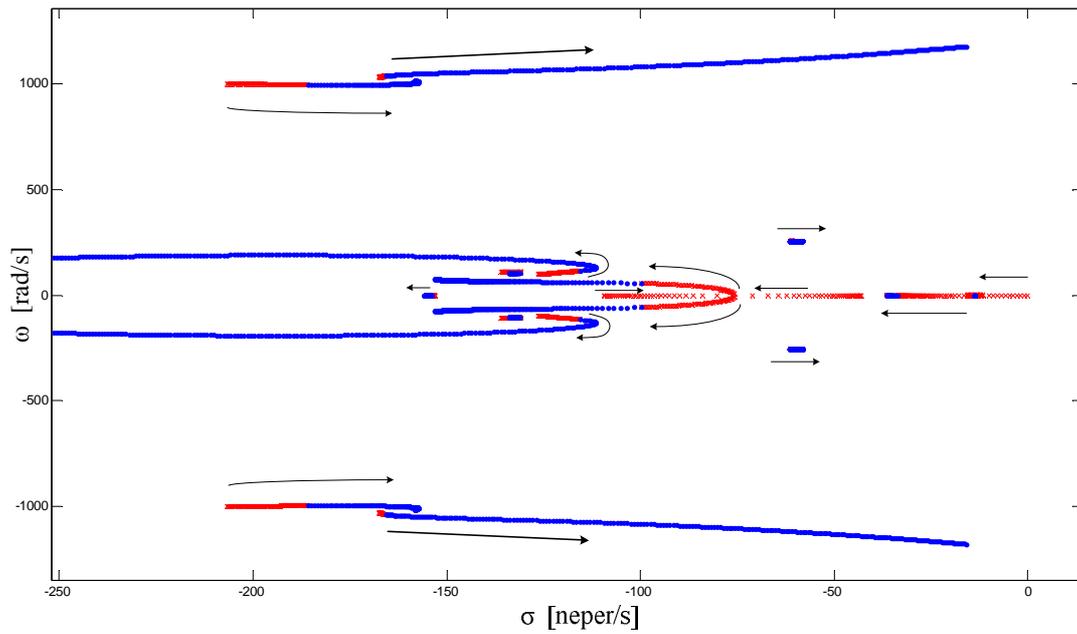


Figura 4.2 – Lugar das Raízes para K_{I-id1} variando de 0 a 1200.

4.2.2.2 Variação de K_{I-id2}

Para o ganho K_{I-id2} variando de 0 a 100 (em vermelho) e de 101 a 1200 (em azul) o Lugar das Raízes é mostrado na Figura 4.3, que mostra como os polos se deslocam no plano complexo. Novamente, foram focalizados os polos mais próximos ao eixo imaginário.

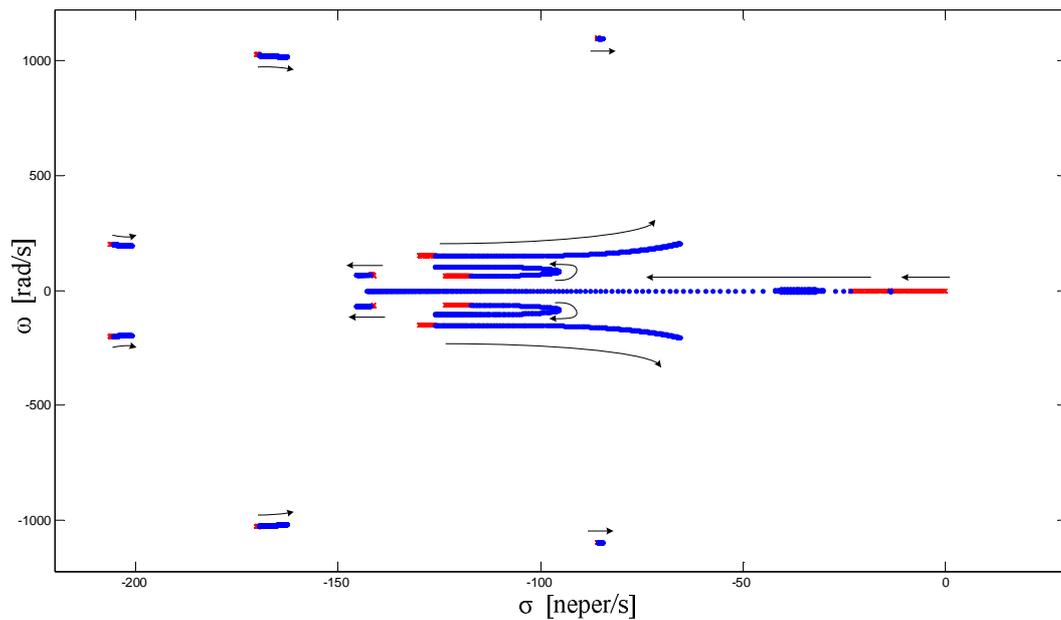


Figura 4.3 - Lugar das Raízes para K_{I-id2} variando de 0 a 1200.

4.2.2.3 Variação de K_{I-vd1}

Para o ganho K_{I-vd1} variando de 0 a 100 (em vermelho) e de 101 a 1200 (em azul) o Lugar das Raízes é mostrado na Figura 4.4, que mostra como os polos se deslocam no plano complexo. Novamente, foram focalizados os polos mais próximos ao eixo imaginário. Observa-se nesta figura que um par de polos conjugados ultrapassou o eixo imaginário alcançando a região instável.

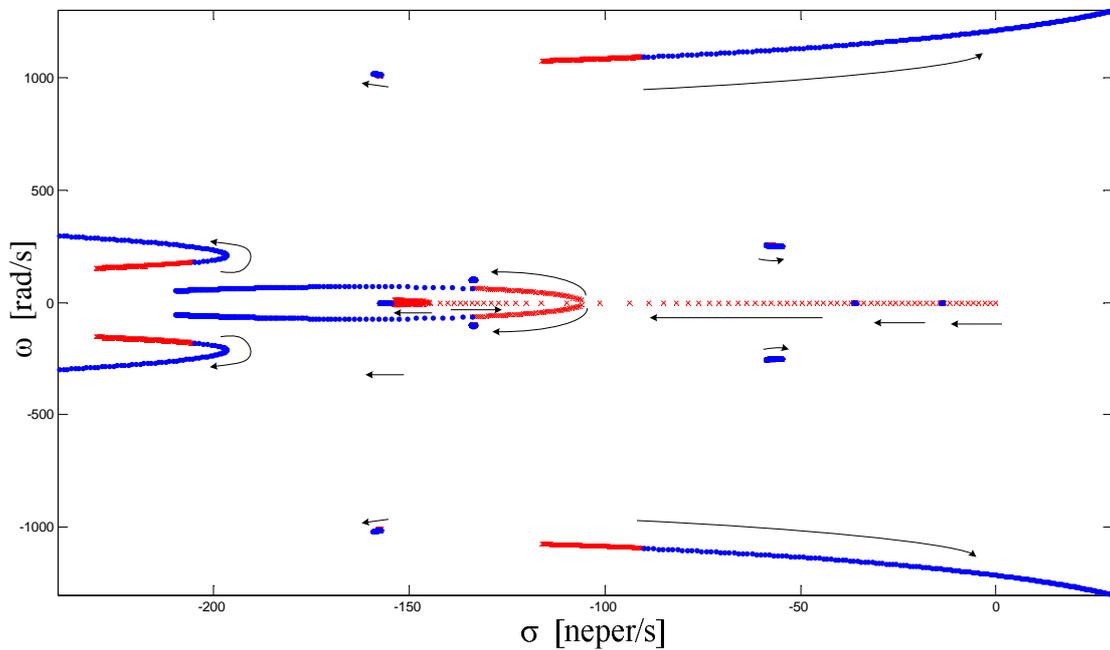


Figura 4.4 - Lugar das Raízes para K_{I-vd1} variando de 0 a 1200.

O modelo linearizado do VSC-BTB pode ser utilizado para auxiliar no ajuste dos ganhos dos controladores, facilitando a adequação dos mesmos aos requisitos de desempenho desejados, colaborando desta maneira como uma ferramenta complementar à análise no domínio do tempo.

4.3 Simulações de regime permanente do VSC-BTB no PSCAD/EMTDC

Nesta seção são apresentados os resultados das simulações de regime permanente do VSC-BTB no programa PSCAD/EMTDC. Todas as simulações desta seção foram realizadas com o modelo de controle “tipo I”, exceto a simulação de comparação entre o controle “tipo I” e o “tipo II”. As condições da rede e os valores dos parâmetros do controle considerados nas simulações são apresentados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 - Valores dos parâmetros e ponto de operação para simulações.

Dados dos sistemas CA									
V_{e1}	1,0 pu	R_{e1}	150 Ω	L_{e1}	70 mH	R_{f1}	50,58 Ω	L_{f1}	7,06 mH
C_{f1}	2,76 μ F	L_{t1}	80 mH	p_{s1}	40 MW	q_{s1}	-10 Mvar		
V_{e2}	1,0 pu	R_{e2}	150 Ω	L_{e2}	70 mH	R_{f2}	50,58 Ω	L_{f2}	7,06 mH
C_{f2}	2,76 μ F	L_{t2}	80 mH	p_{s2}	-40 MW	q_{s2}	-10 Mvar		
Parâmetros do controle "Tipo I" do VSC 1									
KP-id1	0,01	KP-vd1	1,5	KP-iq1	0,01	KP-vq1	0,5		
1/KI-id1	0,004	1/KI-vd1	0,08	1/KI-iq1	0,004	1/KI-vq1	0,006		
Parâmetros do controle "Tipo I" do VSC 2									
KP-id2	4	KP-vd2	0,5	KP-iq2	0,01	KP-vq2	2,5		
1/KI-id2	0,002	1/KI-vd2	0,08	1/KI-iq2	0,004	1/KI-vq2	0,015		
Dados da rede CC									
C_{cc}	500 μ F	V_{cc}	60 kV						

4.3.1 Alteração no valor da indutância série

Para verificar o efeito causado no sistema para diferentes valores das indutâncias série (L_{t1} e L_{t2}) foram realizadas duas simulações. A Figura 4.5 mostra as correntes trifásicas no ponto de medição 1 para $L_{t1} = L_{t2} = 40$ mH e a Figura 4.6 mostra as mesmas correntes para $L_{t1} = L_{t2} = 80$ mH.

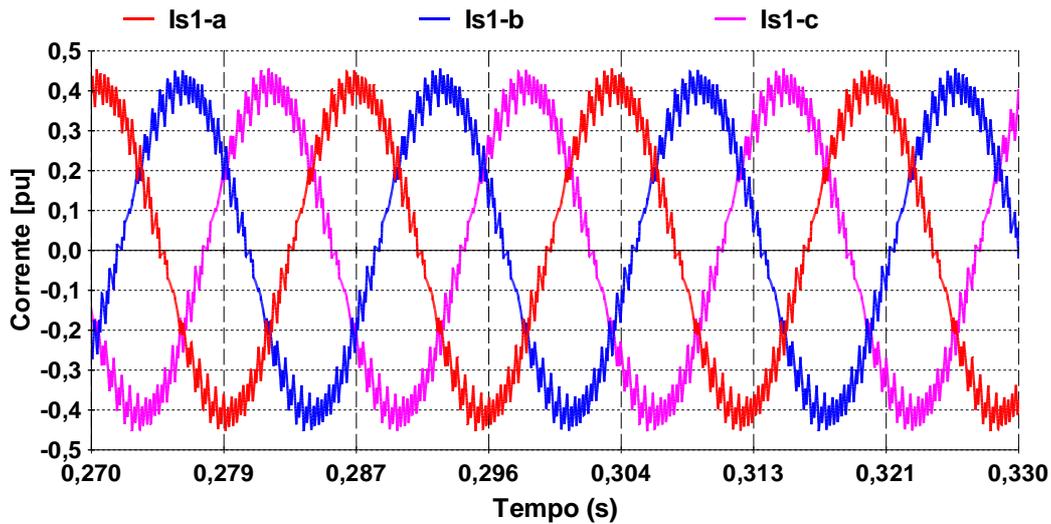


Figura 4.5 - Correntes trifásicas no ponto de medição 1 para $L_{t1} = L_{t2} = 40$ mH.

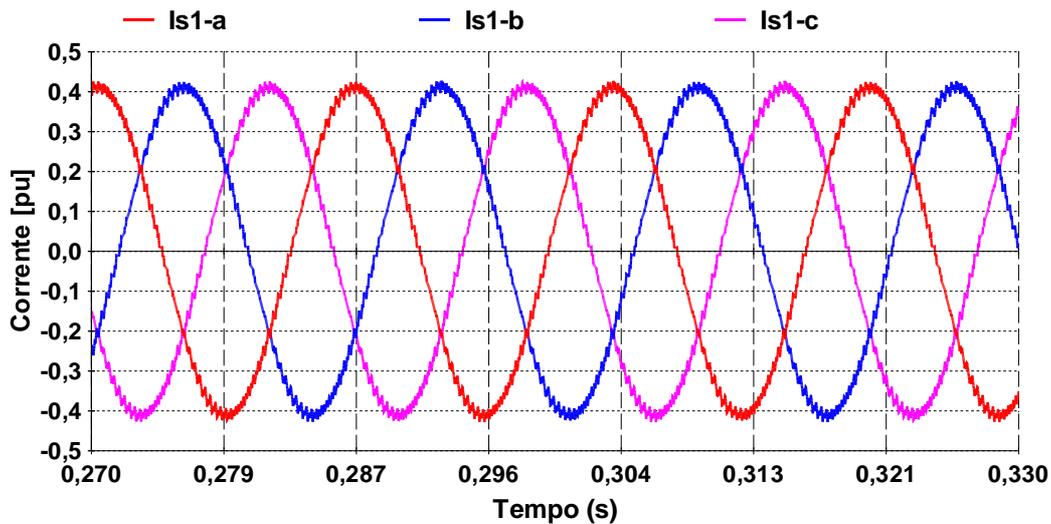


Figura 4.6 - Correntes trifásicas no ponto de medição 1 para $L_{t1} = L_{t2} = 80$ mH.

Para o valor menor de indutância série, a DHT da corrente é igual a 7,82%, ou seja, está acima do limite recomendado. Para o valor maior de indutância série, a DHT da corrente possui um valor admissível igual a 2,42%. Vemos, portanto, que o valor da indutância série afeta diretamente os harmônicos da tensão CA e, conseqüentemente, a DHT da corrente CA. O valor adotado neste trabalho foi $L_{t1} = L_{t2} = 80$ mH.

4.3.2 Distorção harmônica com e sem os filtros CA

No documento “IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems - Std 519-1992” [IEEE 1993] são apresentados na tabela “Voltage Distortion Limits” os limites máximos de distorção harmônica total (DHT) da tensão no ponto de conexão com o sistema, conforme mostrado na Tabela 4.3.

Tabela 4.3 – Limites máximos para DHT de tensão conforme recomendações do IEEE.

Tensão no ponto de conexão	Distorção Harmônica Total
V < 69 kV	5,0%
69 kV < V < 161 kV	2,5%
161 kV < V	1,5%

Neste mesmo documento, temos os limites para distorções nas correntes em sistemas de subtransmissão entre 69,001 até 161 kV, conforme apresentado na Tabela 4.4, onde I_{SC} é a máxima corrente de curto-circuito no ponto de conexão e I_L é a máxima corrente de carga no mesmo ponto.

Tabela 4.4 – Limites máximos para DHT de corrente conforme recomendações do IEEE

Relação de curto-circuito	Distorção Harmônica Total
$I_{SC} / I_L < 20$	2,5%
$20 < I_{SC} / I_L < 50$	4,0%
$50 < I_{SC} / I_L < 100$	6,0%
$100 < I_{SC} / I_L < 1000$	7,5%
$1000 < I_{SC} / I_L$	10,0%

Portanto, para o nível de tensão escolhido neste trabalho (120 kV) os limites máximos de DHT são de 2,5% tanto para tensão como para a corrente nos pontos de medição. A seguir serão apresentadas as simulações com e sem os filtros CA, a fim de se verificar os níveis de distorção harmônica nestas situações.

a) Simulações sem os filtros CA conectados

Na Figura 4.7 são apresentadas as tensões trifásicas no ponto de medição 1, e na Figura 4.8 são mostradas as correntes trifásicas neste mesmo ponto. Observa-se que as mesmas possuem um elevado nível de DHT bastante acima do recomendado (7,44% para as tensões e 17,62% para as correntes).

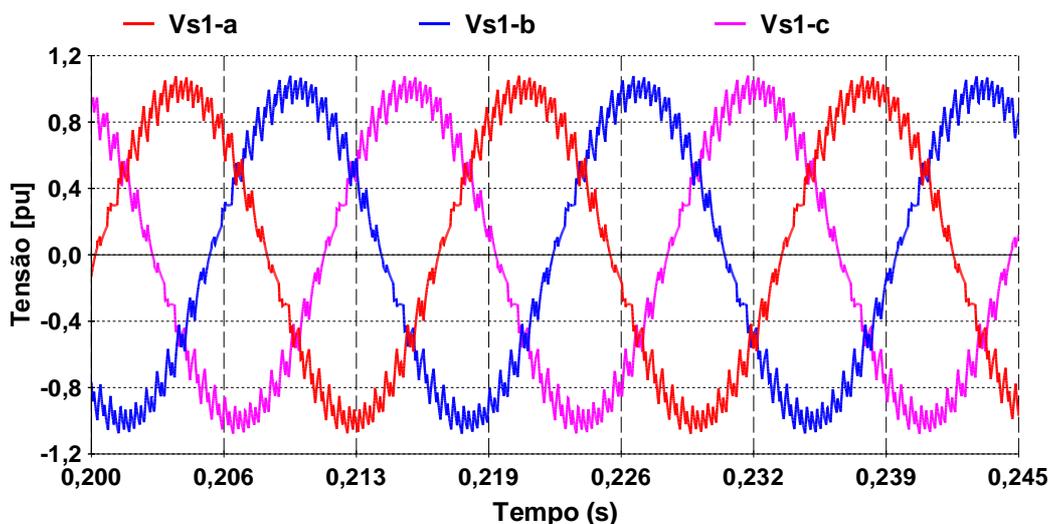


Figura 4.7 - Tensões trifásicas (fase-neutro) no ponto de medição 1 sem filtros CA.

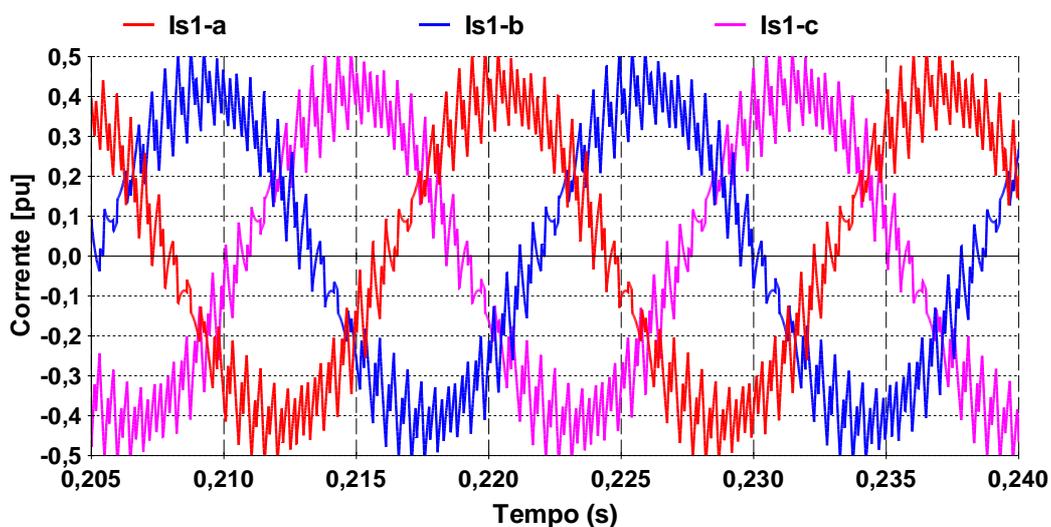


Figura 4.8 - Correntes trifásicas no ponto de medição 1 sem filtros CA.

b) Simulações com os filtros CA conectados

Na Figura 4.9 são mostradas as tensões trifásicas no ponto de medição 1 e na Figura 4.10 é apresentado o espectro para esta tensão. Com a presença dos filtros CA, a DHT da tensão (1,98%) encontra-se dentro do limite admissível.

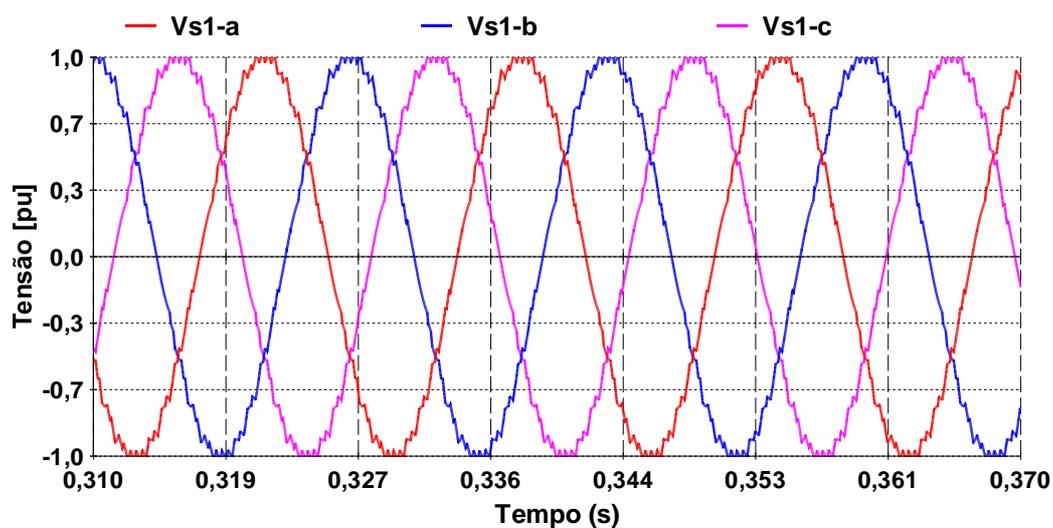


Figura 4.9 – Tensões trifásicas (fase-neutro) no ponto de medição 1 com filtros CA.



Figura 4.10 – Espectro e DHT da fase “a” da tensão V_{s1} .

Na Figura 4.11 são mostradas as correntes trifásicas no ponto de medição 1 e na Figura 4.12 é apresentado o espectro para esta corrente. A DHT da corrente (2,42%) também está abaixo do limite admissível.

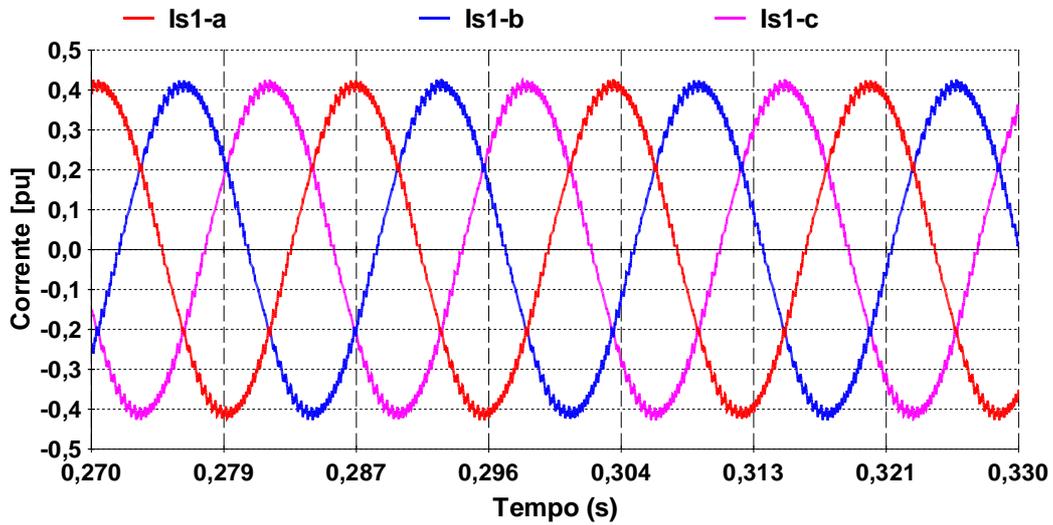


Figura 4.11 - Correntes trifásicas no ponto de medição 1 com filtros CA.

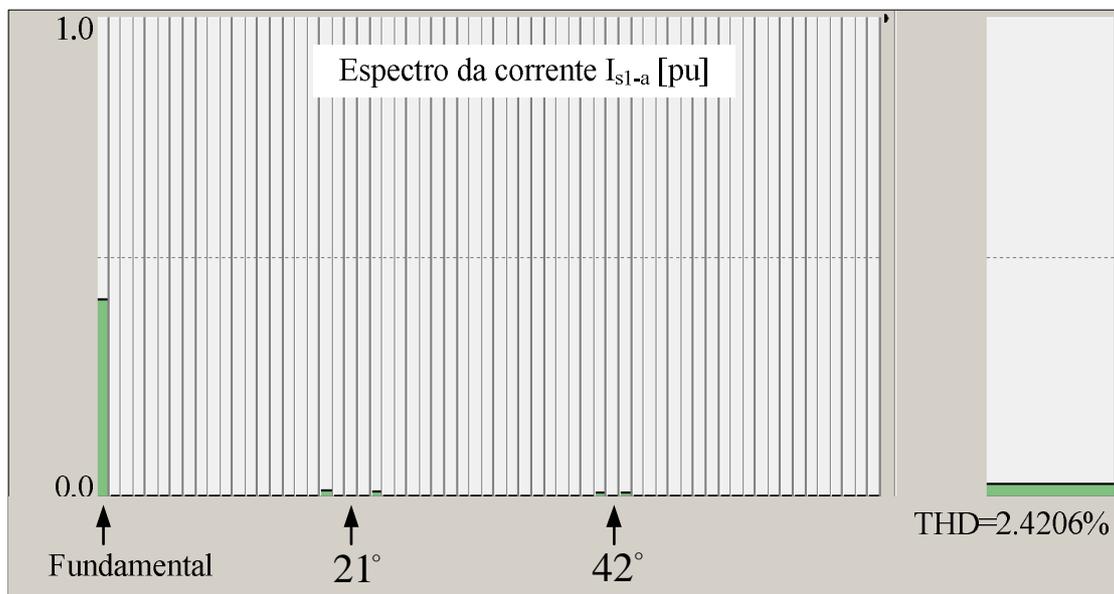


Figura 4.12 - Espectro e DHT da fase “a” da corrente I_{s1} .

4.3.3 Aumento da frequência de chaveamento

Uma outra forma de se reduzir a distorção harmônica é aumentando a frequência de chaveamento ao custo de maiores perdas. A Figura 4.13 mostra a tensão e a corrente na fase “a” do ponto de medição 1 para uma frequência de chaveamento de 3060 Hz (51 vezes a frequência fundamental) em ambos os conversores 1 e 2.

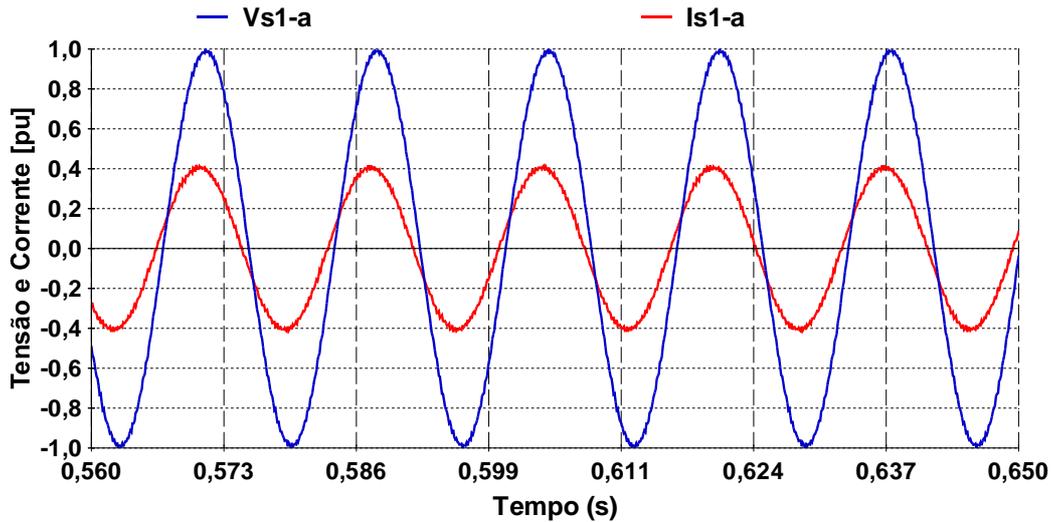


Figura 4.13 - Tensão e corrente na fase “a” do ponto de medição 1 para $f_{CH}=3060$ Hz.

Para esta frequência de chaveamento aumentada, a DHT da tensão é de 0,98% e da corrente é de 2,33%.

4.3.4 Alteração no valor do capacitor CC

Nos gráficos a seguir (Figura 4.14, Figura 4.15 e Figura 4.16) são apresentadas as simulações do comportamento da tensão CC em regime permanente para três valores diferentes do capacitor CC.

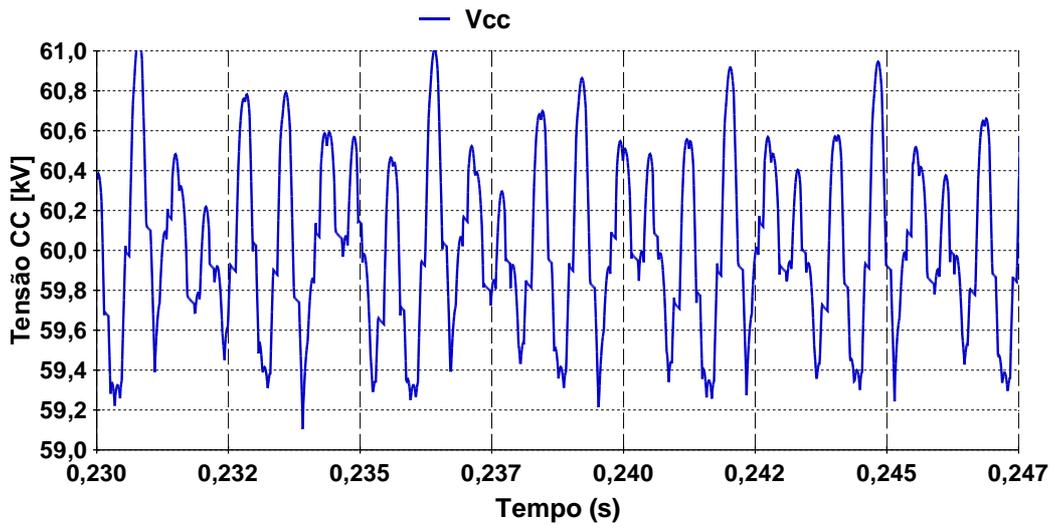


Figura 4.14 – Tensão CC para $C_{cc}=100 \mu\text{F}$.

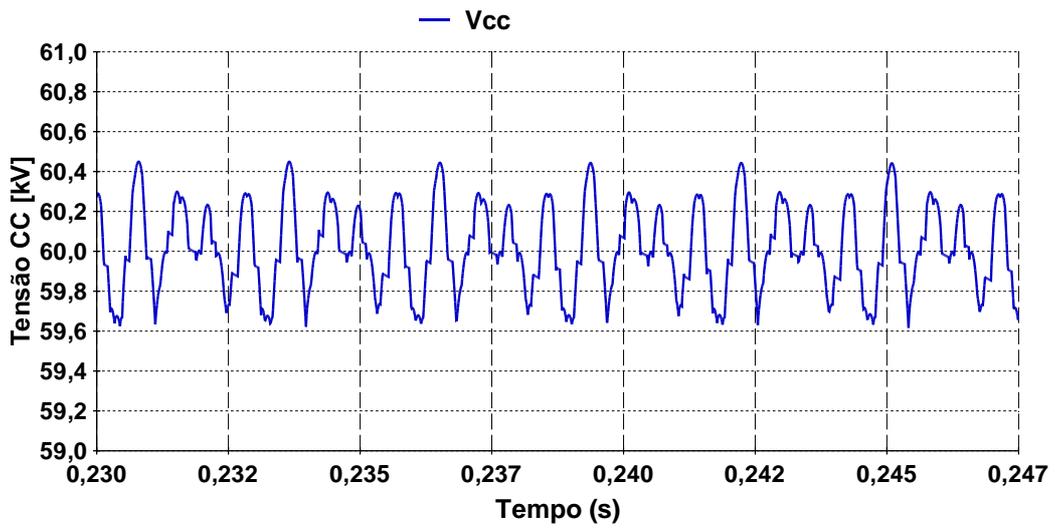


Figura 4.15 - Tensão CC para $C_{cc}=200 \mu\text{F}$.

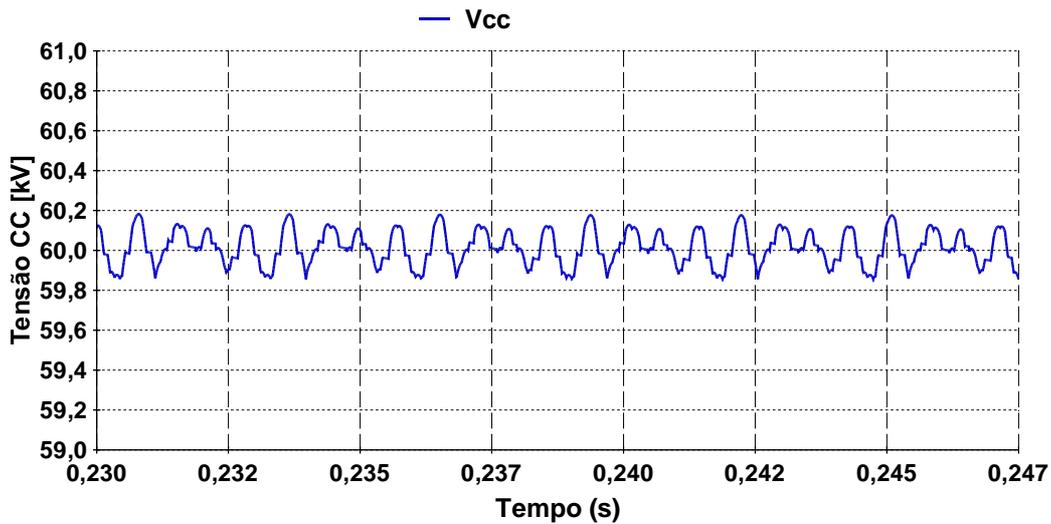


Figura 4.16 - Tensão CC para $C_{cc}=500 \mu\text{F}$.

Na Tabela 4.5 é indicado o valor do “ripple” e da constante de inércia correspondente para cada simulação. Para a capacitância de $500 \mu\text{F}$ a tensão CC apresentou “ripple” inferior a 1% e este foi o valor adotado neste trabalho.

Tabela 4.5 – Simulações para diferentes valores de C_{cc} .

Capacitância (C_{cc})	"ripple" ($\Delta V\%$)	Const. Inércia (H)
100 μF	3,0%	2,6 ms
200 μF	1,5%	5,2 ms
500 μF	0,5%	13,0 ms

4.3.5 Variação da potência transmitida e reversão de potência

Na Figura 4.17 são mostradas as potências no ponto de medição 1 para uma variação gradativa na referência de potência ativa (p_{s1ref}), levando p_{s1} de 40 a 60 MW (em $0,5 < t < 1,0$) e, em seguida, revertendo a potência no elo para -40 MW (em $1,5 < t < 2,5$). Observa-se que a potência reativa permanece controlada em -10 Mvar.

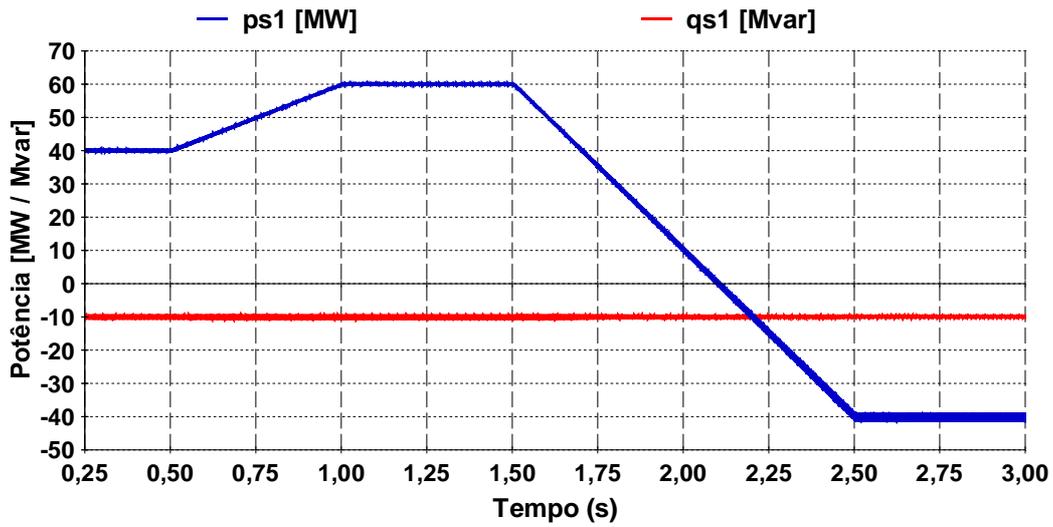


Figura 4.17 – Potências no ponto de medição 1 para variação de p_{s1ref} .

4.3.6 Variação da potência reativa

Na Figura 4.18 são mostradas as potências no ponto de medição 1 para uma variação gradativa na referência de potência reativa (q_{s1ref}), levando q_{s1} de -10 a -40 Mvar (em $0,5 < t < 1,0$) e, em seguida, de -40 a +30 Mvar (em $1,5 < t < 2,5$). Observa-se que a potência ativa permanece controlada em 40 MW.

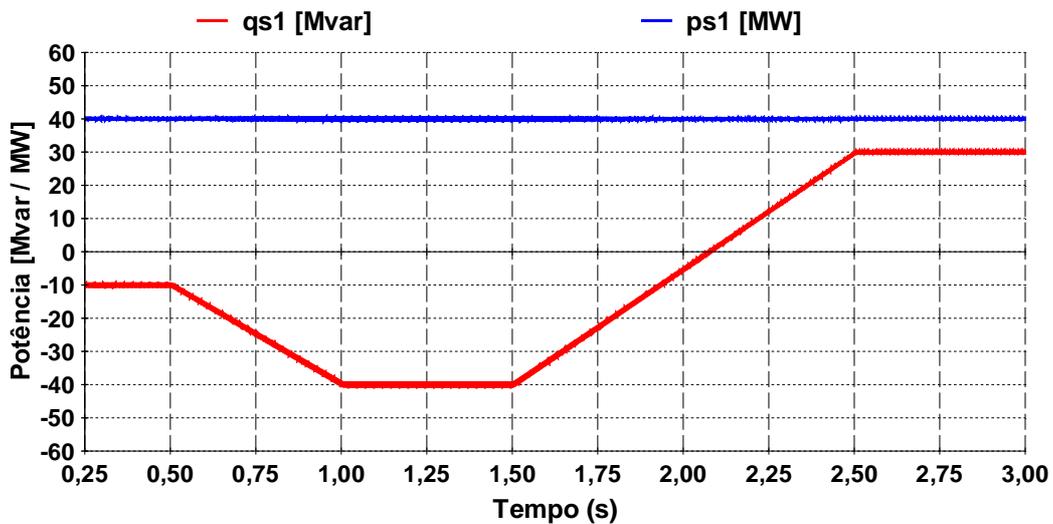


Figura 4.18 - Potências no ponto de medição 1 para variação de q_{s1ref} .

4.4 Simulações de regime transitório do VSC-BTB

Nesta seção são apresentados os resultados das simulações de regime transitório do VSC-BTB no programa PSCAD/EMTDC. Todas as simulações desta seção foram realizadas com o modelo de controle “tipo I” (exceto a simulação de comparação entre o controle “tipo I” e o “tipo II”). As condições da rede e os valores dos parâmetros do controle considerados nas simulações são apresentados na Tabela 4.6.

Tabela 4.6 - Valores dos parâmetros e ponto de operação.

Dados dos sistemas CA									
V_{e1}	1,0 pu	R_{e1}	150 Ω	L_{e1}	70 mH	R_{f1}	50,58 Ω	L_{f1}	7,06 mH
C_{f1}	2,76 μ F	L_{f1}	80 mH	p_{s1}	40 MW	q_{s1}	-10 Mvar		
V_{e2}	1,0 pu	R_{e2}	150 Ω	L_{e2}	70 mH	R_{f2}	50,58 Ω	L_{f2}	7,06 mH
C_{f2}	2,76 μ F	L_{f2}	80 mH	p_{s2}	-40 MW	q_{s2}	-10 Mvar		
Parâmetros do controle "Tipo I" do VSC 1									
KP-iq1	0,01	KP-vq1	1,5	KP-id1	0,01	KP-vd1	0,5		
1/KI-iq1	0,0015	1/KI-vq1	0,04	1/KI-id1	0,004	1/KI-vd1	0,006		
Parâmetros do controle "Tipo I" do VSC 2									
KP-iq2	4	KP-vq2	0,5	KP-id2	0,01	KP-vd2	2,5		
1/KI-iq2	0,0016	1/KI-vq2	0,1	1/KI-id2	0,004	1/KI-vd2	0,015		
Dados da rede CC									
C_{cc}	500 μ F	V_{cc}	60 kV						

4.4.1 Degrau em p_{s1ref}

Os gráficos a seguir (Figura 4.19, Figura 4.20, Figura 4.21 e Figura 4.22) apresentam as simulações de degraú no sinal de referência do controle p_{s1ref} . Foi dado um degraú de +10 MW em $t=0,5s$ e, em seguida, outro degraú de -10 MW em $t=0,55s$.

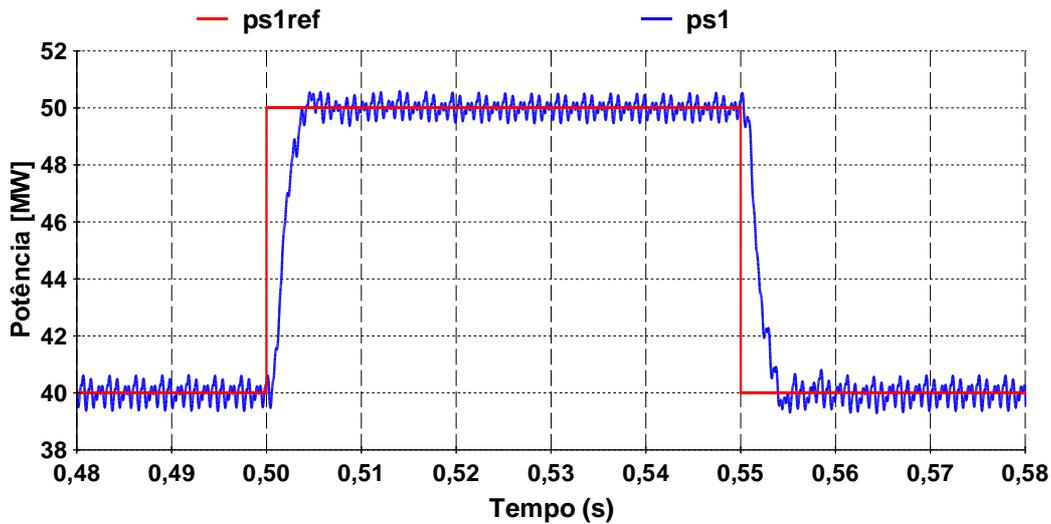


Figura 4.19 – Potência ativa no sistema 1 para degrau em p_{s1ref} .

Na Figura 4.19 observa-se que, para estes ajustes de parâmetros dos controladores, a potência ativa foi controlada muito rapidamente em um intervalo de tempo de aproximadamente 4 milissegundos, o que demonstra a eficiência e agilidade deste tipo de controle. Em sistemas de potência reais, esta velocidade de atuação deve ser limitada de modo a tornar a resposta do VSC-BTB mais adequada ao sistema, evitando-se assim problemas ocasionados por variações bruscas de potência.

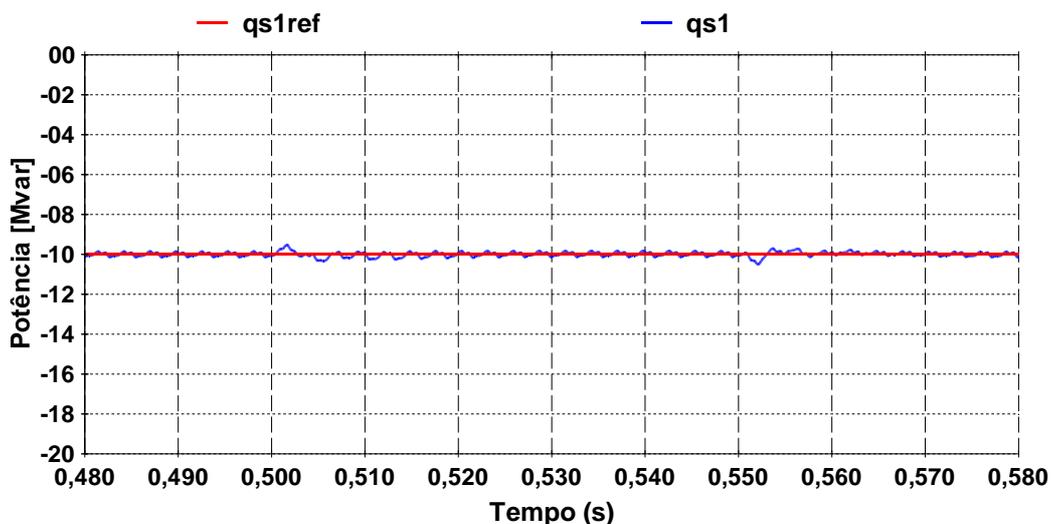


Figura 4.20 - Potência reativa no sistema 1 para degrau em p_{s1ref} .

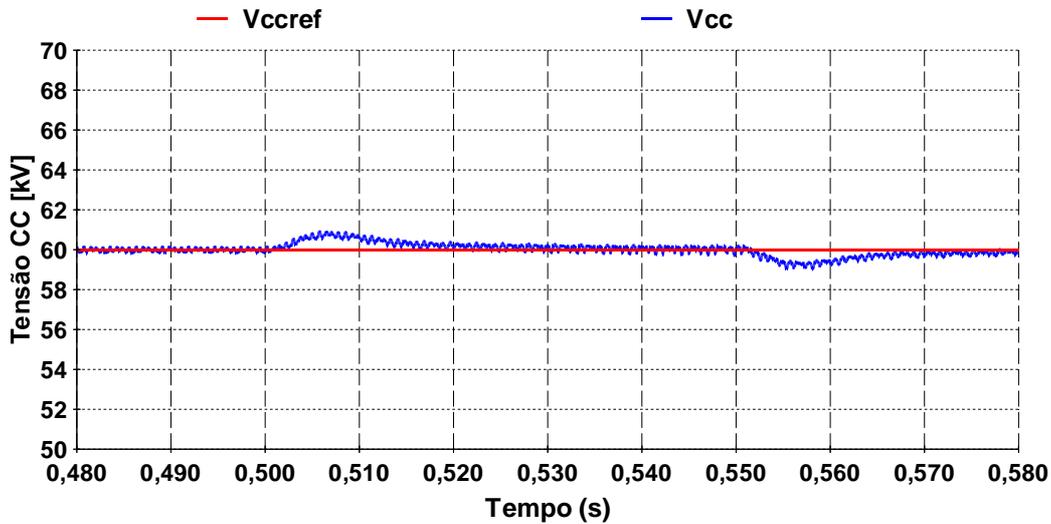


Figura 4.21 – Tensão CC para degrau em p_{s1ref} .

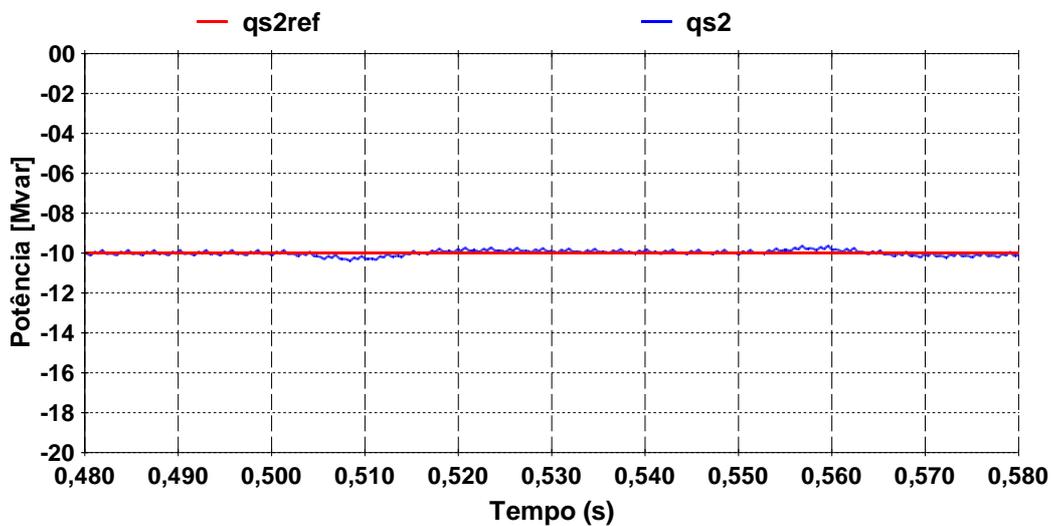


Figura 4.22 - Potência reativa no sistema 2 para degrau em p_{s1ref} .

As potências reativas nos VSCs 1 e 2 permaneceram praticamente inalteradas durante os degraus, e a tensão sobre o capacitor CC sofreu um pequeno deslocamento de aproximadamente 1kV após os degraus, retornando rapidamente para seu valor de referência após os distúrbios.

4.4.2 Degrau em q_{s1ref}

Os gráficos a seguir (Figura 4.23, Figura 4.24, Figura 4.25 e Figura 4.26) apresentam as simulações de degrau no sinal de referência do controle q_{s1ref} . Foi dado um degrau de +10 Mvar em $t=0,5s$ e, em seguida, outro degrau de -10 Mvar em $t=0,55s$.

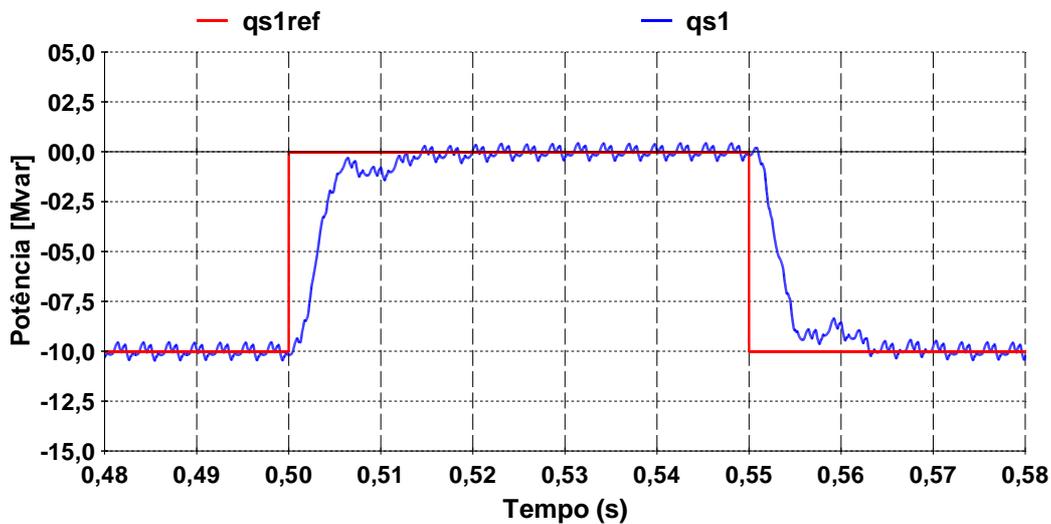


Figura 4.23 - Potência reativa no sistema 1 para degrau em q_{s1ref} .

Na Figura 4.24 a potência reativa foi controlada rapidamente em aproximadamente 5 milissegundos. Neste trabalho, optou-se por um controle da potência reativa para avaliação de desempenho do VSC-BTB com controle vetorial, mas é possível também adicionar uma malha para controlar a tensão na barra de conexão, o que é normalmente mais interessante em termos de operação do sistema.

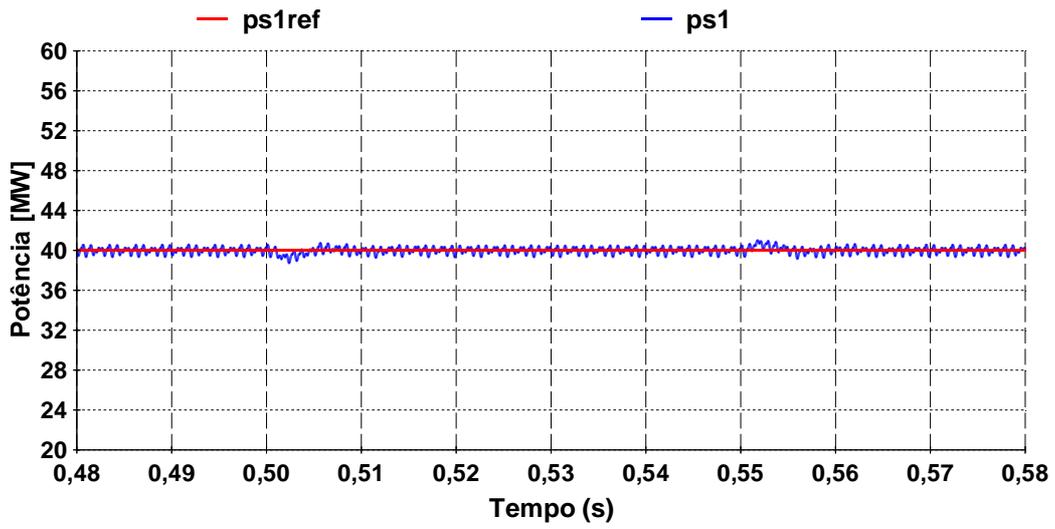


Figura 4.24 - Potência ativa no sistema 1 para degrau em q_{s1ref} .

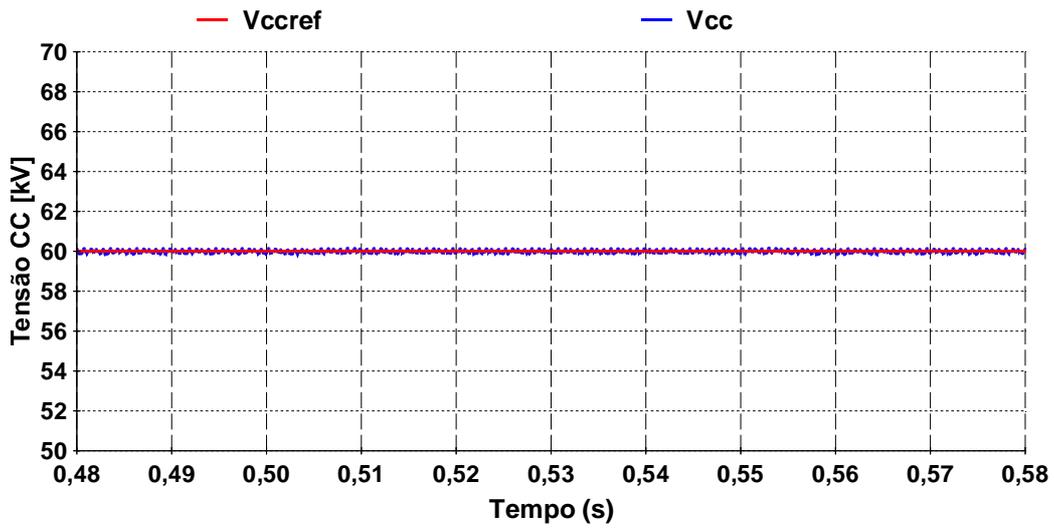


Figura 4.25 – Tensão CC para degrau em q_{s1ref} .

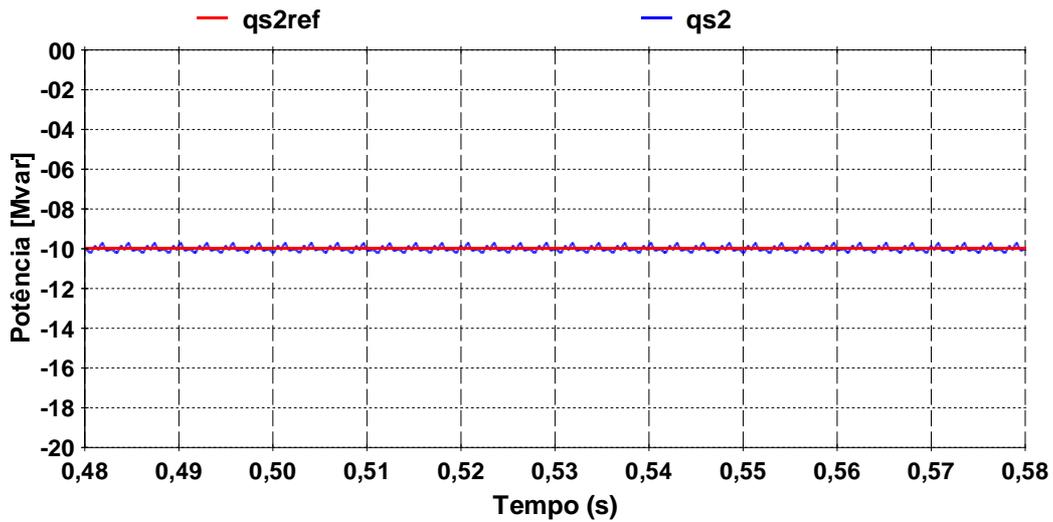


Figura 4.26 - Potência reativa no sistema 2 para degrau em q_{s1ref} .

A potências ativa no sistema 1 e reativa no VSC 2 e a tensão sobre o capacitor CC permaneceram praticamente inalteradas durante os degraus.

4.4.3 Degrau em V_{ccref}

Os gráficos a seguir (Figura 4.27, Figura 4.28 e Figura 4.29) apresentam as simulações de degrau no sinal de referência do controle da tensão CC V_{ccref} . Foi dado um degrau de +3 kV em $t=0,5s$ e, em seguida, outro degrau de -3 kV em $t=0,6s$.

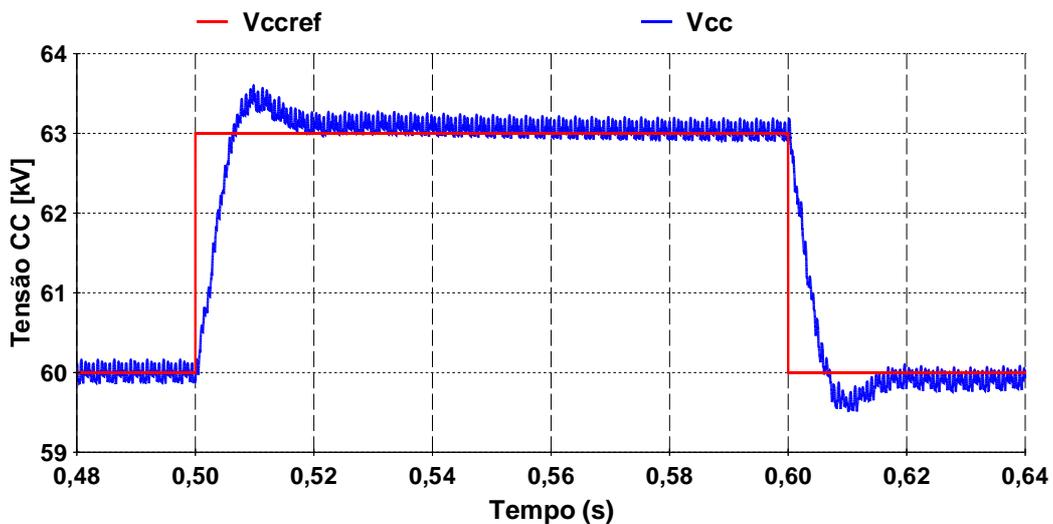


Figura 4.27 – Tensão CC para degrau em V_{ccref} .

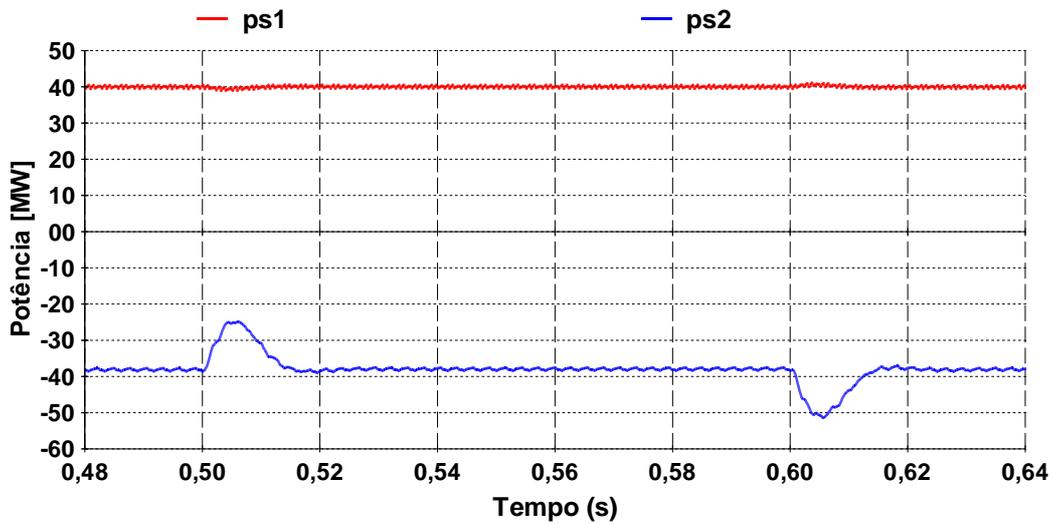


Figura 4.28 - Potência ativa nos sistemas 1 e 2 para degrau em V_{ccref} .

Na Figura 4.28 observa-se que, enquanto a potência do VSC 1 permanece inalterada, a potência no VSC 2 sofre uma redução após a aplicação do primeiro degrau para que o capacitor CC possa ter sua energia e, conseqüentemente, sua tensão aumentada. Enquanto a tensão CC atinge seu novo patamar, a potência p_{s2} vai gradativamente retornando para seu valor anterior e o sistema entra em regime permanente. Processo semelhante ocorre na aplicação do segundo degrau.

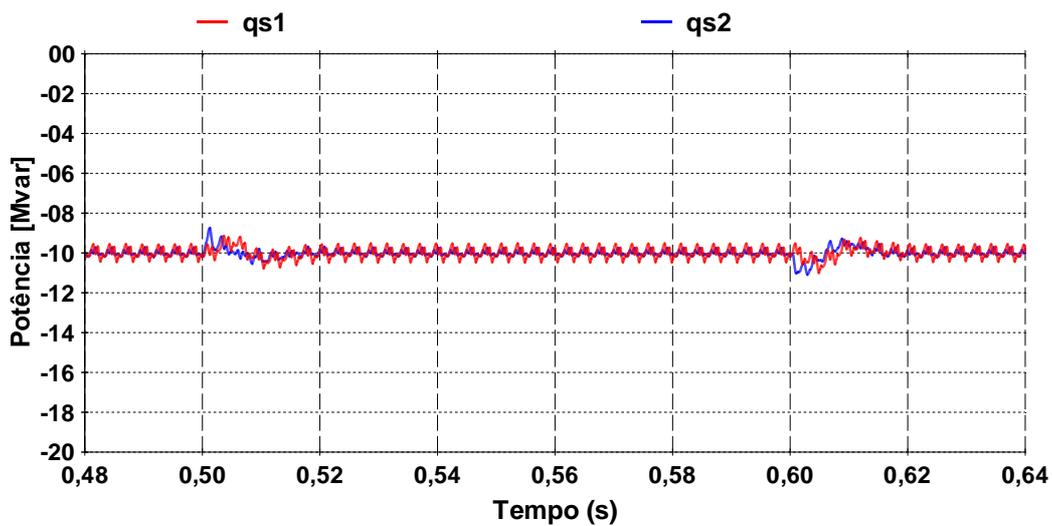


Figura 4.29 - Potência reativa nos sistemas 1 e 2 para degrau em V_{ccref} .

4.4.4 Degrau em q_{s2ref}

Os gráficos a seguir (Figura 4.30, Figura 4.31, Figura 4.32 e Figura 4.33) apresentam as simulações de degrau no sinal de referência do controle q_{s2ref} . Foi dado um degrau de +10 Mvar em $t=0,5s$ e, em seguida, outro degrau de -10 Mvar em $t=0,55s$.

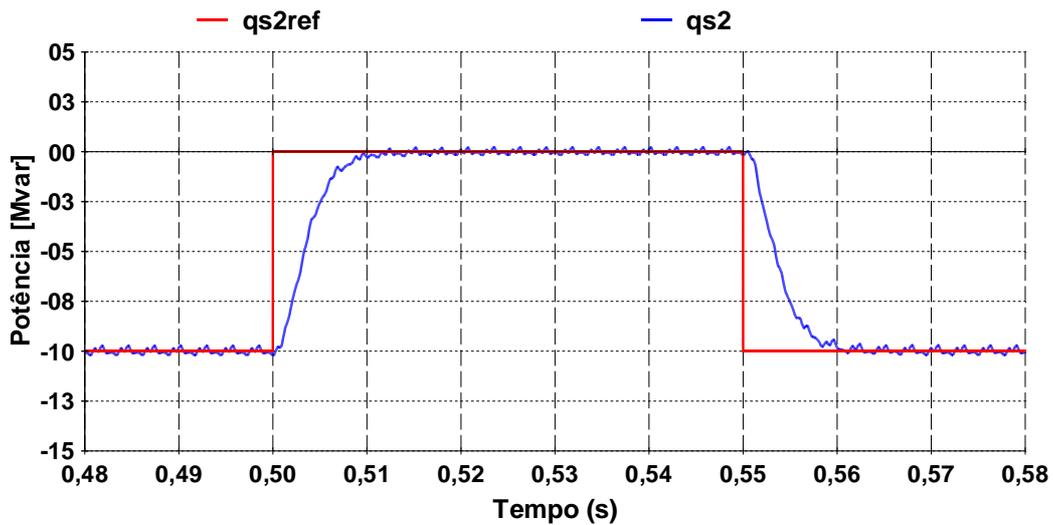


Figura 4.30 - Potência reativa no sistema 2 para degrau em q_{s2ref} .

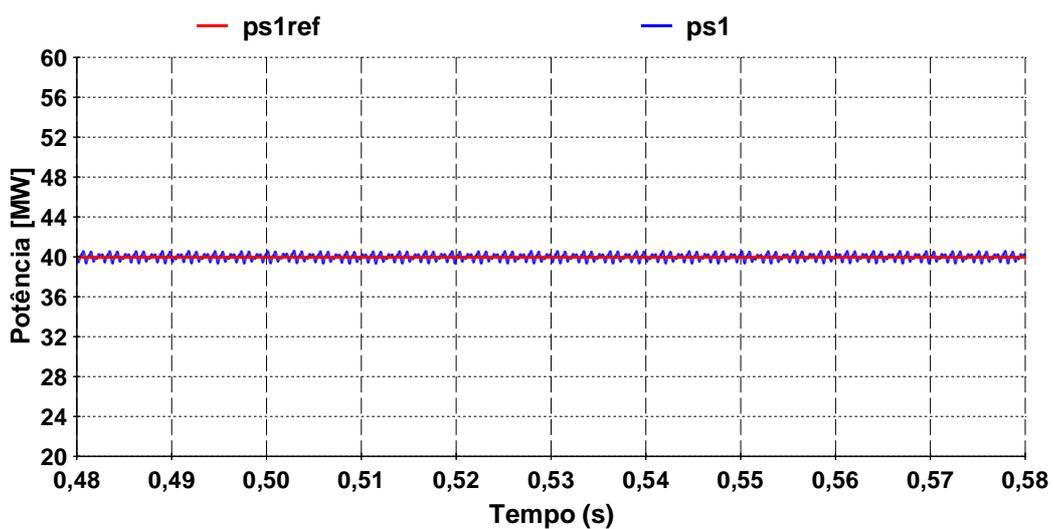


Figura 4.31 - Potência ativa no sistema 1 para degrau em q_{s2ref} .

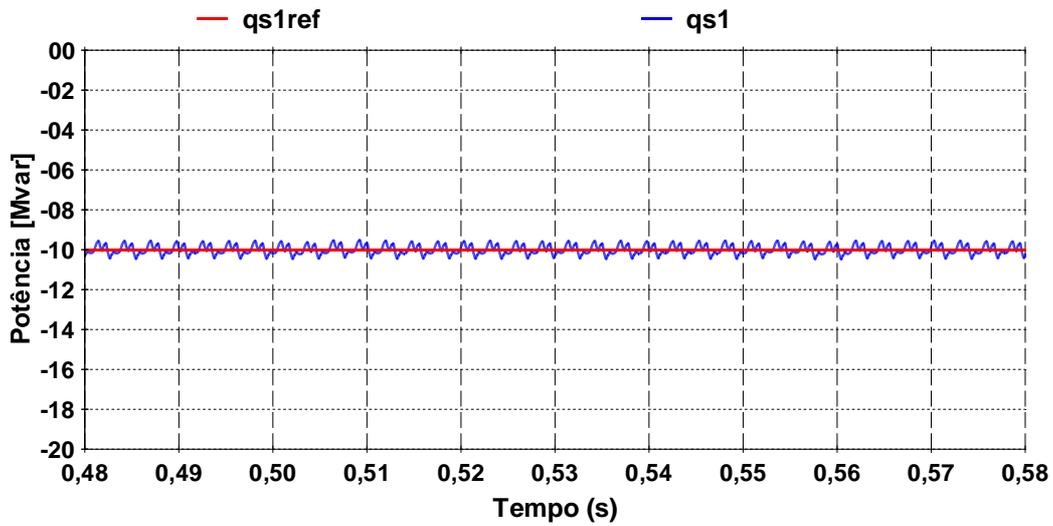


Figura 4.32 - Potência reativa no sistema 1 para degrau em q_{s2ref} .

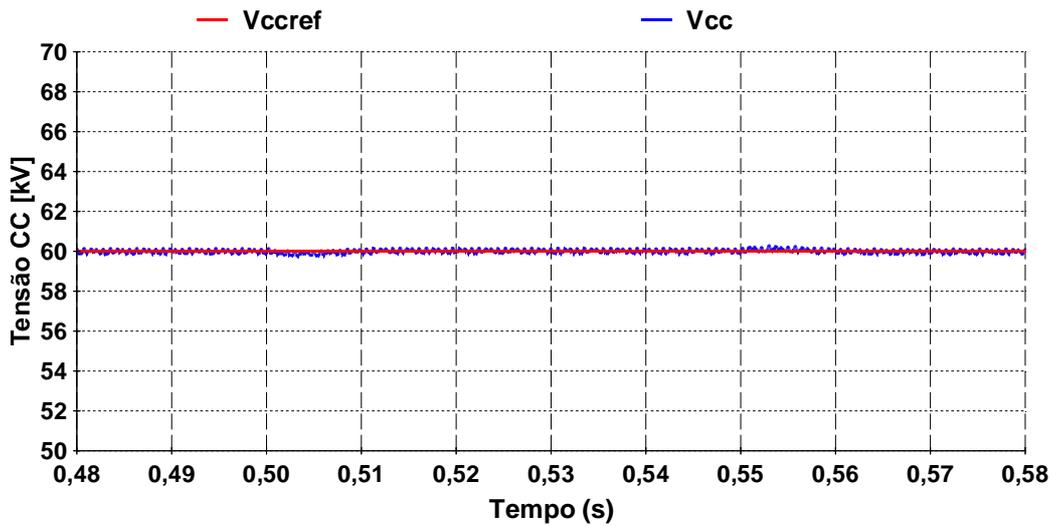


Figura 4.33 – Tensão CC para degrau em q_{s2ref} .

4.4.5 Comparação com e sem compensação de acoplamento

Para se verificar a efetividade da compensação de acoplamento entre os eixos d e q (mostrada em (2.27) e (2.28)) que foi implementada no controle vetorial “tipo I”, foi simulado no PSCAD/EMTDC os controles com e sem esta compensação.

A Figura 4.34 mostra o degrau aplicado na referência de potência ativa do VSC 1. Na Figura 4.35 temos a potência reativa no VSC 1 para o controle sem compensação, onde se percebe um acoplamento entre os eixos d e q.

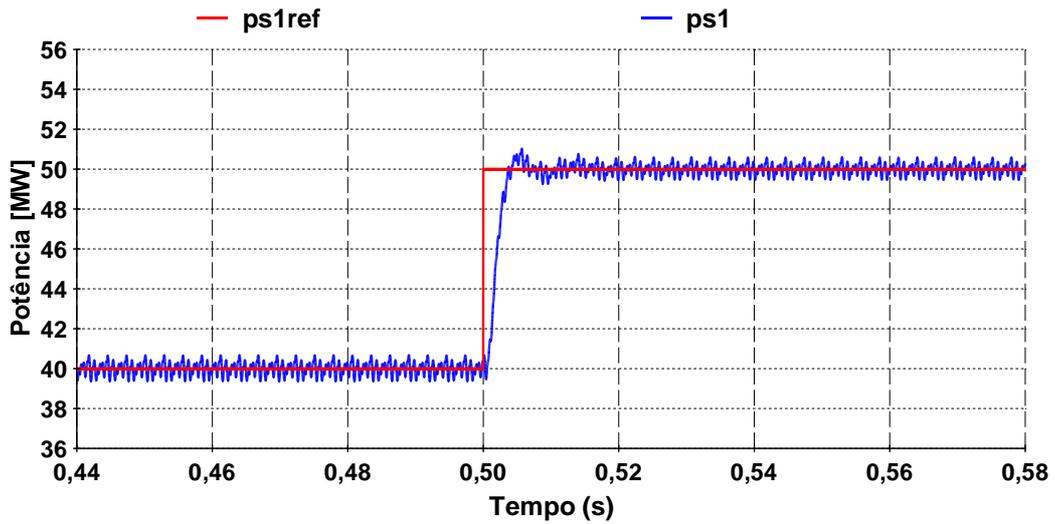


Figura 4.34 - Degrau aplicado na referência de potência ativa do VSC 1.

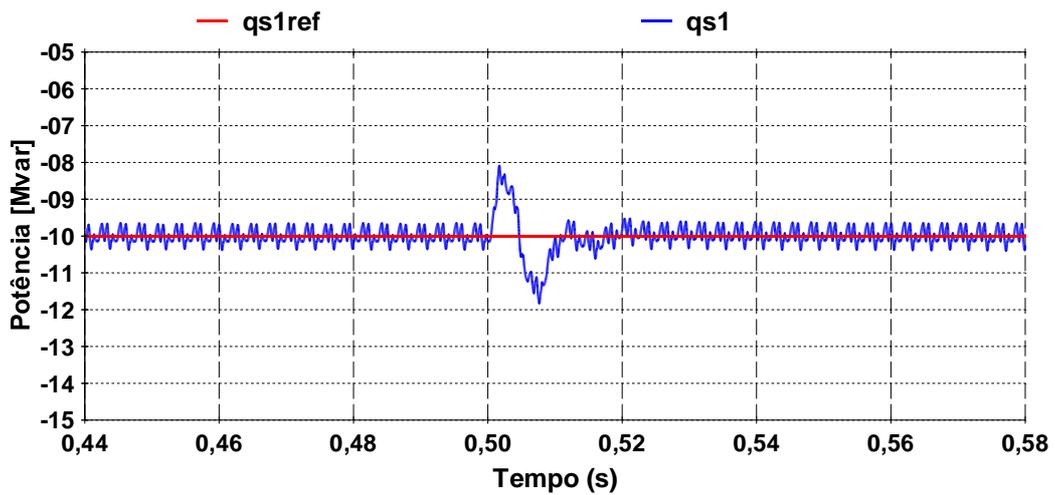


Figura 4.35 –Potência reativa sem compensação na malha de controle.

Na Figura 4.36, vemos que com a compensação o acoplamento praticamente desaparece. Portanto, verifica-se que tal compensação é importante para o melhor desempenho deste tipo de controle.

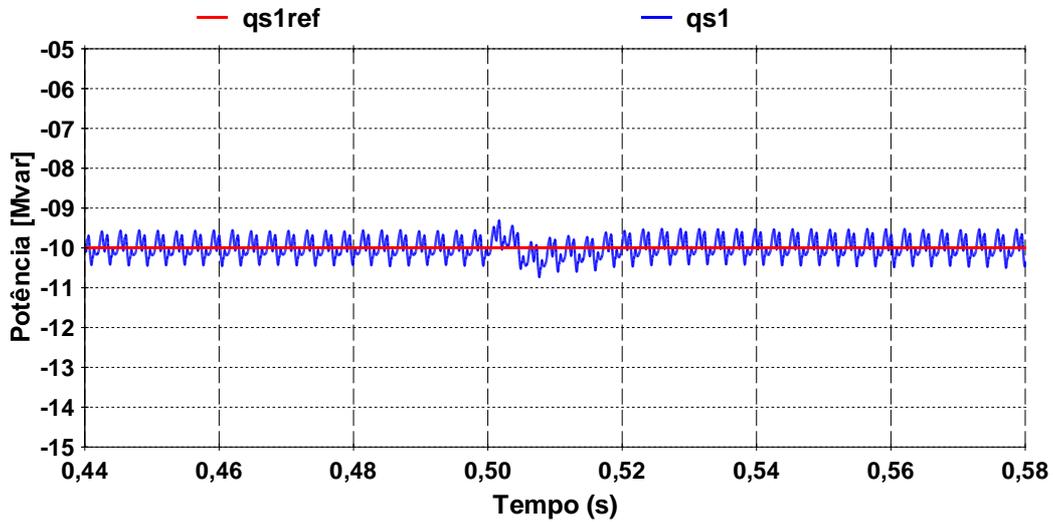


Figura 4.36 - Potência reativa com compensação na malha de controle.

4.4.6 Comparação entre controles “tipo I” e “tipo II”

Na Figura 4.37 temos a resposta ao degrau na potência ativa para o controle “tipo I” e na Figura 4.38 é mostrada a resposta para o controle “tipo II”.

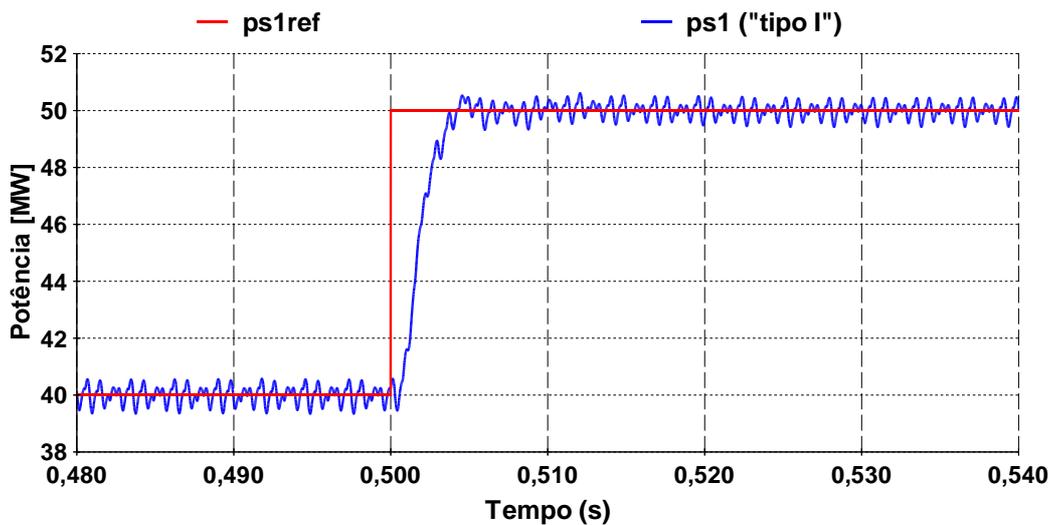


Figura 4.37 – Resposta ao degrau na potência ativa para controle “tipo I”.

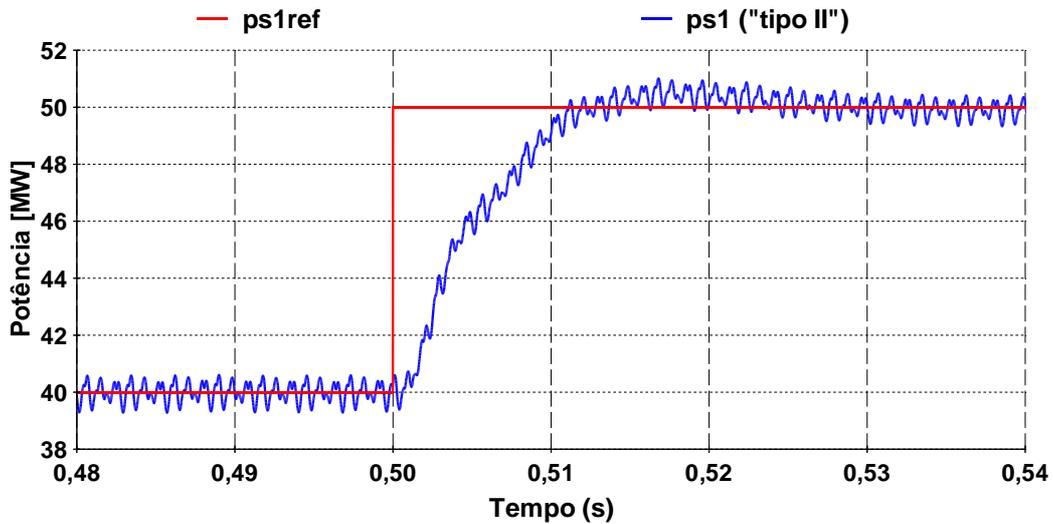


Figura 4.38 - Resposta ao degrau na potência ativa para controle “tipo II”.

Observa-se que o controle “tipo I” é mais ágil devido ao fato da tensão sintetizada controlar as parcelas de derivada das correntes i_d e i_q , como mostrado em (2.27) e (2.28), o que torna este tipo de controle bastante sensível às variações de corrente e, conseqüentemente, mais rápido.

4.4.7 Curto-circuito trifásico equilibrado

Na Figura 4.39 é mostrado o local onde é aplicado o curto-circuito trifásico equilibrado.

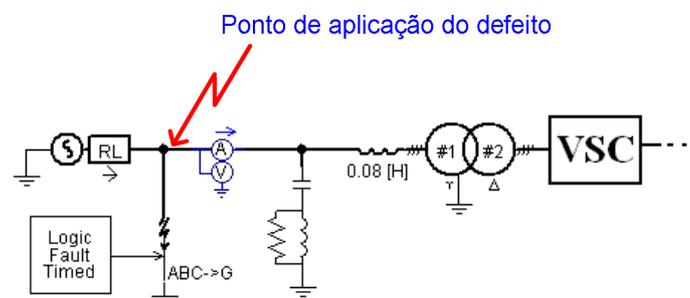


Figura 4.39 – Local de aplicação do defeito.

Para o defeito no sistema 1, na Figura 4.40 temos as tensões trifásicas no ponto de medição 1. O defeito foi aplicado em $t=0,2s$ e com um intervalo de tempo de duração total de 450 milissegundos. Após este intervalo de tempo o defeito foi eliminado.

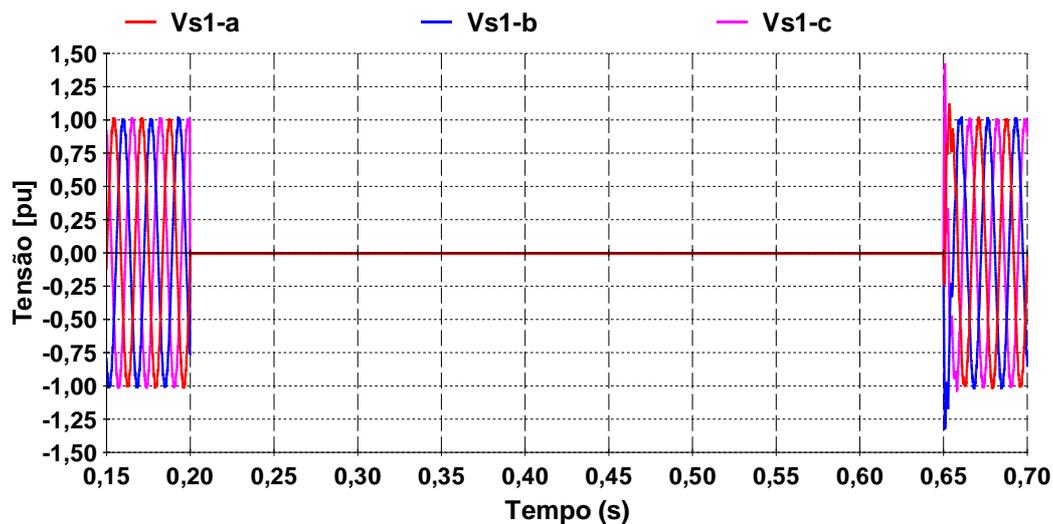


Figura 4.40 – Tensões no ponto de medição 1 para curto trifásico no sistema 1.

Na Figura 4.41 temos a potência ativa no ponto de medição 1. Foi necessário que, durante o defeito, a referência de potência ativa p_{s1ref} fosse levada a zero, cessando desta maneira o fluxo de potência ativa no elo a fim de não permitir que o capacitor CC fosse descarregado. Após a eliminação do defeito, em $t=0,65s$, a ordem de potência foi restabelecida ao seu valor inicial de regime.

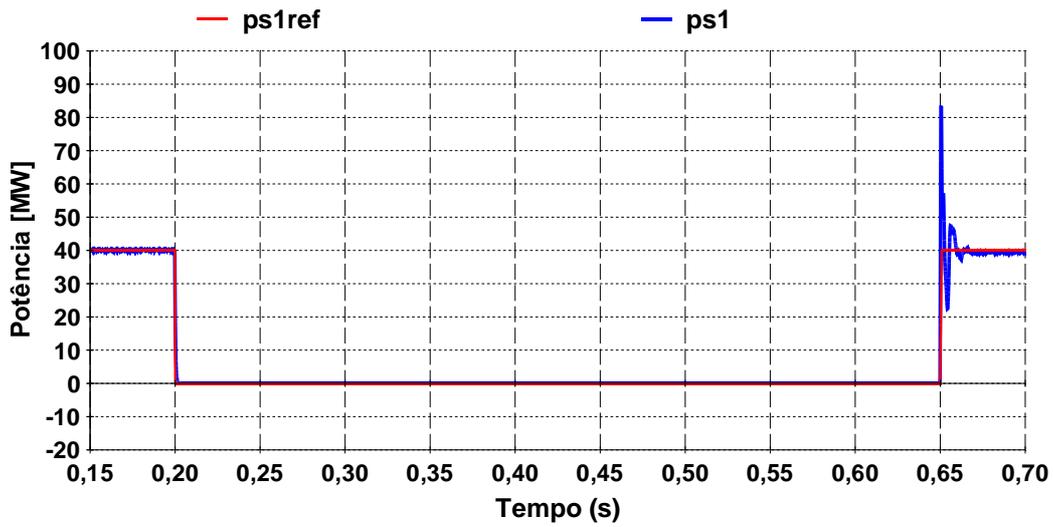


Figura 4.41 – Potência ativa no ponto de medição 1 para curto trifásico no sistema 1.

A Figura 4.42 mostra que, nos instantes de aplicação e eliminação do defeito, as correntes no ponto de medição 1 alcançaram valores acima do nominal em um curto intervalo, porém, durante todo o intervalo de defeito, a corrente permaneceu em valores normais. Apesar da ocorrência da sobrecorrente mencionada, vemos na Figura 4.43 que a corrente CC não ultrapassou 3 kA.

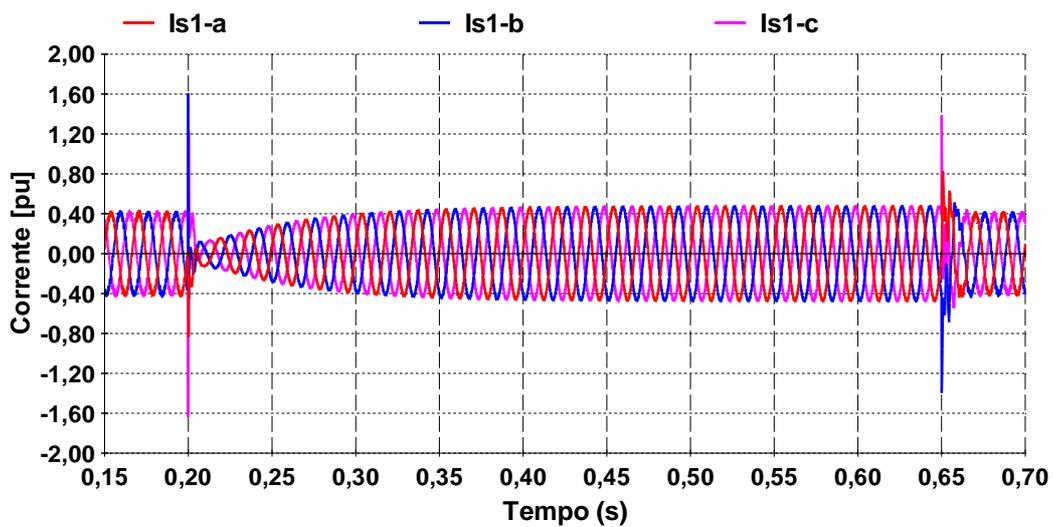


Figura 4.42 - Correntes no ponto de medição 1 para curto trifásico no sistema 1.

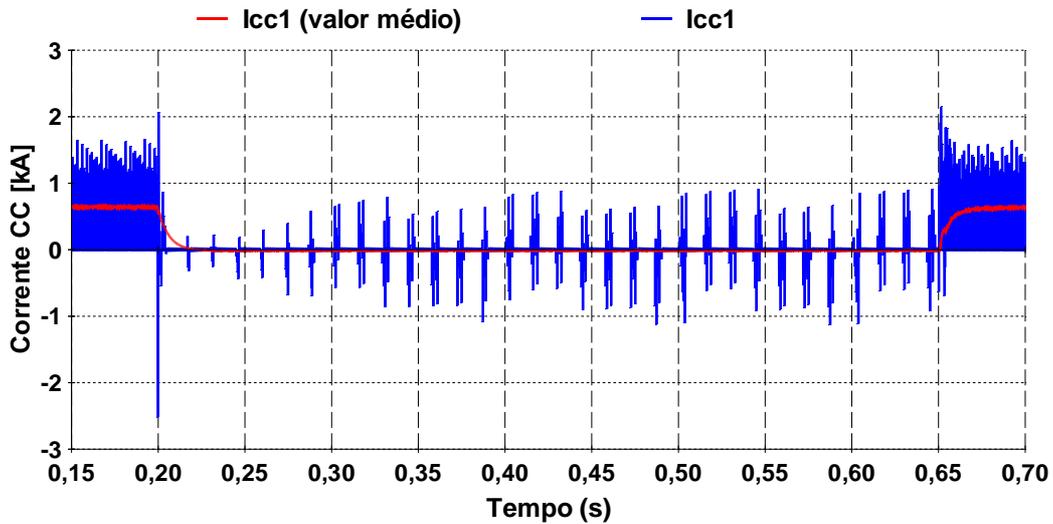


Figura 4.43 – Corrente CC no VSC 1 e seu valor médio p/ curto trifásico no sistema 1.

Na Figura 4.44 vemos que a tensão no capacitor CC sofreu uma pequena redução (5%) no instante da aplicação do defeito, mas foi rapidamente restabelecida ao seu valor nominal pela ação do controle de tensão CC do VSC 2.

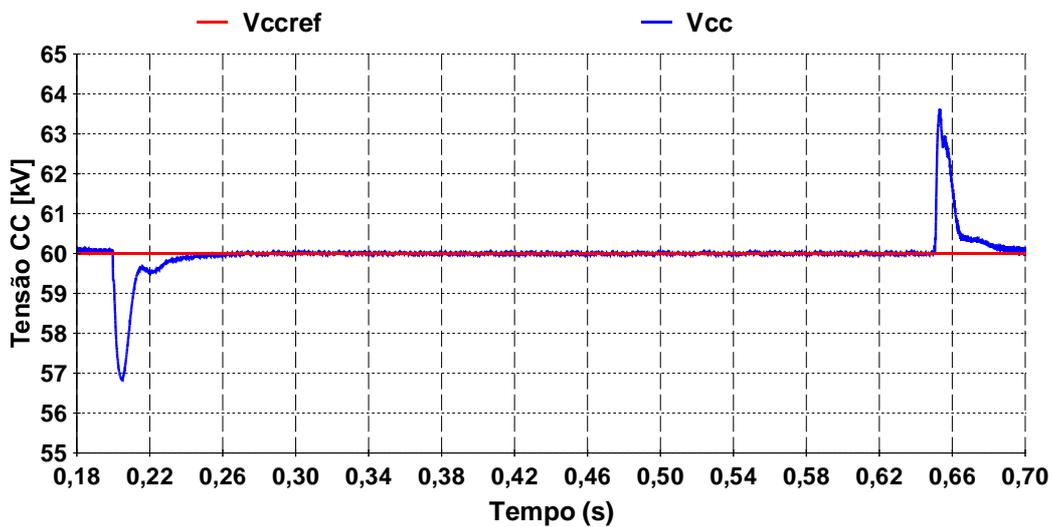


Figura 4.44 – Tensão CC para curto trifásico no sistema 1.

Na Figura 4.45 e na Figura 4.46 vemos, respectivamente, as tensões e correntes trifásicas no ponto de medição 2, que permaneceram em valores normais e abaixo de 1 pu durante todo o tempo. O controle de potência reativa no VSC 2 manteve q_{s2} controlada em -10 Mvar. Observamos, portanto, que o VSC-BTB praticamente desacopla os sistemas 1 e 2 para este defeito severo.

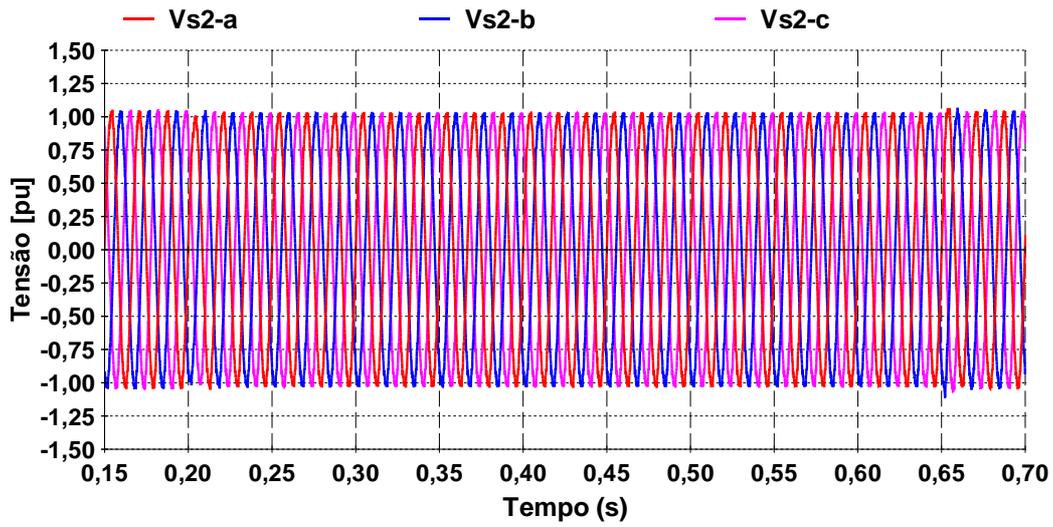


Figura 4.45 - Tensões no ponto de medição 2 para curto trifásico no sistema 1.

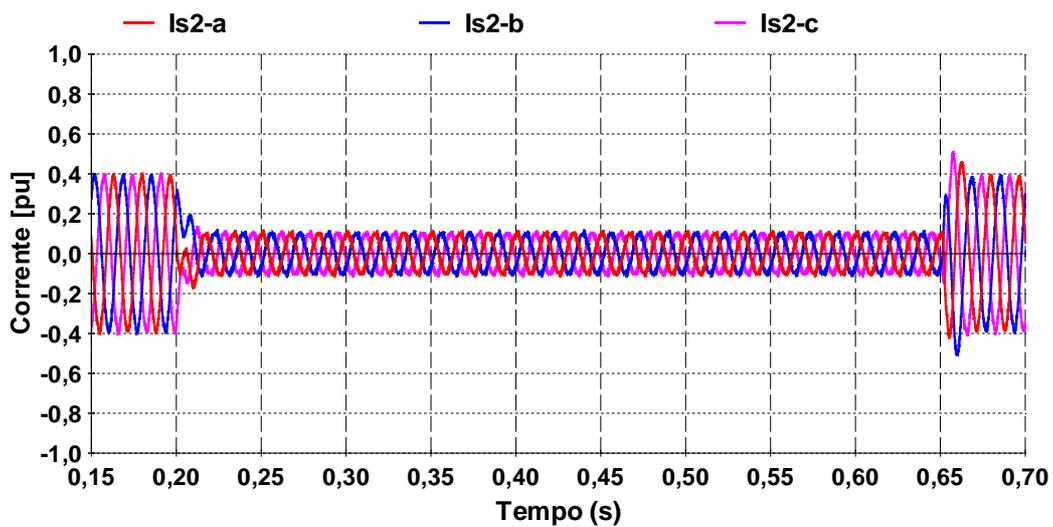


Figura 4.46 - Correntes no ponto de medição 2 para curto trifásico no sistema 1.

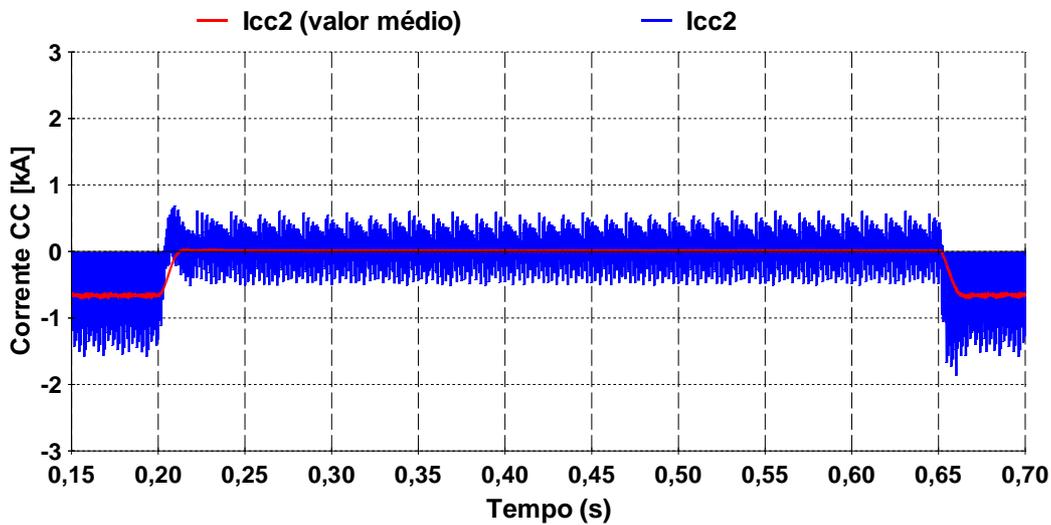


Figura 4.47 – Corrente CC no VSC 2 e valor médio para curto trifásico no sistema 1.

Através das simulações apresentadas, observa-se que controle permitiu a recuperação do elo após a eliminação do defeito. No caso da conexão de aerogeradores, o elo deve atender aos requisitos de suportabilidade da LVRT (Low Voltage Ride Through), que diz respeito à capacidade dos aerogeradores de se manterem conectados à rede mesmo durante um afundamento severo de tensão [LIMA 2009].

4.4.8 Curto-circuito monofásico

Um curto-circuito monofásico foi aplicado no mesmo local indicado pela Figura 4.39. Na Figura 4.48 temos a tensão sobre o capacitor CC, onde pode-se observar que, durante o defeito, ocorre uma oscilação na frequência de 120 Hz (2ω) que surge devido ao desequilíbrio causado pelo curto monofásico na rede CA. Esta oscilação acarreta o aparecimento do terceiro harmônico de sequência positiva do lado CA [CAVALIERE 2008].

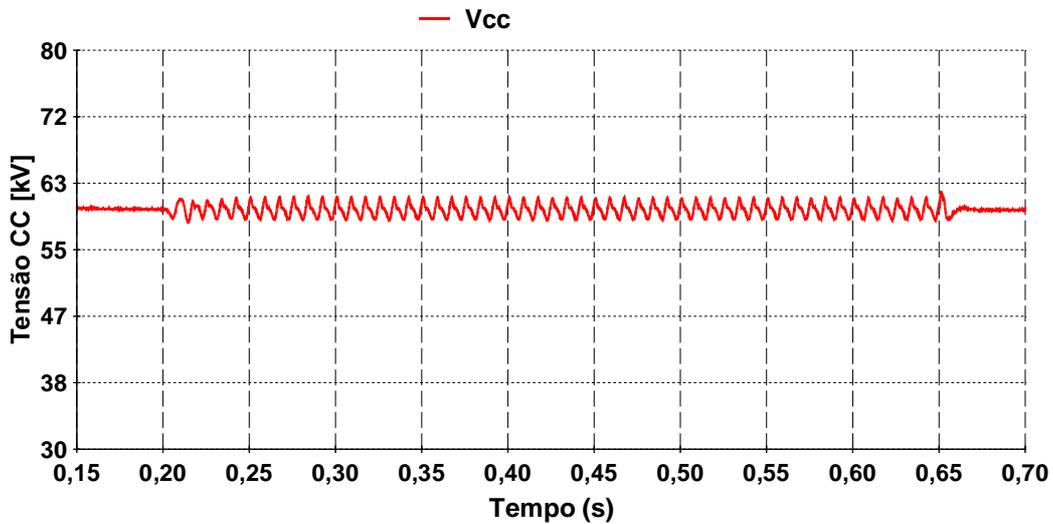


Figura 4.48 – Tensão CC para curto monofásico no sistema 1.

Na Figura 4.49 são apresentadas as correntes trifásicas no ponto de medição 1, onde se percebe que a mesma atingiu valores acima de 1 pu durante o defeito, contudo, a corrente CC no VSC 1 não ultrapassou 3 kA, como se pode observar na Figura 4.50.

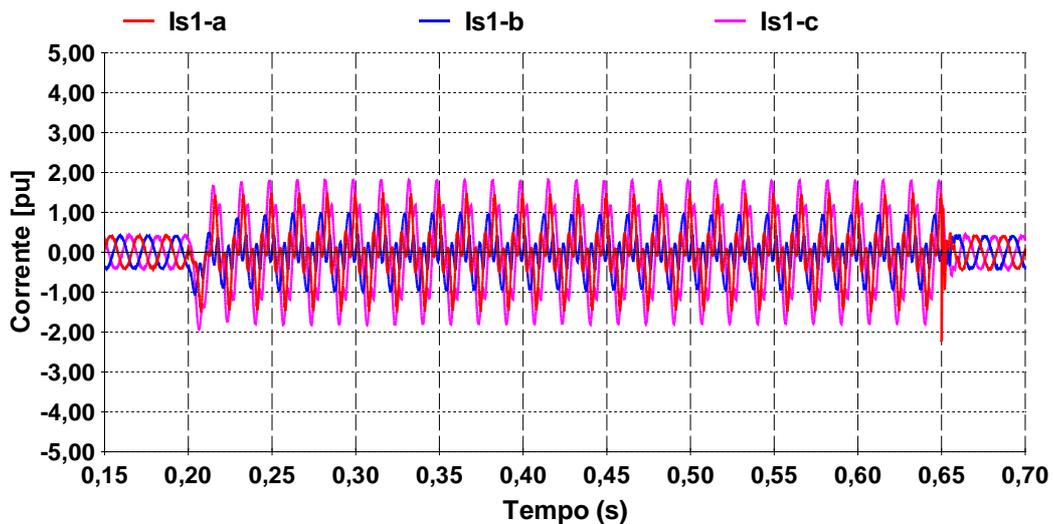


Figura 4.49 – Correntes no ponto de medição 1 para curto monofásico no sistema 1.

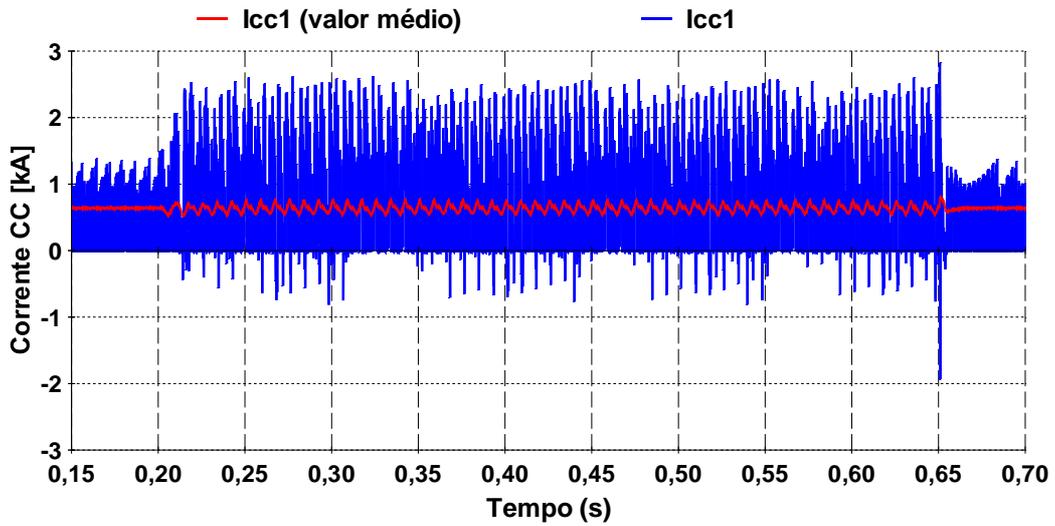


Figura 4.50 – Corrente CC no VSC 1 e valor médio para curto monofásico no sistema 1.

Na Figura 4.51 e na Figura 4.52 vemos que a mesma oscilação de 2ω está presente nas potências ativa e reativa do sistema 1.

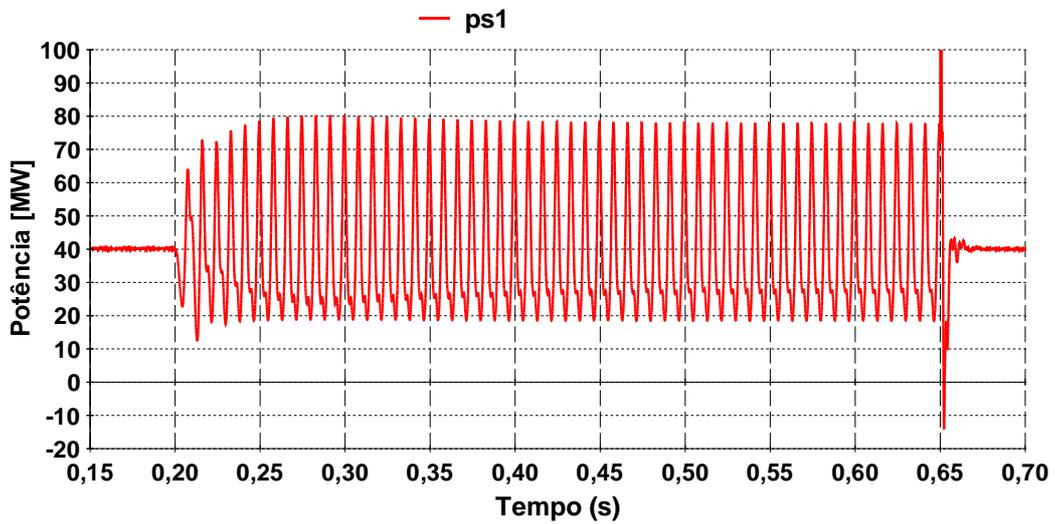


Figura 4.51 – Potência ativa no ponto de medição 1 para curto monofásico no sistema 1.

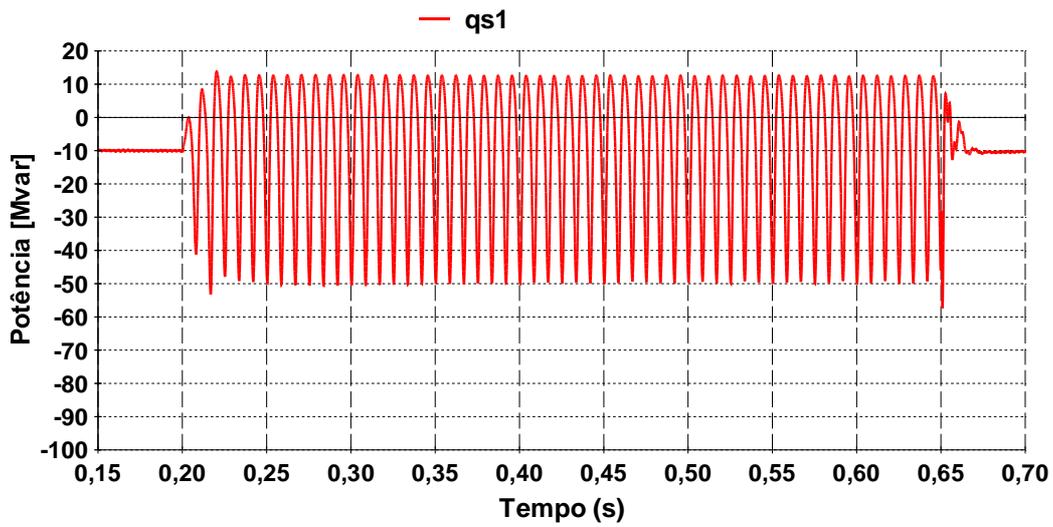


Figura 4.52 - Potência reativa no ponto de medição 1 p/ curto monofásico no sistema 1.

Nos gráficos seguintes (Figura 4.53, Figura 4.54, Figura 4.55 e Figura 4.56) são apresentadas as mesmas grandezas para o sistema 2, onde se percebe que o mesmo não sofreu grandes impactos devido ao curto monofásico no sistema 1.

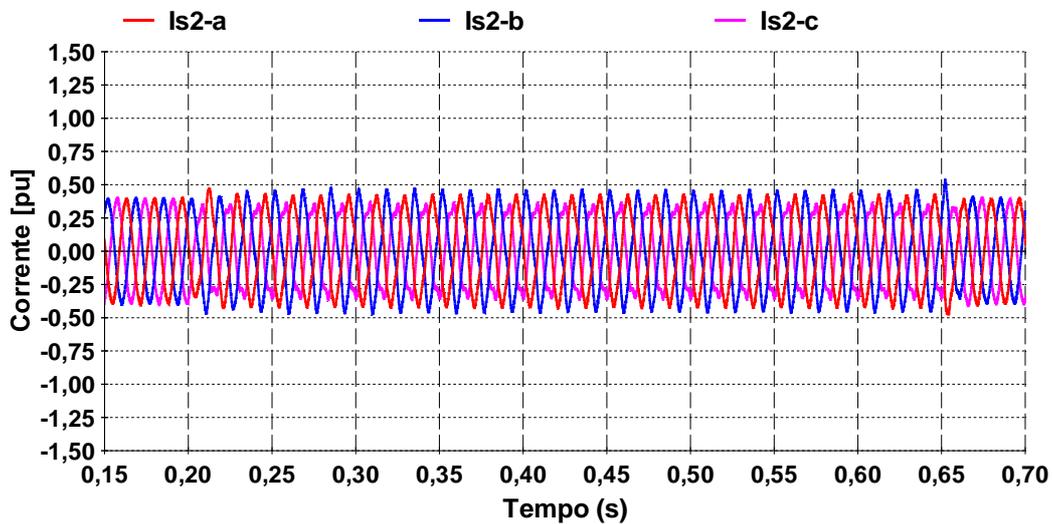


Figura 4.53 - Correntes no ponto de medição 2 para curto monofásico no sistema 1.

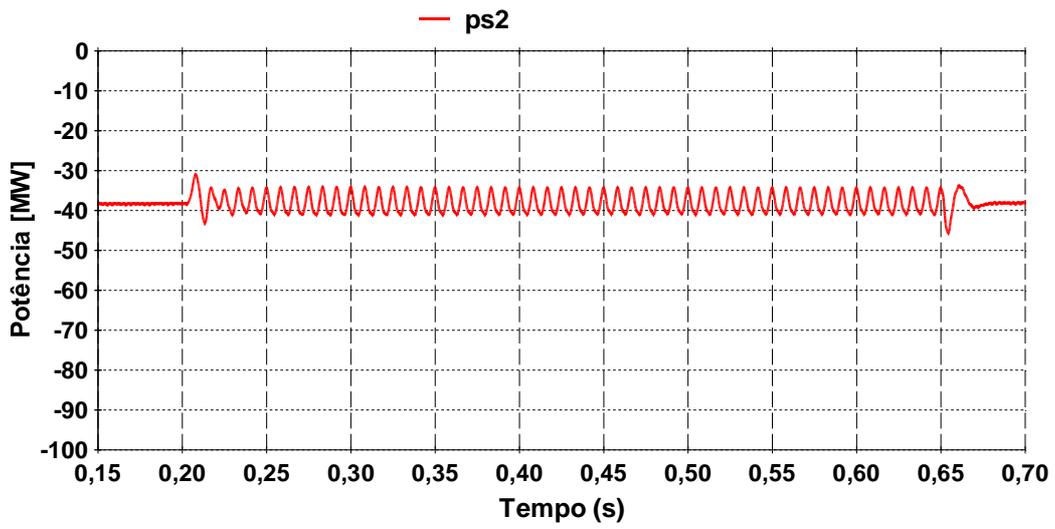


Figura 4.54 - Potência ativa no ponto de medição 2 para curto monofásico no sistema 1

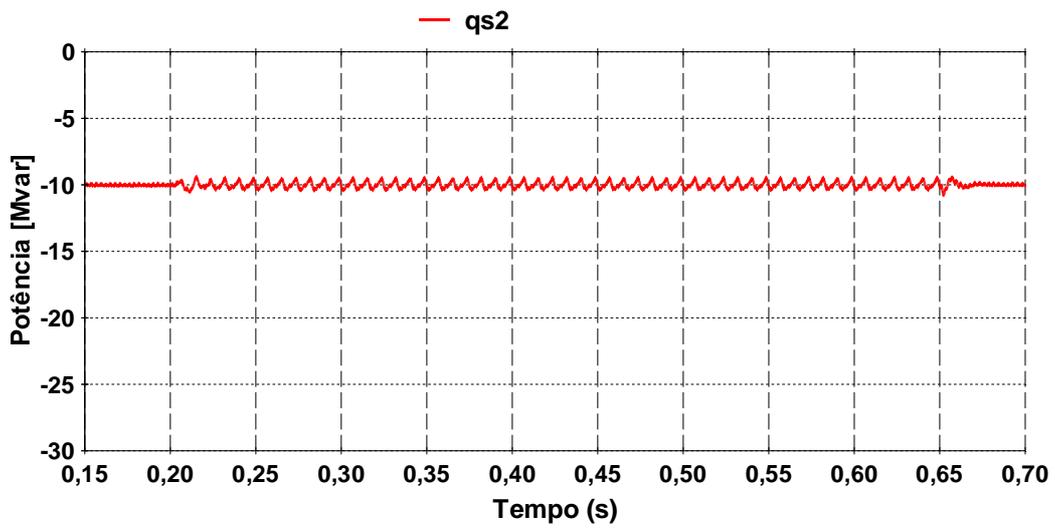


Figura 4.55-Potência reativa no ponto de medição 2 para curto monofásico no sistema 1.

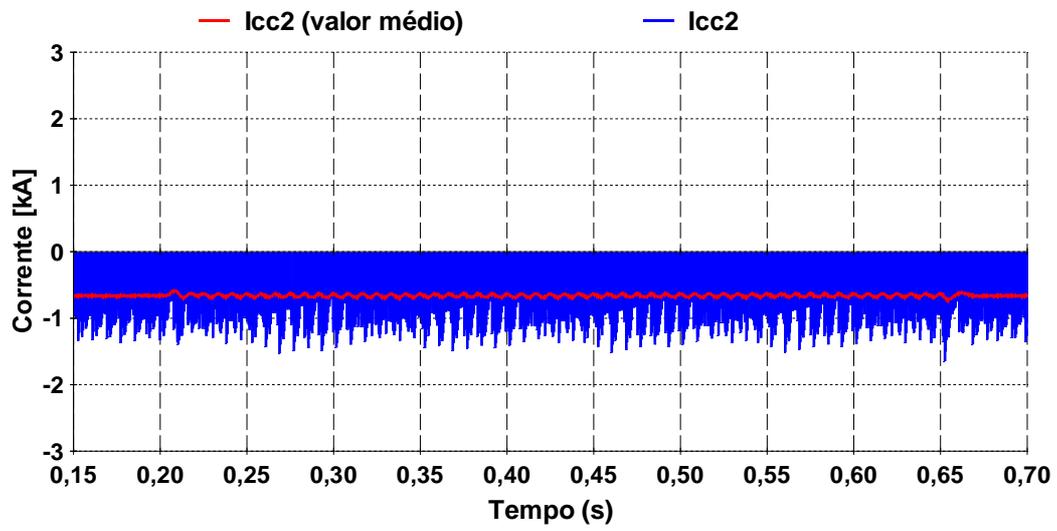


Figura 4.56 - Corrente CC no VSC 2 e valor médio para curto monofásico no sistema 1.

CAPÍTULO 5: CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Neste trabalho foi estudada uma conexão de dois sistemas CA com elo de tensão CC utilizando conversores VSC conectados em “back-to-back”. O controle dos conversores é baseado no controle vetorial. Uma das principais vantagens do uso dos VSCs está no fato que eles não necessitam de suporte de potência reativa e ainda permitem o controle dessa potência em ambos os conversores de maneira independente durante a sua operação normal. Também garantem o controle preciso da potência ativa e com baixa geração de harmônicos.

Para realizar as simulações do modelo proposto, foi utilizado o programa PSCAD/EMTDC. Através das simulações, foi possível confirmar neste sistema a independência no controle de potência reativa. Verificou-se também como o valor da indutância série (transformador e reator série) afeta os harmônicos da tensão CA e, conseqüentemente, a distorção harmônica da corrente CA no ponto de conexão do VSC-BTB com o sistema. Esta análise é útil no dimensionamento desta indutância série. O valor do capacitor CC foi escolhido de modo a garantir um “ripple” na tensão CC abaixo de 1%. O valor desta capacitância também é importante por ter influência direta na performance do elo diante de distúrbios na rede e na propagação dos mesmos para o outro sistema. Com relação aos harmônicos gerados pelos conversores VSC, foram realizadas simulações com e sem os filtros passa-altas, onde se constatou a importância dos mesmos para que os níveis de DHT se mantenham em valores recomendados pelo IEEE. Verificou-se também a redução dos harmônicos com o aumento da frequência de chaveamento dos conversores.

No sistema estudado, observou-se que é possível a implementação dos dois tipos de controle, pois nas equações de v_d e v_q sempre existirá uma parcela que depende de i_d e outra que depende de i_q . O controle que foi projetado para atuar na parcela derivada da corrente (denominado “tipo I”) mostrou-se mais rápido e eficiente, contudo necessita que seja eliminada a parcela de acoplamento ωLi para melhorar seu desempenho. Já o controle que foi projetado para atuar na parcela proporcional da corrente (denominado “tipo II”) funcionou satisfatoriamente, porém um pouco menos rápido em relação ao anterior.

Também foi implementado neste trabalho um modelo linearizado de frequência fundamental para o “back-to-back” com conversores VSC e modulação PWM. Este modelo linearizado do VSC-BTB pode ser utilizado para auxiliar no ajuste dos ganhos dos controladores, facilitando a adequação do mesmo aos requisitos de desempenho desejados, colaborando desta maneira como uma ferramenta complementar à análise no domínio do tempo realizada com programas de simulação de transitórios eletromagnéticos. As vantagens em se desenvolver um modelo linearizado para o VSC-BTB e utilizar as ferramentas da análise linear ficam mais evidentes com o aumento da complexidade dos sistemas avaliados e com a presença de múltiplos equipamentos FACTS conectados à rede, onde podem surgir interações dinâmicas adversas entre os equipamentos e a rede.

O grau de complexidade demandado para o desenvolvimento de um modelo linearizado do VSC-BTB é justificado pelo fato de que, uma vez implementado computacionalmente, este modelo pode auxiliar significativamente na análise de tais equipamentos e suas interações dinâmicas com os sistemas de potência, sistemas estes que têm se tornado cada vez maiores fisicamente e mais complexos de uma maneira geral.

O modelo linearizado foi validado através de comparações entre simulações realizadas com o modelo linear no MATLAB e simulações realizadas com o modelo PSCAD/EMTDC. Os resultados obtidos nesta validação podem ser considerados bastante satisfatórios, uma vez que se trata de um modelo linear de frequência fundamental.

Com relação à aplicação de defeitos na rede, o VSC-BTB proveu relativa contenção da propagação de distúrbios de um sistema CA para o outro. No caso do curto-circuito trifásico, o controle permitiu (fazendo-se alterações no valor de referência) que o elo permanecesse conectado e sua recuperação após a eliminação do defeito. No caso do curto-circuito monofásico no sistema 1, constatou-se que o defeito não causou grande impacto no sistema 2. Neste aspecto, o elo com conversores VSC apresenta vantagem em relação ao elo de corrente com tiristores. Porém, a oscilação de 2ω presente nas potências CA (devido à presença da sequência negativa) precisa ser melhor investigada com relação às possíveis conseqüências para o sistema.

Sugestões de trabalhos futuros:

- Pesquisar soluções para os problemas relativos à atuação do controle vetorial diante de situações de desequilíbrio, onde aparece a frequência de 2ω na tensão CC e na potência CA devido à presença da sequência negativa.
- Utilizar o modelo linearizado deste trabalho para realizar análise linear em casos envolvendo redes CA mais complexas, onde há fortes interações (ressonâncias) do VSC-BTB com a rede ou com outros equipamentos FACTS presentes na rede.
- Desenvolver um modelo linear utilizando fasores dinâmicos, semelhante ao apresentado neste trabalho, para um elo com conversor modular multinível (MMC).
- Verificar a eficiência do controle “tipo II” em outros sistemas baseados em eletrônica de potência onde a corrente varie muito lentamente em alguma determinada aplicação já que, nesse caso, a componente proporcional da corrente tende a ser predominante em relação à parcela de derivada desta corrente.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[AKAGI 2007] AKAGI, H., WATANABE, E. H., AREDES, M., "Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning", New Jersey: IEEE Press / Wiley-Interscience, 2007.

[ALLEBROD 2008] ALLEBROD S., HAMERSKI R., MARQUARDT R., "New transformerless, scalable Modular Multilevel Converters for HVDC-transmission", Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE.

[AREDES 1998] AREDES, M., HEUMANN, K., WATANABE, E.H., "An Universal Active Power Line Conditioner", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 13, No. 2, pp. 545-551, Apr. 1998.

[BARBOSA 1994] BARBOSA, P.G., Proposta de um Compensador Série Avançado Baseado em Conversores CC-CA Tipo Fonte de Tensão com Modulação PWM. Dissertação de mestrado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, R.J., Brasil, 1994.

[BARROS 2009] BARROS, J.G.C., AZEVEDO, R.M., CARVALHO, A.R.C.D., SANTO, S.E., GOMES JUNIOR, S., LIRIO, F.L., MACEDO, N.J.P., MENZIES, D., PEIXOTO, C.A.O., PING, W.W., LUZ, G.S., Interligações HVDC por Conversores com Capacitores de Comutação (CCC). Rio de Janeiro, Cigré-Brasil, 2009.

[BARTON 1978] BARTON, T.H., "Pulse Width-Modulation Waveforms - The Bessel Aproximation". In: Conf. Rec. IEEE Industry Application Society Annual Meeting, 1978, pp. 1125-1130.

[BORGES 2010] Borges C. M., “Análise Da Operação Do Conversor Fonte De Tensão (Vsc) Em “Back-To-Back” Para Microrredes”, dissertação de mestrado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, R.J, Brasil, 2010.

[CARVALHAL 2008] CARVALHAL, R.P., “Análise De Sistemas De Transmissão Em Tensão Contínua Para Alimentação De Cargas Isoladas”, dissertação de mestrado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, R.J, Brasil, 2008.

[CAVALIERE 2008] CAVALIERE, C., A., C., “Análise e Modelagem de STATCOM Considerando operação em Sistema Desbalanceado”, Tese de Doutorado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, R.J, Brasil, 2008.

[CHAPMAN 2003] CHAPMAN, S. J., “Programação em MATLAB para engenheiros”, editora Thompson, 2003.

[CHUCO 2010] CHUCO, B., WATANABE, E.H., “A comparative study of dynamic performance of HVDC system based on conventional VSC and MMC-VSC”, Bulk Power System Dynamics and Control (iREP) - VIII (iREP), 2010 iREP Symposium, 2010.

[CIGRÉ 2005] “VSC Transmission”, Technical Brochure 269, WG B4.37, April 2005.

[DANIEL 2010] DANIEL L.O., PING W.W., RANGEL R.D., CARVALHO A.R., ALMEIDA L.P., “Aplicação de conversores VSC a sistemas de transmissão de energia”, Revista Eletricidade Moderna, Abril 2010.

[GÁRDOS 2008] GÁRDOS, R., “Transmissão de energia a longa distância com linhas CA segmentadas por conversores VSC B2B”, dissertação de mestrado, COPPE/UFRJ Rio de Janeiro, R.J, Brasil, 2008.

[GNANARATHNA 2011] 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, Jan 2011.

[GOLE 1990] GOLE, A.M., SOOD, V.K., “A Static Compensator Model for Use With Electromagnetic Transients Simulation Programs”, 1990, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 5, no. 3, pp 1398-1407, Julho.

[GOMES 2002] GOMES JR., S., “Modelagem e Métodos Numéricos para Análise Linear de Estabilidade Eletromecânica, Ressonância Subsíncrona, Transitórios Eletromagnéticos e Desempenho Harmônico de Sistemas de Potência”, Tese de Doutorado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, R.J, Brasil, 2002.

[GOMES 2006] GOMES, S., MARTINS, N., STANKOVIC, A.N., "Improved Controller Design Using New Dynamic Phasor Models of SVCs Suitable For High Frequency Analysis" , IEEE PES Transmission and Distribution Conference 2005/2006, pp. 1436-1444, 2006.

[GOMES 2009] GOMES S., LÍRIO F.L., “Ferramenta Computacional para Ajuste de Múltiplos FACTS (SVC e TCSC) Considerando Possíveis Interações Dinâmicas Adversas” XI SEPOPE, Março 2009.

[GYUGYI 2000] GYUGYI, L., "Methods of Output Waveform Generation by Voltage-Sourced Converters". In: Curso e Workshop sobre Conversores Controlados por Tensão e Capacitores Série em Estações CCAT (Voltage Source Converters and Series Compensated HVDC Schemes), CIGRÉ Brasil CE-14, Rio de Janeiro, Brasil, Mar. 2000.

[HAGIWARA 2008] HAGIWARA, M., AKAGI, H., "PWM control and experiment of modular multilevel converters", Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE , June 2008.

[HINGORANI 1988] HINGORANI, N.G., "High Power Electronics and Flexible AC Transmission System", IEEE Power Engineering Review, July 1988.

[HINGORANI 1999] HINGORANI, N.G., GYUGYI, L., Understanding FACTS - Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems, 1 ed., New York, IEEE Press, 1999.

[IEEE 1993] IEEE Std 519-1992, "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems", 1993.

[JESUS 2003] JESUS, F.D., SOARES, C.F.T., NETO, J.L.S., WATANABE, E.H., AREDES, M., CARVALHO, J.R., LEAL, M., 2003, "Improvement of a Positive-Sequence Components Detector in a Unbalanced Three-Phase System", VII Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, vol.1, pp. 640-645.

[KIMBARK 1971] KIMBARK, E.W., Direct Current Transmission, Volume 1, New York: Willey Interscience, 1971.

[KUNDUR 1994] KUNDUR, P., Power System Control and Stability. 1 ed., McGraw-Hill Inc., 1994. Nova York, Estados Unidos.

[LARSSON 2001] LARSSON, T., EDRIS A., KIDD, D., ABOYTES, F. "Eagle Pass Back-to-Back Tie: a Dual Purpose Application of Voltage Source Converter Technology," Proceedings of the 2001 IEEE PES Summer Power Meeting, Vancouver, BC, July 2001.

[LIMA 2009] LIMA, F.K.A., “Aerogerador Baseado em máquina de indução Duplamente Alimentada – Suportabilidade para Afundamento de Tensão”, Tese de D.Sc., COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2009.

[LIMA 1999] LIMA, L. T. G., “Aplicação de Sistemas Descritores na Análise de Transitórios em Redes Elétricas de Grande Porte”. Tese de D.Sc., COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 1999.

[LÍRIO 2007] LÍRIO, F.L., “Modelagem Tensorial de SVC e TCSC no Domínio s para Análise Linear de Transitórios Eletromagnéticos e Harmônicos”, Tese de Doutorado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, R.J, Brasil, 2007.

[MANITOBA 1994] PSCAD/EMTDC User’s Manual, Manitoba HVDC Research Center, Canada, 1994.

[MARQUARDT 2004] MARQUARDT R., LESNICAR A., "New Concept for High Voltage – Modular Multilevel Converter", PESC 2004 Conference in Aachen, Germany, 2004.

[MATAVELLI 1997] MATAVELLI, P. , VERGHESE G. C., STANKOVIC A. M., 1997, "Phasor Dynamics of Thyristor-Controlled Series Capacitor Systems", IEEE Transactions of Power Systems, vol. 12, no. 3, pp. 1259-1267, Agosto.

[MOHAN 1995] MOHAN, N., UNDERLAND, T.M., ROBBINS, W.P., Power Electronics - Converters, Applications and Design, 2º ed., New York, John Wiley & Sons, 1995.

[OGATA 1990] OGATA, K., 1990, “Engenharia de Controle Moderno”, Tradução de I. J. Albuquerque, 2ª edição, Editora Prentice Hall do Brasil Ltda., Rio de Janeiro, 781p.

[PILOTTO 2000] PILOTTO, L.A.S., ALVES, J.E.R., WATANABE, E.H., 2000, “High Frequency Engenanalysis of HVDC and FACTS Assisted Power Systems”, PES Summer Meeting. IEEE, vol. 2, pp. 823-829, 16-20 de Julho.

[PORTELA 1970] PORTELA, C. M., Análise de Redes Elétricas - Algumas Aplicações. Edição subsidiada pelo Instituto de Alta Cultura, 1970, Lisboa, Portugal.

[RANGEL 2004] RANGEL, R.D., “Modelagem de Equipamentos FACTS Baseados em Inversores de Tensão para Análise de Fluxo de Potência e Fenômenos Eletromecânicos”, Tese Doutorado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, BRASIL, Setembro, 2004.

[ROLIM 2006] ROLIM, L.G.B.; COSTA, D.R.; AREDES, M., 2006, “Analysis and Software Implementation of a Robust Synchronizing PLL Circuit Based on the pq Theory”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 53, p. 1919-1926.

[SCHAUDER 1993] C. SCHAUDER, H. MEHTA, “Vector analysis and control of advanced static VAr compensators”, IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution, Vol.: 140, Issue: 4, JULY, 1993, pp.: 299-306.

[SEMLYEN 1999] SEMLYEN, A., 1999, “s-Domain Methodology for Assessing the Small Signal Stability of Complex Systems in Non-Sinusoidal Steady State” IEEE Transactions on Power Systems, vol. 6, no. 1, Fevereiro, pp. 132-137.

[SEN 1999] SEN, K., "STATCOM - STATic synchronous COMPensator: Theory, Modeling, and Applications". In: IEEE Proceedings of the 1999 PES Winter Meeting, pp. 1177-1183, New York, USA, Jan. 1999.

[SOOD 2004] SOOD, V.K., “HVDC and FACTS Controllers - Applications of Static Converters in Power Systems”, Kluwer Academic Publishers, 2004.

[STANKOVIC 2000] STANKOVIC, A. M., MATAVELLI, P., CALISKAN, V., VERGHESE G. C., 2000, ”Modeling and Analysis of FACTS Devices with Dynamics Phasors”, IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, Janeiro.

[VARRICCHIO 2003] VARRICCHIO, S. L., MARTINS, N., LIMA, L. T. G., 2003, “A Newton–Raphson Method Based on Eigenvalue Sensitivities to Improve Harmonic Voltage Performance”, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 18, n°. 1, January.

[XU 2011] XU, L., MIAO, Z., FAN, L., “Control of a Back-to-Back VSC System from Grid-Connection to Islanded Mode in Microgrids”, Energytech – IEEE, May 2011.

APÊNDICE

Seja a seguinte equação da corrente na indutância série do VSC, mostrada na Figura A.1:

$$\tilde{V}_s - \tilde{V}_c = L \frac{d\tilde{I}_s}{dt}, \quad (\text{A.1})$$

onde \tilde{V}_s e \tilde{V}_c são os fasores dinâmicos das tensões do sistema e do conversor respectivamente e \tilde{I}_s é o fasor dinâmico da corrente CA que flui na indutância série.

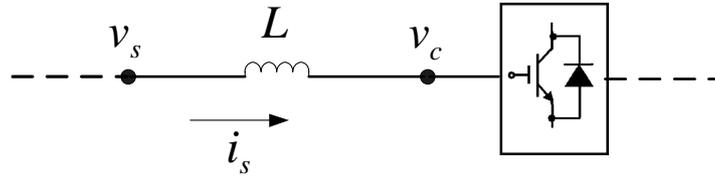


Figura A.1 – Trecho da indutância série do VSC.

Pela equação (3.13), temos:

$$\tilde{V}_s = V_s^{\text{Re}} \cos(\omega t) - V_s^{\text{Im}} \text{sen}(\omega t), \quad (\text{A.2})$$

$$\tilde{V}_c = V_c^{\text{Re}} \cos(\omega t) - V_c^{\text{Im}} \text{sen}(\omega t), \quad (\text{A.3})$$

$$\tilde{I} = I_s^{\text{Re}} \cos(\omega t) - I_s^{\text{Im}} \text{sen}(\omega t). \quad (\text{A.4})$$

Substituindo (A.2), (A.3) e (A.4) em (A.1), teremos:

$$\begin{aligned} & \left[V_s^{\text{Re}} \cos(\omega t) - V_s^{\text{Im}} \text{sen}(\omega t) \right] - \left[V_c^{\text{Re}} \cos(\omega t) - V_c^{\text{Im}} \text{sen}(\omega t) \right] = \\ & = L \frac{d}{dt} \left[I_s^{\text{Re}} \cos(\omega t) - I_s^{\text{Im}} \text{sen}(\omega t) \right] \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

Separando-se os termos seno e cosseno, temos:

$$V_s^{\text{Re}} - V_c^{\text{Re}} = -\omega L i_s^{\text{Im}} + L \frac{d i_s^{\text{Re}}}{dt}, \quad (\text{A.6})$$

$$V_s^{\text{Im}} - V_c^{\text{Im}} = \omega L i_s^{\text{Re}} + L \frac{d i_s^{\text{Im}}}{dt}.$$

Aplicando-se uma matriz de rotação (A.7) que relaciona os eixos d-q com os eixos real-imaginário para a mesma referencia adotada neste trabalho, teremos:

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{Re} \\ \text{Im} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.7})$$

$$v_s^d - v_c^d = -\omega L i_s^q + L \frac{d i_s^d}{dt}, \quad (\text{A.8})$$

$$v_s^q - v_c^q = \omega L i_s^d + L \frac{d i_s^q}{dt}. \quad (\text{A.9})$$

Observando (A.8) e (A.9) percebemos que cada componente de v_c é função de uma parcela proporcional à componente de i_s sobre o eixo em quadratura e de uma parcela de derivada da componente de i_s sobre o eixo direto.